



HAL
open science

Applicateurs destinés aux études d'effets biologiques des ondes électromagnétiques sub-nanosecondes

Mathieu Croizer

► **To cite this version:**

Mathieu Croizer. Applicateurs destinés aux études d'effets biologiques des ondes électromagnétiques sub-nanosecondes. Electromagnétisme. Université de Limoges, 2015. Français. NNT : 2015LIMO0127 . tel-01298291

HAL Id: tel-01298291

<https://theses.hal.science/tel-01298291v1>

Submitted on 5 Apr 2016

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

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

Université de Limoges

**École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information,
Mathématiques (ED 521)**

Laboratoire XLIM-Ondes et Systèmes Associés

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline / Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et
Systèmes

Présentée et soutenue par

Mathieu Croizer

Le 14 décembre 2015

**Applicateurs destinés aux études d'effets biologiques des ondes
électromagnétiques sub-nanosecondes**

Thèse dirigée par Joël Andrieu

JURY :

Président du jury

M. Jean-Christophe Nallatamby, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Rapporteurs

Mme. Françoise Paladian, Professeur, LASMEA, Institut Pascal de Clermont-Ferrand

M. Marc Helier, Professeur, L2E, Université Pierre et Marie Curie de Jussieu

Examineurs

M. Joël Andrieu, Professeur, XLIM, Université de Limoges

M. René Vézinet, Ingénieur chercheur, CEA/DAM Gramat

M. Marc Jouvot, Maître de Conférences, XLIM, Université de Limoges

M. Lluis M. Mir, Directeur de Recherche CNRS, LVTA, UMR 8203, Institut Gustave
Roussy de Villejuif

M. Laurent Pécastaing, Maître de Conférences, SIAME, Université de Pau et des
Pays de l'Adour









A ma famille, à mes amis...merci,





La vraie science est une ignorance qui se sait.
Montaigne





Remerciements

Le travail décrit dans ce mémoire a été effectué au CEA/DAM Gramat au sein du Laboratoire des Micro ondes de Fortes Puissances (LMFP) dépendant du Service des Effets Radiatifs et Electromagnétiques (SERE). Ce travail a été effectué en coopération avec le laboratoire XLIM de Limoges, ainsi que le Laboratoire de Vectorologie et Thérapeutique Anticancéreuses (LVTA) de l'Institut Gustave Roussy de Villejuif.

Je tiens à remercier sincèrement Monsieur Michel Bourzeix, directeur du Service des Effets Radiatifs et Electromagnétiques du CEA Gramat et Monsieur Stéphane Tortel, responsable du Laboratoire des Micro ondes de Fortes Puissances, pour m'avoir accueilli au sein de leur équipe.

J'exprime ma plus profonde gratitude aux différentes personnes ayant encadrés mes travaux de thèses, tout particulièrement Messieurs Joël Andrieu, Professeur de l'Université de Limoges, Marc Jovet Maître de Conférences de l'Université de Limoges, ainsi que René Vézinet, ingénieur du CEA/DAM Gramat et de Lluis M. Mir Directeur de Recherche du Laboratoire de Vectorologie et Thérapeutique Anticancéreuse.

Je remercie sincèrement Monsieur Jean-Christophe Nallatamby, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider cette soutenance.

J'exprime mes plus grands remerciements à Madame Françoise Paladian, Professeur d'Université à l'Institut Pascal, ainsi qu'à Monsieur Marc Helier, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de rapporter ce manuscrit et pour l'attention qu'ils ont portée à mes travaux.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Laurent Pecastaing Maître de Conférence à l'Université de Pau et des Pays de l'Adour pour avoir jugé et examiner mes travaux.

Je tiens tout particulièrement à remercier Messieurs Jean Christophe Diot, Alexandre Catrain, Jacques Tarayre, Jean- Luc Lavergne, Alain Paupert pour leur aide précieuse durant mes travaux de thèse. Je tiens aussi à remercier les différents stagiaires et thésards que j'ai eu la chance de rencontrer durant ces trois années au CEA/DAM Gramat.

Mes derniers remerciements vont à mes parents, à ma sœur ainsi qu'à mes amis qui m'ont été d'un grand soutien durant le déroulement de cette thèse.





Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :
« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »
disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>





Table des matières

Introduction	35
Chapitre I. Contexte et état des connaissances sur les effets des ondes électromagnétiques sur le vivant	41
I.1. Introduction	43
I.2. Généralités sur les ondes électromagnétiques et leurs applications	44
I.2.1. Les rayonnements non ionisant	46
I.2.1.1 Les très basses fréquences	46
I.2.1.2 Les ondes radio et les micro-ondes	46
I.2.1.3 Le rayonnement infrarouge	47
I.2.1.4 Le rayonnement lumineux	48
I.2.2. Les rayonnements ionisants	49
I.2.3. Utilisation des ondes électromagnétiques dans le domaine médical	50
I.2.4. Conclusion	51
I.3. Quelques notions sur la cellule biologique	52
I.3.1. Une cellule biologique, qu'est ce que c'est ?	52
I.3.2. La membrane plasmique	52
I.3.3. Les organelles	54
I.3.4. Conclusions	56
I.4. Interactions des impulsions électriques sur le vivant	57
I.4.1. L'électroperméabilisation (ou électroporation) de la membrane plasmique	57
I.4.1.1 Mécanismes de base de l'électroperméabilisation	57
I.4.1.2 Caractéristiques électriques de l'électroperméabilisation	59
I.4.1.2.1. Les différents potentiels électriques d'une membrane cytoplasmique	59
I.4.1.2.2. Le potentiel transmembranaire induit	61
I.4.1.3 Applications utilisant le phénomène d'électroperméabilisation	63
I.4.1.3.1. Traitements anticancéreux	63
I.4.1.3.2. Transfection génique	64
I.4.1.3.3. Applications industrielles	64
I.4.2. Utilisation des impulsions nanosecondes	65
I.4.2.1 Les effets provoqués par des impulsions nanosecondes	65
I.4.2.1.1. Perméabilisation de la membrane plasmique	65
I.4.2.1.2. Perméabilisation des membranes sous cellulaires	66
I.4.2.1.3. Externalisation de la phosphatidylserine	66
I.4.2.1.4. Augmentation du calcium intracellulaire	66
I.4.2.1.5. L'apoptose	66
I.4.2.2 Applications envisagées pour les impulsions nanosecondes dans un cadre biologique	67
I.4.3. Utilisation des impulsions subnanosecondes	67
I.4.3.1 Les effets provoqués par des impulsions subnanosecondes	67

I.4.3.1.1. Perméabilisation de la membrane plasmique	67
I.4.3.1.2. Perméabilisation des membranes sous cellulaires.....	68
I.4.3.1.3. La mort cellulaire	68
I.4.4. Problématique des moyens expérimentaux dédiés à l'étude des impulsions subnanosecondes	68
I.4.4.1 Cahier des charges pour un applicateur in vitro	69
I.4.4.2 Cahier des charges pour un applicateur antennaire	69
I.4.5. Conclusions.....	70
I.5. Conclusions	70
Chapitre II. Applicateur dédié aux expérimentations In Vitro.....	73
II.1. Etat de l'art des différents applicateurs utilisés pour l'étude des effets des impulsions électromagnétiques sur le vivant.....	75
II.1.1. Présentation des différents applicateurs existant dans la littérature	75
II.1.1.1 Appicateurs à électrodes.....	75
II.1.1.2 Appicateurs à électrodes planes.....	76
II.1.1.3 Appicateurs à électrodes filaires ou à aiguilles	77
II.1.1.4 Performances des applicateurs à électrodes.....	78
II.1.1.4.1. Circuit électrique équivalent des applicateurs à électrodes	78
II.1.1.4.2. Performances des applicateurs à électrodes	80
II.1.1.5 Les cellules TEM.....	84
II.1.1.6 Les applicateurs coaxiaux.....	90
II.1.2. Choix du type d'applicateur	94
II.2. Conception d'un nouveau concept d'applicateur coaxial	95
II.2.1. Problématique de l'homogénéité à l'intérieur de la chambre d'exposition.....	95
II.2.2. Nouveau concept d'applicateur coaxial.....	97
II.2.3. Définition de la géométrie générale	97
II.2.4. Simulations numériques de l'architecture générale de l'applicateur coaxial	99
II.2.4.1 Caractérisation fréquentielle.....	100
II.2.4.2 Caractérisation temporelle avec un signal rectangulaire	102
II.2.4.3 Etude des oscillations lorsque l'éprouvette est remplie par un diélectrique ..	104
II.2.4.4 Simulations avec un signal représentatif d'un générateur Kentech PBG5	108
II.2.4.5 Conclusions de l'étude en simulation de la géométrie simplifiée de l'applicateur coaxial	112
II.2.5. Conception du prototype.....	113
II.2.5.1 Conception du 1 ^{er} étage	114
II.2.5.2 Conception du 2 ^{ème} étage.....	115
II.2.5.3 Conception du 3 ^{ème} étage.....	117
II.2.5.4 Simulations numériques de l'ensemble du prototype.....	119
II.2.5.4.1. Simulations à vide	119

II.2.5.4.2. Simulations avec l'éprouvette remplie de diélectrique sans pertes de permittivité relative égale à 81	124
II.2.5.5 Fabrication du prototype	128
II.2.6. Conclusions sur la conception du nouveau concept d'applicateur coaxial	130
II.3. Mesures des performances de l'applicateur coaxial	131
II.3.1. Conception d'une sonde haute tension	131
II.3.2. Présentation des bancs de mesures.....	132
II.3.2.1 Banc de mesure pour la caractérisation fréquentielle de l'applicateur coaxial	132
II.3.2.2 Banc de mesures pour les expérimentations en régime transitoire.....	133
II.3.3. Evaluation des pertes diélectriques de l'eau distillée utilisée en mesures.....	134
II.3.4. Caractérisation fréquentielle	135
II.3.4.1 Caractérisation fréquentielle à vide de l'applicateur coaxial.....	135
II.3.4.2 Caractérisation fréquentielle avec l'éprouvette remplie d'eau distillée	137
II.3.4.3 Caractérisation fréquentielle de la sonde haute tension	139
II.3.4.4 Conclusions sur la caractérisation fréquentielle des différents éléments de l'expérimentation.....	140
II.3.5. Mesures en régime transitoires de l'applicateur	141
II.3.5.1 Traitements appliqués.....	141
II.3.5.2 Mesures à vide.....	143
II.3.5.3 Mesures avec l'éprouvette remplie d'eau distillée	146
II.3.5.4 Conclusions sur les mesures en régime impulsionnel de l'applicateur coaxial	149
II.3.6. Conclusions générales sur les mesures de l'applicateur.....	149
II.4. Conclusions générales sur la conception et l'étude des performances de l'applicateur coaxial	150
Chapitre III. Applicateur antennaire dédié aux expérimentations In Vivo	153
III.1. Introduction	155
III.2. Etat de l'art de systèmes antennaires pour des impulsions électromagnétiques subnanosecondes.....	155
III.2.1.1 Caractéristiques des antennes Ultra Large Bande (ULB)	155
III.2.1.2 Le gain	157
III.2.1.3 La directivité.....	157
III.2.1.4 Le facteur de mérite	158
III.2.1.5 Le diagramme de rayonnement	158
III.2.2. Différents systèmes antennaires ULB.....	159
III.2.2.1 Architecture en réseau	159
III.2.2.2 Architecture une seule antenne alimentée par une seule source.....	160
III.2.2.3 Système antennaire dédié aux applications biologiques pour des impulsions subnanosecondes.....	162
III.3. Etude de l'antenne PSIRA initiale.....	164



III.3.1. Simulation de l'antenne PSIRA initiale	165
III.3.1.1 Géométrie des brins de l'antenne PSIRA initiale	165
III.3.1.2 Adaptation de l'antenne : Paramètre S_{11} de l'antenne PSIRA initiale	172
III.3.1.3 Simulation de l'antenne PSIRA dans le domaine temporel.....	173
III.3.1.4 Détermination des dimensions de la tache	175
III.3.2. Conclusions.....	178
III.4. Problématiques de la pénétration d'une onde électromagnétique dans un tissu biologique	178
III.4.1. Caractéristiques diélectriques des tissus biologiques	178
III.4.2. Etude de la propagation d'une onde électromagnétique plane à l'intérieur de tissus biologiques.....	180
III.4.2.1 Configuration de l'analyse analytique.....	180
III.4.2.1.1. Propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu réel.....	181
III.4.2.1.2. Interaction d'une onde électromagnétique au niveau de l'interface entre un milieu diélectrique sans pertes et un milieu diélectrique réel.....	183
III.4.2.2 Etude analytique de la pénétration d'une onde électromagnétique dans un muscle	185
III.4.2.3 Conclusions	189
III.5. Conception du prototype	189
III.5.1. Solutions pour assurer la continuité entre les différents milieux et modifications de l'antenne en conséquence.....	190
III.5.1.1 Solution innovante pour optimiser la pénétration du champ électrique dans les tissus biologiques	190
III.5.1.2 Optimisation des dimensions du réflecteur à partir des formules analytiques	191
III.5.1.3 Paramètre S_{11} de l'antenne pour chaque milieu d'immersion.....	196
III.5.1.4 Etude dans le domaine temporel pour chaque milieu d'immersion	197
III.5.1.5 Dimensions et forme de la tache pour les deux milieux d'immersion.....	199
III.5.1.6 Conclusions	202
III.5.2. Architecture du prototype.....	203
III.5.2.1 Prototype avec des brins triangulaires et une alimentation par câble coaxial	203
III.5.2.2 Simulations de l'antenne PSIRA avec un dipôle filaire	207
III.5.2.3 Prise en compte de milieux diélectriques réels.....	211
III.5.2.3.1. Impacts sur les performances de l'antenne.....	211
III.6. Etude de propagation du champ électrique généré par l'antenne PSIRA dans un modèle numérique de corps humain	217
III.7. Etude d'une utilisation possible de l'antenne PSIRA avec des signaux CW	221
III.7.1. Conclusions.....	225
III.8. Résultats expérimentaux.....	226
III.8.1. Mesures des performances de l'antenne immergée dans la glycérine	230



III.8.1.1 Caractérisations fréquentielles	230
III.8.1.2 Mesures avec le capteur dipolaire.....	230
III.8.2. Evaluation des performances de l'antenne immergée dans l'eau distillée.....	232
III.8.2.1 Caractérisation fréquentielle.....	232
III.8.2.2 Mesures avec le capteur dipolaire.....	233
III.8.2.3 Mesures avec le capteur électro optique	236
III.8.2.3.1. Etalonnage du capteur électro optique	236
III.8.2.3.2. Performances obtenues avec le capteur électro optique.....	240
III.8.3. Conclusions.....	242
III.9. Conclusions et perspectives sur la conception de l'applicateur antennaire.....	243
Conclusion	247
Références bibliographiques	253
Annexes	260





Table des illustrations

Figure I-1 Illustration de la formation d'une onde dans une étendue d'eau perturbée par une goutte d'eau	44
Figure I-2 Illustration d'une onde électromagnétique se propageant dans l'espace	45
Figure I-3 Découpage du spectre électromagnétique	45
Figure I-4 Photographie d'une ligne haute tension.....	46
Figure I-5 a) Photographie montrant l'évolution du téléphone portable b) Représentation d'une communication satellitaire c) Photographie du radar ALTAIR d) Photographie d'un four à micro-ondes	47
Figure I-6 a) Télécommande infrarouge b) Détecteur d'intrusion c) Image provenant de jumelles à visions nocturnes d) Caméra thermique	48
Figure I-7 a) Photographie d'une fibre optique b) Photographie de différents pointeurs lasers	49
Figure I-8 a) 1 ^{ère} radiographie prise par le découvreur des rayons X : Wilhelm Röntgen b) Photographie d'une cabine à UV	50
Figure I-9 Photographie de Guillaume Duchenne réalisation une expérience de stimulation musculaire par un courant alternatif sur un patient	51
Figure I-10 a) cellule eucaryote b) cellule procaryote.....	52
Figure I-11 Illustration des mécanismes d'endocytose et d'exocytose	53
Figure I-12 Illustration de l'organisation de la membrane en bicouche lipidique	54
Figure I-13 Illustration du réticulum endoplasmique.....	55
Figure I-14 Illustration d'une mitochondrie	56
Figure I-15 Illustration du noyau cellulaire	56
Figure I-16 Illustration de l'application d'un champ électrique impulsionnel sur des cellules en suspension placées entre deux électrodes.....	58
Figure I-17 a) Pores hydrophobes b) Pores hydrophiles.....	58
Figure I-18 Représentation 2D des différents états obtenus en fonction de la durée et du niveau crête de l'impulsion[1] avec des exemples d'applications. EGT : Electrogènetransfert, ECT : Electrochimiothérapie, IRE : Electroporation irréversible pour l'ablation tumorale.....	59
Figure I-19 Illustration du potentiel transmembranaire	60
Figure I-20 illustration du potentiel de surface	60
Figure I-21 Illustration du potentiel dipolaire	61
Figure I-22 Configuration utilisée pour établir le potentiel transmembranaire induit [1]	62
Figure I-23 Oeufs d'oursins de mer marquées avec une sonde fluorescente en l'absence (gauche) et en présence (droite) d'un champ électrique [1]	62
Figure I-24 Illustration de l'électrochimiothérapie.....	63
Figure I-25 Système Cliniporator avec ses électrodes	64

Figure II-1 Schématisation des systèmes à électrodes	75
Figure II-2 Cuvette d'électroporation avec différentes distances inter électrodes	76
Figure II-3 Système d'exposition utilisé par Aude Silve[37].....	76
Figure II-4 Différents dispositifs d'électrodes planaires a) [40]b) [41]	77
Figure II-5 Exemple d'une configuration d'électrodes filaires pour l'exposition de cellules [42][43]	77
Figure II-6 a) Applicateur à 5 aiguilles b) Applicateur à une seule aiguille [44].....	78
Figure II-7 Circuit équivalent général des applicateurs à électrodes	78
Figure II-8 Schéma électrique équivalent du système générateur+milieu d'illumination	79
Figure II-9 Circuit équivalent de Thévenin du circuit présenté dans la figure	80
Figure II-10 Réponse à une impulsion nanosecondes du circuit électrique équivalent de chaque applicateur à électrodes.....	83
Figure II-11 Illustration d'une cellule TEM.....	84
Figure II-12 Schéma de la cellule TEM développée par S. Kholer[46] pour l'étude des impulsions nanosecondes sur des cellules biologiques a) Vue de coupe b) Vue de dessus .	85
Figure II-13 Problème 2D équivalent de l'illumination d'un liquide dans une cellule TEM.....	86
Figure II-14 Impulsion utilisée pour une étude quasi statique de la cellule TEM	87
Figure II-15 Champ électrique transitoire au centre de la solution illuminée pour a) Une épaisseur de 2mm d'échantillon b) Une épaisseur de 12mm d'échantillon	87
Figure II-16 Signal d'excitation utilisé pour alimenter la cellule TEM présentée dans [46].....	88
Figure II-17 a) Champ électrique à l'intérieur de la solution d'épaisseur 2mm b) Champ électrique à l'intérieur de la solution pour une boîte de Pétri pleine	89
Figure II-18 Paramètre S ₂₁ de la cellule TEM pour chaque épaisseur	89
Figure II-19 Exemple d'applicateur coaxial [51]	90
Figure II-20 a) Schéma de principe d'un applicateur coaxial b) Représentation du champ électrique à l'intérieur de l'applicateur.....	91
Figure II-21 a) Vue de coupe schématique de l'applicateur présenté dans [52] b) Rayon de la chambre d'exposition et de l'élément résistif	92
Figure II-22 S ₁₁ de l'applicateur coaxial présenté dans [52]	92
Figure II-23 Signal d'excitation utilisé pour alimenter l'applicateur présenté par [52].....	93
Figure II-24 a) Position de la sonde de champ électrique b) Champ électrique transitoire obtenu en simulation	93
Figure II-25 Configuration utilisée pour établir le taux de couplage à l'intérieur de la solution illuminée par l'applicateur présenté dans [52]	95
Figure II-26 a) Amplitudes maximales de champ électrique à l'intérieur de la solution de l'applicateur présenté dans [52] b) Ecart des amplitudes maximales de champ électrique par	



rapport à l'amplitude maximale du champ électrique obtenue avec la sonde de champ électrique.....	96
Figure II-27 Visualisation du Renforcement de champ en extrémité du conducteur central	96
Figure II-28 Illustration de la nouvelle configuration d'applicateur coaxial	97
Figure II-29 Géométrie simplifiée de l'applicateur coaxial	99
Figure II-30 a) Photographie du générateur Kentech PBG5 b) Caractéristiques du générateur Kentech PBG5.....	100
Figure II-31 a) Signal d'excitation utilisé pour la caractérisation fréquentielle b) Transformée de Fourier normalisée du signal d'excitation	100
Figure II-32 S11 obtenu pour de l'air ($\epsilon_r=1$) et de l'eau sans pertes ($\epsilon_r=81$).....	101
Figure II-33 S11 de l'applicateur pour une éprouvette remplie d'un milieu de permittivité relative égale à 81	101
Figure II-34 a) Forme transitoire du signal d'excitation rectangulaire b) Module normalisé de la Transformée de Fourier du signal d'excitation	102
Figure II-35 a) Comparaison de la forme transitoire du signal d'excitation avec la tension obtenue à l'intérieur de l'éprouvette pour $\epsilon_r = 1$ et $\epsilon_r = 81$ b) Comparaison du module normalisé de la transformée de Fourier de chaque signal	102
Figure II-36 Module de la fonction de transfert obtenu à partir de II.14	103
Figure II-37 Comparaison du champ électrique lorsque l'éprouvette est à vide et lorsque l'éprouvette est remplie d'un milieu $\epsilon_r = 81$	103
Figure II-38 Filtre passe bas du 2 nd ordre	104
Figure II-39 Analyse de Bode d'un filtre passe bas du 2 nd ordre	105
Figure II-40 Schéma électrique équivalent de la charge	105
Figure II-41 Comparaison de la fonction de transfert obtenue en simulation et par calcul de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du second ordre RLC pour les valeurs données dans le Tableau II-10.....	107
Figure II-42 Comparaison du signal à l'intérieur de l'éprouvette et du signal en sortie du circuit oscillant.....	107
Figure II-43 a)Signal déterminé à partir des caractéristiques du générateur Kentech PBG5 b) Module de la Transformée de Fourier du signal normalisé par rapport à son maximum	108
Figure II-44 Comparaison des signaux obtenus en simulation pour le signal d'excitation présenté dans la Figure II-43.....	109
Figure II-45 Champ électrique au milieu de l'éprouvette pour un signal d'excitation représentatif d'un générateur Kentech PBG5	109
Figure II-46 Configuration utilisée pour établir le taux de couplage à l'intérieur de la solution pour la géométrie générale.....	110
Figure II-47 Amplitude crête de champ électrique pour différentes positions sur l'axe z	111
Figure II-48 Taux d'inhomogénéité par rapport à l'amplitude maximale de champ électrique sur tout l'ensemble des valeurs obtenues en simulation	111

Figure II-49 a) Cartographie 2D du champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette dans le plan yz b) Cartographie 2D du champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette dans le plan xy en z=12.7mm	112
Figure II-50 Résumé du découpage de l'applicateur coaxial a) 1 ^{er} étage b) 2 ^{ème} étage c) 3 ^{ème} étage	113
Figure II-51 Schéma d'une transition conique.....	114
Figure II-52 a) S11 de la transition conique pour différentes longueurs b) S21 de la transition conique pour différentes longueurs.....	115
Figure II-53 Schéma du deuxième étage avec le capteur dérivatif.....	115
Figure II-54 Dimensions du tronçon de ligne 50Ω du capteur	116
Figure II-55 Illustration d'une réponse fréquentielle d'un capteur dérivatif.....	116
Figure II-56 Réponse fréquentielle du capteur obtenue par simulation	117
Figure II-57 a) Ensemble capot métallique et charge b) Zoom sur le joint d'étanchéité.....	118
Figure II-58 a) Ensemble charge, capot métallique et bouchon métallique b) Zoom sur le bouchon métallique	118
Figure II-59 Vue de coupe de l'applicateur coaxial.....	119
Figure II-60 S11 du prototype de l'applicateur lorsque l'éprouvette est vide	119
Figure II-61 Evolution de l'impédance de la résistance tubulaire en fonction de la distance.....	120
Figure II-62 rayon intérieur de la tresse en fonction de la loi logarithmique II.11.....	121
Figure II-63 Vue de coupe de l'applicateur avec la modification apportée au niveau de la tresse	121
Figure II-64 S ₁₁ de l'applicateur lorsque l'éprouvette est vide pour la modification apportée au niveau de la tresse	122
Figure II-65 Comparaison entre la tension d'excitation d'excitation la tension à l'intérieur de l'éprouvette à vide	122
Figure II-66 Renforcements de champ électrique au niveau du conducteur intérieur.....	123
Figure II-67 Bagues en plastique insérée dans le conducteur intérieur.....	123
Figure II-68 Réponses fréquentielles des capteurs intégrés dans l'applicateur coaxial	124
Figure II-69 S ₁₁ du prototype de l'applicateur lorsque l'éprouvette est remplie.....	124
Figure II-70 Comparaison entre le tension d'excitation et la tension calculée aux bornes de à l'intérieur de l'éprouvette.....	125
Figure II-71 Champ électrique au milieu de la solution	126
Figure II-72 a) Vue de coupe du champ électrique à l'intérieur de la solution b) Vue de face du champ électrique dans la solution.....	126
Figure II-73 Amplitudes crête de champ électrique pour différentes positions sur l'axe z....	127
Figure II-74 Taux d'inhomogénéité par rapport à l'amplitude maximale de champ électrique sur tout l'ensemble des valeurs obtenues en simulation	127



Figure II-75 Réponses fréquentielles des capteurs lorsque l'éprouvette est remplie d'un diélectrique sans pertes $\epsilon_r=81$	128
Figure II-76 Schéma mécanique de l'applicateur coaxial	128
Figure II-77 Photographie de l'applicateur coaxial réalisée	129
Figure II-78 Schéma de la sonde haute tension.....	131
Figure II-79 Intégration d'un éclateur dans le connecteur d'entrée de la sonde haute tension	132
Figure II-80 Banc de mesures pour la caractérisation fréquentielle de l'applicateur coaxial	132
Figure II-81 Banc de mesure pour la caractérisation fréquentielle de la sonde haute tension	133
Figure II-82 a) Banc de mesure à vide b) Banc de mesure avec l'éprouvette remplie d'eau	133
Figure II-83 Schéma de l'expérimentation permettant de mesurer la permittivité complexe de l'eau distillée.....	134
Figure II-84 Mesures de la permittivité complexe de l'eau distillée utilisée.....	135
Figure II-85 Conductivité de l'eau distillée calculée à partir de la permittivité complexe	135
Figure II-86 Comparaison du S_{11} entre mesure et simulation	136
Figure II-87 Evolution du paramètre S_{11} pour différentes conductivités de la résistance tubulaire	136
Figure II-88 Comparaison de la réponse fréquentielle du capteur latéral obtenue en mesure et en simulation	137
Figure II-89 Comparaison de la réponse fréquentielle du capteur intégré au bouchon obtenue en mesure et en simulation	137
Figure II-90 Comparaison du paramètre S_{11} obtenue en mesure et en simulations	138
Figure II-91 Comparaison de la réponse fréquentielle du capteur latéral obtenue en mesure et en simulation	138
Figure II-92 Comparaison de la réponse fréquentielle du capteur intégré dans le bouchon obtenue en mesure et en simulation.....	139
Figure II-93 Paramètre S_{11} de la sonde haute tension avec et sans éclateur	139
Figure II-94 Paramètre S_{21} de la sonde haute tension en sortie de la sonde haute tension	140
Figure II-95 Réponse fréquentielle du capteur dérivatif intégré de la sonde haute tension .	140
Figure II-96 Illustration de l'application de la formule sur la réponse fréquentielle d'un capteur dérivatif	142
Figure II-97 Facteur de sensibilité déterminé à partir du paramètre S_{21} de chaque capteur	143
Figure II-98 Signaux obtenus en sortie des différents capteurs lorsque l'éprouvette est à vide	143



Figure II-99 a) Comparaison entre les deux méthodes pour la sonde haute tension b) Zoom sur la comparaison entre les deux méthodes pour la sonde haute tension	144
Figure II-100 a) Comparaison entre les deux méthodes pour le capteur latéral b) Zoom sur la comparaison entre les deux méthodes pour le capteur latéral	144
Figure II-101 a) Comparaison entre les deux méthodes pour le capteur intégré au bouchon b) Zoom sur la comparaison entre les deux méthodes pour le capteur intégré au bouchon	144
Figure II-102 a) Superposition des signaux provenant des capteurs après traitements b) Zoom sur la superposition des signaux provenant des capteurs après traitements	145
Figure II-103 Module de la Transformée de Fourier des signaux obtenus après traitements dans le cas à vide.....	146
Figure II-104 a) Superposition des impulsions après traitements pour le cas de l'éprouvette remplie d'eau distillée b) Zoom sur les impulsions pour le cas de l'éprouvette remplie d'eau distillée.....	146
Figure II-105 Chaîne de traitement permettant d'obtenir le signal retour de l'applicateur coaxial.....	147
Figure II-106 Signal délivré par le générateur Kentech PBG5.....	147
Figure II-107 Comparaison de la tension mesurée par la sonde haute tension après traitements et le signal écho calculé à partir de II.30	148
Figure II-108 Transformée des impulsions lorsque l'éprouvette est remplie d'eau distillée .	148
Figure III-1 Illustration des différentes zones de rayonnement.....	156
Figure III-2 Illustration des différents plans de coupe (plan E et plan H) de diagramme de rayonnement	159
Figure III-3 a) 1 générateur N antennes b) N générateurs N antennes	159
Figure III-4 Réseaux de 16 antennes ULB conçu par Koshelev[56][55].....	160
Figure III-5 a) Réseau 1D de 4 antennes Valentines [57] b) Réseau 2D de 12 antennes K [58].....	160
Figure III-6 Système antennaire JOLT [60].....	161
Figure III-7 Illustration du fonctionnement de l'antenne IRA[61].....	161
Figure III-8 Forme transitoire générique du signal focalisé par l'antenne IRA	162
Figure III-9 Positionnement des paramètres a (profondeur) et b (demi hauteur) de l'antenne PSIRA	163
Figure III-10 Schéma de principe de l'antenne PSIRA	164
Figure III-11 Demi Demi-antenne PSIRA développée dans [64]	164
Figure III-12 Schéma de l'antenne PSIRA avec des brins triangulaires	165
Figure III-13 a) Dipôle avec des brins coniques b) Dipôle avec des brins adaptés à la forme du réflecteur c) Dipôle avec des brins triangulaires	166



Figure III-14 Gain normalisé en puissance en fonction de l'impédance a) Pour un dipôle à brins coniques b) Pour un dipôle avec des brins adaptés à la géométrie du réflecteur c) Pour un dipôle avec des brins triangulaires.....	167
Figure III-15 Position des angles définissant les brins triangulaires	168
Figure III-16 Schéma de la projection stéréographique des brins de l'antenne PSIRA.....	169
Figure III-17 CAO 3D de l'antenne PSIRA initiale	171
Figure III-18 Schémas de la modification de la géométrie des brins imposée par le gap entre chaque brin	171
Figure III-19 Paramètre S_{11} de l'antenne PSIRA développée par Baum	172
Figure III-20 Paramètre S_{11} linéaire de l'antenne PSIRA de C. E. Baum.....	173
Figure III-21 Tensions aux bornes du port discret pour l'antenne PSIRA initiale	173
Figure III-22 Champ électrique transitoire obtenu au second foyer de l'antenne PSIRA initiale	174
Figure III-23 Evolution temporelle de la tache générée par l'antenne PSIRA développée par C. E. Baum.....	175
Figure III-24 Configuration du relevé des valeurs maximales de champ électrique.....	176
Figure III-25 Cartographie 2D des amplitudes crêtes de champ électrique pour l'antenne PSIRA initiale	176
Figure III-26 a) Profil normalisé des maximums de champ électrique suivant l'axe x pour l'antenne PSIRA initiale b) Profil normalisé des maximums de champ électrique suivant l'axe z pour l'antenne PSIRA initiale	177
Figure III-27 a) Permittivité complexe de muscle humain b) Conductivité de muscle humain	179
Figure III-28 a) Permittivité complexe de la peau humaine b) Conductivité de la peau humaine	180
Figure III-29 a) Permittivité complexe d'os humain b) Conductivité d'os humain	180
Figure III-30 Configuration pour une onde plane à incidence normale	181
Figure III-31 Paramètre d'atténuation du muscle	186
Figure III-32 Champ électrique réfléchi au niveau de l'interface entre les deux milieux.....	186
Figure III-33 a) Champ transmis pour $\epsilon_{milieu 1} = 1$ b) Champ transmis pour $\epsilon_{milieu 1} = 40$ c) Champ transmis pour $\epsilon_{milieu 1} = 81$	187
Figure III-34 a) Amplitudes de champ électrique à $d=1\text{mm}$ b) Amplitudes de champ électrique à $d=1\text{cm}$ c) Amplitudes de champ électrique à $d=10\text{cm}$	188
Figure III-35 Configuration de l'utilisation de l'antenne PSIRA couplée à une lentille diélectrique [64].....	190
Figure III-36 Immersion de l'antenne et du membre à traiter dans un même diélectrique de forte permittivité.....	191



Figure III-37 a) Evolution de $E\delta$ en fonction de la permittivité relative et de r b) Evolution de Ep en fonction de a pour $r=0.95$ c) Evolution Es en fonction de a pour $r=0.95$	193
Figure III-38 a) Champ électrique au 2 ^{ème} foyer pour $\epsilon r = 1$ b) Champ électrique au 2 ^{ème} foyer pour $\epsilon r = 40$ c) Champ électrique au 2 ^{ème} foyer pour $\epsilon r=81$	194
Figure III-39 Dimensions du réflecteur utilisées pour l'étude de l'antenne PSIRA dans des milieux de fortes permittivités	195
Figure III-40 S_{11} de l'antenne PSIRA immergée dans un diélectrique $\epsilon r = 40$ et $\epsilon r = 81$..	197
Figure III-41 a) Signal aux bornes du port discret et signal réfléchi pour $\epsilon r = 40$ b) Signal aux bornes du port discret et signal réfléchi pour $\epsilon r = 81$	198
Figure III-42 a) Champ électrique transitoire au second foyer de l'antenne pour $\epsilon r = 40$ b) Champ électrique transitoire au second foyer pour $\epsilon r = 81$	198
Figure III-43 Cartographie 2D de l'antenne immergée dans un milieu diélectrique $\epsilon r = 40$	200
Figure III-44 Cartographie 2D de l'antenne immergée dans un milieu diélectrique $\epsilon r = 81$	200
Figure III-45 a) Profil des valeurs maximales le long du diamètre de la tache pour $\epsilon r = 40$ b) Profil des valeurs maximales de champ électrique sur la longueur de la tache pour $\epsilon r = 40$	201
Figure III-46 a) Profil des valeurs maximales le long du diamètre de la tache pour $\epsilon r = 81$ b) Profil des valeurs maximales de champ électrique sur la longueur de la tache pour $\epsilon r = 81$	201
Figure III-47 Brins triangulaires avec une alimentation par câble coaxial	203
Figure III-48 Vue 3D d'un prototype avec des brins triangulaires	204
Figure III-49 S_{11} du prototype avec des brins triangulaires	204
Figure III-50 Champ électrique obtenu au second foyer de l'antenne avec le dipôle à brins triangulaires.....	205
Figure III-51 Cartographie 2D des maximums de champ électrique généré par le prototype avec le dipôle à brins triangulaires.....	206
Figure III-52 Schéma d'un câble coaxial dénudé utilisé comme dipôle d'excitation de l'antenne PSIRA	207
Figure III-53 Vue 3D du prototype d'antenne PSIRA avec un dipôle filaire	208
Figure III-54 Paramètres S_{11} de la nouvelle architecture d'antenne pour chaque milieu d'immersion.....	208
Figure III-55 Superposition du champ électrique reçu au foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation	209
Figure III-56 a) Cartographie 2D pour $\epsilon r = 40$ b) Cartographie 2D pour $\epsilon r = 81$	210
Figure III-57 a) Profil du diamètre de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour chaque milieu b) Profil de la longueur de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour chaque milieu	210
Figure III-58 a) permittivité complexe de la glycérine b) permittivité complexe de l'eau distillée	212

Figure III-59 Conductivité diélectrique de chaque liquide.....	212
Figure III-60 a) Champ électrique transitoire obtenu en simulation pour de la glycérine b) Champ électrique transitoire obtenu en simulation pour de l'eau distillée	213
Figure III-61 a) Cartographie 2D du champ électrique obtenu en simulation pour de la glycérine b) Cartographie 2D du champ électrique obtenu en simulation pour de l'eau distillée	214
Figure III-62 a) Profil du diamètre de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de la glycérine b) Profil de la longueur de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de la glycérine	215
Figure III-63 a) Profil du diamètre de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de l'eau distillée b) Profil de la longueur de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de l'eau distillée	215
Figure III-64 Images du modèle Hugo	217
Figure III-65 Configuration de simulation	218
Figure III-66 Cartographie 2D du champ électrique à l'intérieur du mollet gauche du modèle	219
Figure III-67 Profils de la tache à l'intérieur du mollet gauche du modèle	220
Figure III-68 Champ électrique au second foyer pour $f=500\text{MHz}$	222
Figure III-69 Champ électrique au second foyer pour $f=1\text{GHz}$	222
Figure III-70 Champ électrique au second foyer pour $f=2\text{GHz}$	223
Figure III-71 a) Cartographie 2D pour $f=1\text{GHz}$ b) Cartographie 2D pour $f=2\text{GHz}$ pour un milieu sans pertes $\epsilon_r = 81$	223
Figure III-72 Comparaison du champ électrique reçu au second foyer de l'antenne pour différentes fréquences	224
Figure III-73 a) Cartographie 2D pour $f=1\text{GHz}$ b) Cartographie 2D pour $f=2\text{GHz}$ en prenant en compte les pertes de l'eau distillée	224
Figure III-74 a) Vue de coupe du réflecteur avec insertion du tube b) Photographie du prototype	226
Figure III-75 Configuration générale du banc de mesure	227
Figure III-76 Capteur dipolaire passif	228
Figure III-77 Capteur électro optique délivré par la société Kapteos	228
Figure III-78 Photographie du banc de mesure complet	229
Figure III-79 Zoom sur l'antenne et la bassine	229
Figure III-80 Paramètre S_{11} de l'antenne immergée dans la glycérine obtenu en mesures .	230
Figure III-81 Signal du générateur Kentech HMPS	231
Figure III-82 Mesures de champ électrique normalisé dans la glycérine pour différentes positions du capteur	231



Figure III-83 Comparaison du champ électrique normalisé obtenu en simulation et en mesures pour la glycérine	232
Figure III-84 Paramètre S_{11} de l'antenne immergée dans l'eau obtenu en mesures.....	233
Figure III-85 Signal du générateur Kentech PBG5 en sortie de la sonde haute tension avec éclateur	233
Figure III-86 Comparaison du champ électrique normalisé obtenu en simulation et en mesures pour l'eau distillée	234
Figure III-87 a) profil de la tache sur l'axe x b) profil de la tache sur l'axe y c) profil de la tache sur l'axe z obtenus avec le capteur dipolaire et en simulation.....	235
Figure III-88 Chaîne d'étalonnage du capteur électro optique.....	237
Figure III-89 Photographies de la cellule TEM utilisée pour l'étalonnage de la sonde électro optique	237
Figure III-90 Photographie de la chaîne d'étalonnage globale	238
Figure III-91 S_{21} de la cellule TEM avec de l'eau distillée	238
Figure III-92 Courbe d'atténuation du capteur électro optique	239
Figure III-93 Comparaison entre simulation et mesures avec le capteur Kapteos du champ électrique au second foyer de l'antenne	240
Figure III-94 a) profil de la tache sur l'axe x b) profil de la tache sur l'axe y c) profil de la tache sur l'axe z obtenus avec le capteur dipolaire, le capteur Kapteos et en simulation	241
Figure III-95 Schéma de l'éclateur qui était prévu pour alimenter l'antenne PSIRA initialement développée par Baum	244







Table des tableaux

Tableau II-1 Formules de la capacité et de la résistance du liquide illuminé pour chaque type d'électrodes.....	79
Tableau II-2 Dimensions des différents applicateurs à électrodes traités.....	81
Tableau II-3 Capacité de la solution aux bornes des électrodes.....	81
Tableau II-4 Fréquence de coupure du circuit électrique équivalent de chaque applicateur à électrodes.....	82
Tableau II-5 Constante de temps du circuit équivalent de chaque applicateur.....	82
Tableau II-6 Estimation du front de montée à 90% de l'amplitude crête du signal et du front de descente à 10% de l'amplitude crête du signal.....	82
Tableau II-7 Volume des solutions illuminées par les différents applicateurs à électrodes....	84
Tableau II-8 Amplitude crête du champ électrique à l'intérieur de chaque solution et taux de couplage.....	88
Tableau II-9 Caractéristiques de la résistance tubulaire choisie.....	97
Tableau II-10 Valeurs des différents éléments du circuit.....	106
Tableau II-11 Nouvelles valeurs des composants du circuit oscillant pour une éprouvette de diamètre intérieur de 6mm.....	125
Tableau II-12 Facteur de sensibilité pour chaque capteur.....	143
Tableau II-13 Caractéristique des signaux obtenus avec les capteurs après traitements ...	145
Tableau III-1 Valeurs des angles $\beta_0, \beta_1, \beta_2$	170
Tableau III-2 Amplitudes de prepulse et d'impulsion, largeur d'impulsion et facteur de mérite de l'antenne du champ électrique transitoire au second foyer de l'antenne pour l'antenne PSIRA initiale.....	174
Tableau III-3 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer de l'antenne PSIRA avec un monopôle conique.....	177
Tableau III-4 Nouvelles valeurs des angles $\beta_0, \beta_1, \beta_2$ pour a=16cm et b=15cm.....	195
Tableau III-5 Impédances des brins en fonction de la permittivité relative des milieux d'excitations.....	196
Tableau III-6 Longueur d'onde des fréquences de résonances pour chaque milieu d'immersion.....	197
Tableau III-7 Caractéristique du champ électrique transitoire pour $\epsilon_r = 40$	199
Tableau III-8 Caractéristique du champ électrique transitoire pour $\epsilon_r = 81$	199
Tableau III-9 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour $\epsilon_r = 40$	202
Tableau III-10 Dimensions de la tache à 50% de l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour $\epsilon_r = 81$	202
Tableau III-11 Angles pour une impédance 50Ω pour $\epsilon_r = 81$	203

Tableau III-12 Caractéristique du champ électrique transitoire au 2 nd foyer du prototype avec le dipôle à brins triangulaires	206
Tableau III-13 Amplitudes de prepulse et d'impulsion, largeur d'impulsion et facteur de mérite pour chaque milieu d'excitation	209
Tableau III-14 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de la valeur maximale de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation	211
Tableau III-15 Caractéristique du champ électrique transitoire pour l'eau distillée avec un dipôle filaire	213
Tableau III-16 Tableau comparatif entre les caractéristiques données par le Tableau III-15 pour l'eau distillée et celles données par le Tableau III-13 pour un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 81	214
Tableau III-17 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de la valeur maximale de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation à pertes	216
Tableau III-18 Tableau comparatif entre les caractéristiques données par le Tableau III-17 pour l'eau distillée et celles données par le Tableau III-14 pour un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 81	216
Tableau III-19 Caractéristiques des différents organes constituant la cible à 1.8GHz	218
Tableau III-20 Dimensions de la tache de champ électrique formée à l'intérieur de la cible	220
Tableau III-21 Dimensions de la tache obtenue en mesure avec le capteur dipolaire et en simulation	236
Tableau III-22 Tableau comparatif entre simulations et mesures avec le capteur Kapteos® du champ électrique au second foyer de l'antenne.....	240
Tableau III-23 Dimensions de la tache obtenue avec le capteur dipolaire, le capteur Kapteos et en simulation	242







Introduction





L'interaction entre le vivant et les phénomènes électromagnétiques n'est pas une découverte récente. En effet, des écrits datant de l'antiquité relatent différents phénomènes liés à l'électrostatique sur les organismes vivants. Au cours des siècles, ces phénomènes ont continué à être étudiés, notamment au 18^{ème} siècle avec l'avènement de l'électricité où Luigi Galvani a montré expérimentalement qu'il était possible de contracter des cuisses de grenouille après stimulation électrique. De nos jours, l'interaction entre ondes électromagnétiques et le vivant est encore étudiée pour diverses raisons.

Les années 2000 ont vu apparaître les réseaux de télécommunications sans fils (GSM, Wifi, etc.) qui ne cessent d'évoluer et de prendre une place importante dans notre quotidien. Le développement rapide de ces nouvelles technologies posent certaines interrogations d'ordre sanitaire sur les effets de ces ondes créées par l'homme. Des études pour tenter de répondre à ces interrogations sont en cours.

Les années 2000, ont vu aussi apparaître de nouvelles thérapies utilisant une certaine famille d'ondes électromagnétiques : les ondes impulsionnelles. Dans les années 70, sont apparues des études biologiques relatant certains phénomènes sur des cellules biologiques où un champ électromagnétique impulsionnel est appliqué. Ces impulsions, de durée allant de la milliseconde jusqu'à quelques microsecondes pouvaient modifier, sous certaines conditions, la perméabilité de la membrane plasmique de ces cellules. Cette membrane est un élément fondamental des cellules biologiques. Elle définit la fonction de la cellule mais est aussi l'élément principal permettant les échanges entre le milieu extracellulaire et le milieu intracellulaire. De part et d'autre de la membrane, des charges électriques maintiennent la cohérence des cellules, impliquant la présence d'un potentiel électrique, appelé potentiel transmembranaire. À ce potentiel est associé un champ électrique dont l'amplitude doit être de l'ordre de quelques kV/m. Lorsqu'un champ électrique externe est appliqué, le potentiel transmembranaire varie, modifiant ainsi la structure de la membrane plasmique. Ce phénomène est appelé électroporation. L'application de cette propriété à des cellules cancéreuses est très intéressante, car elle facilite la pénétration de molécules anticancéreuses dans les cellules touchées. De nos jours une thérapie appliquant ce principe a vu le jour et est appelée électrochimiothérapie.

Depuis une dizaine d'année, des études ont été menées dans le but de déterminer l'intérêt d'utiliser des impulsions plus courtes que celles utilisées classiquement pour effectuer de l'électroporation. Typiquement, la durée de ces impulsions va de quelques dizaines de nanosecondes jusqu'à la nanoseconde. Des effets sur les cellules ont été rapportés pour des amplitudes de champ électrique de l'ordre du MV/m. A l'instar des impulsions utilisées pour l'électroporation, les impulsions nanosecondes provoquent une perméabilisation de la membrane plasmique. En plus de cela, elles peuvent provoquer une perméabilisation des membranes de différentes organelles. Ce phénomène peut s'avérer intéressant dans le cadre de manipulations intracellulaires.

Récemment, des études utilisant des impulsions encore plus courtes ont vu le jour. Les impulsions alors utilisées ont des durées inférieures à la nanoseconde, pouvant aller jusqu'à la centaine de picosecondes. Les amplitudes de champ électrique sont très élevées, pouvant être de l'ordre du MV/cm. Ces différentes études relatent l'observation d'effets sur les cellules biologiques



illuminées, notamment la mort cellulaire. Selon la théorie, de telles impulsions seraient capables d'atteindre l'intérieur des organelles des cellules, sans charger électriquement la membrane plasmique et les membranes sous-cellulaires. Pour le moment, les mécanismes mis en œuvre sont mal connus, nécessitant ainsi la poursuite des expérimentations avec ce type d'impulsion afin de mettre au point de nouveaux protocoles thérapeutiques.

L'exploration des effets des impulsions subnanosecondes sur les cellules biologiques est émergente et nécessite une approche pluridisciplinaire afin de mieux comprendre les mécanismes en action. Les domaines touchés sont la biologie, la chimie, mais aussi l'électronique et l'électromagnétisme. L'un comme l'autre nécessitent des moyens expérimentaux, mais aussi des moyens de modélisation numérique. Le travail de cette thèse se focalise principalement sur l'apport de l'électromagnétisme au problème, dans le but de concevoir des moyens expérimentaux nécessaires aux biologistes. Dans la littérature traitant du sujet, les moyens expérimentaux *in vitro* utilisés sont encore au stade du prototype et nécessitent encore d'être développés. En parallèle, les impulsions subnanosecondes peuvent être rayonnées à l'aide de systèmes antennaires, elles sont d'ailleurs utilisées dans des systèmes radars impulsions. Cette particularité peut être intéressante, car il est possible d'imaginer d'ores et déjà une illumination non invasive des tissus biologiques.

C'est dans ce contexte que se situent les différents travaux de cette thèse, dont l'un des objectifs principaux est de développer des moyens d'essais électromagnétiques fiables pour les équipes de biologistes susceptibles de travailler avec de telles impulsions. Le deuxième objectif visé par cette thèse, est d'étudier la faisabilité d'utiliser des systèmes antennaires, dans le cadre d'études biologiques. Les travaux effectués dans le but d'atteindre ces objectifs, sont divisés en trois chapitres.

Le premier chapitre est principalement un état de l'art sur l'utilisation des impulsions électromagnétiques dans le cadre d'études biologiques. Dans un premier temps, un rappel général sur la nature des ondes électromagnétiques, ainsi que leurs applications, sera effectué. Ce rappel sera suivi par une description de ce qu'est une cellule biologique et de ses composantes. Par la suite, seront détaillés les différents effets que peuvent provoquer les impulsions électromagnétiques sur les cellules, ainsi que leurs applications médicales éventuelles. Pour conclure ce chapitre, un cahier des charges sera établi pour chaque moyen expérimental à concevoir.

Le deuxième chapitre traitera principalement de la conception d'un applicateur dédié à des expérimentations *in vitro*. Dans un premier temps, il sera fait un état de l'art des différents applicateurs déjà existants dans la littérature. Les limitations de chaque type d'applicateur ainsi présenté seront étudiées afin de choisir la famille d'applicateur la plus performante pour être utilisée avec des impulsions subnanosecondes. Suite à cela, les différentes étapes de conception de l'applicateur choisi seront détaillées, en commençant par le principe de fonctionnement général, pour terminer par la conception d'un prototype. Pour conclure ce chapitre, les performances, obtenues expérimentalement, de ce prototype seront présentés.



Le troisième chapitre relatera principalement les différentes étapes de conception d'un système antennaire permettant de rayonner une impulsion subnanoseconde dans le cadre d'études biologiques. En premier lieu, un rappel sur les antennes sera effectué et sera présenté un état de l'art sur différents systèmes antennaires permettant de rayonner cette famille d'impulsions. Il sera ensuite présenté la famille d'antenne retenue, suivi par les différentes étapes de conception d'un prototype. Dans les différentes étapes de conception, la nature des tissus biologiques humains sera prise en compte, afin de maximiser la pénétration de l'impulsion subnanosecondes dans ces tissus. Pour conclure ce chapitre, les performances du prototype, obtenues expérimentalement, seront présentés.

Enfin, une conclusion ainsi que quelques perspectives envisagées clôtureront ce manuscrit de thèse.





Chapitre I. Contexte et état des connaissances sur les effets des ondes électromagnétiques sur le vivant





I.1. Introduction

Depuis des décennies, les interactions entre les ondes électromagnétiques et le vivant font l'objet de différentes études, d'autant que les effets observés pourraient être très différents selon les gammes de fréquences, depuis les basses fréquences, qui sont utilisées afin de stimuler électriquement les muscles et le système nerveux, jusqu'aux rayonnements ionisants qui permettent principalement de faire de l'imagerie médicale. Les champs électromagnétiques dits impulsions sont aussi utilisés afin de provoquer certains effets au niveau cellulaire. Les différents travaux présentés dans ce mémoire de thèse, sont concernés par l'utilisation d'impulsions subnanosecondes. Les études sur les effets de ce type d'impulsion sur le vivant ne sont pas très nombreuses et les moyens de tests encore moins et nécessitent être développés.

Ce chapitre a pour but d'introduire le contexte quant à la conception de différents moyens de tests utilisables par des biologistes. Dans un premier temps, seront présentées de manière succincte les propriétés physiques d'une onde électromagnétique, ainsi que différentes applications, autour de plusieurs domaines tels que l'industrie, la défense, la médecine, etc.

Une autre partie de ce chapitre sera dédiée à l'état de l'art des connaissances sur les différents mécanismes mis en jeu lorsque des impulsions électromagnétiques sont appliquées sur le vivant. Dans un premier temps, quelques notions basiques sur les cellules biologiques seront présentées. Ces notions sont nécessaires afin de mieux appréhender la présentation des mécanismes potentiels mis en jeu, qui ne sont pas les mêmes selon le type d'impulsion appliqué et selon le niveau crête. Ensuite, les différentes applications que l'on trouve aussi bien dans le domaine médical que dans l'industrie seront exposées, dans cet état de l'art, une attention particulière sera portée aussi sur les différents effets observés jusqu'à ce jour pour des impulsions subnanosecondes.

Cet état de l'art permettra ainsi de définir les besoins quant aux moyens de tests nécessaires à l'étude des effets des impulsions subnanosecondes sans altération des tissus. La dernière partie de ce chapitre constituera le cahier des charges pour deux types de moyens de tests, où applicateurs, afin d'aider les biologistes dans leurs expérimentations. Il sera question de définir les contraintes techniques d'un applicateur pour effectuer des expérimentations in vitro, mais aussi celles d'un moyen de test in vivo.



I.2. Généralités sur les ondes électromagnétiques et leurs applications

Avant toute chose, il est primordial de définir ce qu'est une onde électromagnétique. De manière générale, une onde correspond à la propagation d'une perturbation, modifiant ainsi de manière réversible les propriétés physiques locales d'un milieu quelconque. Elle se propage à une vitesse déterminée qui dépend des caractéristiques du milieu de propagation. Sa particularité est de pouvoir transporter de l'énergie sans transport de matière.

L'exemple le plus commun et le plus visuel, est la perturbation que provoque un objet lorsqu'il est plongé dans l'eau. Dans cette situation, l'onde se matérialise par la formation de plusieurs vaguelettes circulaires autour de la zone d'immersion. Ces vaguelettes se propagent dans l'eau à une certaine vitesse et s'agrandissent. Le déplacement de ces vaguelettes transporte de l'énergie mécanique. Les ondes sont de différentes natures : elles peuvent être acoustiques, mécaniques ou électromagnétiques.



Figure I-1 Illustration de la formation d'une onde dans une étendue d'eau perturbée par une goutte d'eau

Une onde électromagnétique est constituée d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Un champ électrique caractérise l'influence à distance d'une charge électrique statique sur une autre. Le champ magnétique, traduit quant à lui, l'influence d'une charge électrique en mouvement sur une autre. Une onde électromagnétique traduit donc la variation dans l'espace et dans le temps d'un champ électrique et d'un champ magnétique provenant d'une source et elle est généralement présentée comme étant un phénomène oscillatoire. Comme tout phénomène oscillatoire, une onde électromagnétique est caractérisée par sa fréquence, qui est le nombre d'oscillations par seconde (mesurée en Hertz). L'onde électromagnétique est caractérisée aussi par sa longueur d'onde λ qui dépend de son milieu de propagation. Il s'agit de la distance, exprimée en mètres, entre deux maxima consécutif du champ électromagnétique.

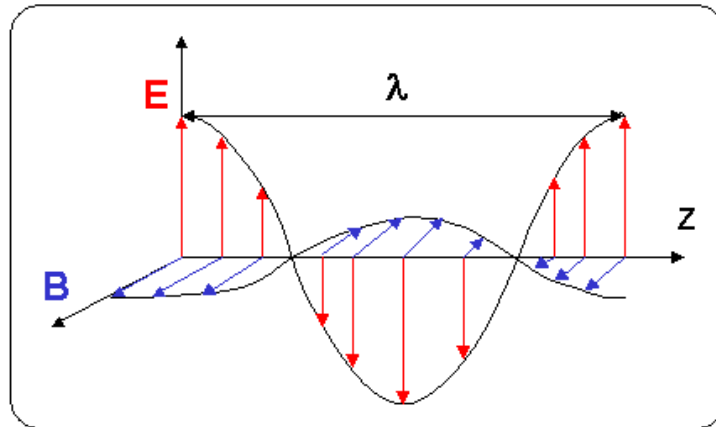


Figure I-2 Illustration d'une onde électromagnétique se propageant dans l'espace

La fréquence f de l'onde et sa longueur λ sont liées par la relation I.1. Ces deux termes sont reliés par la vitesse de la lumière, appelée c , et la permittivité relative du milieu de propagation.

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{I.1}$$

La permittivité absolue : $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, est une propriété physique qui traduit la réponse d'un milieu diélectrique à un champ électrique. Son unité est le F.m^{-1} . La permittivité relative est une constante sans unité, normalisée par rapport à la permittivité du vide appelée ϵ_0 et vaut $8.854187 \text{ pF.m}^{-1}$.

Les ondes électromagnétiques sont classées en fonction de leur longueur d'onde dans le vide. Pour chaque gamme de fréquences, il existe des applications inventées par l'homme.

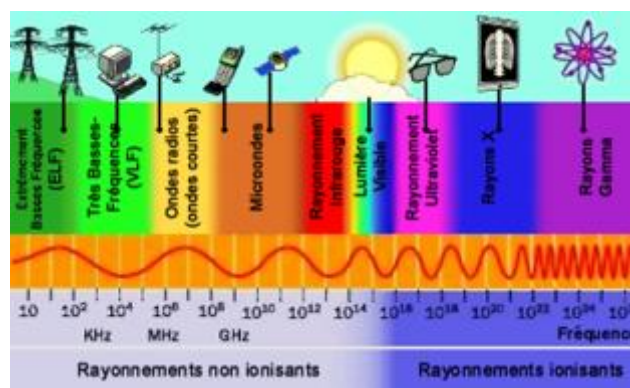


Figure I-3 Découpage du spectre électromagnétique

La Figure I-3, montre que le spectre électromagnétique est découpé en deux grandes familles : les rayonnements non ionisants et les rayonnements ionisants.



I.2.1. Les rayonnements non ionisants

Les rayonnements non ionisants concernent une gamme de fréquences allant de la très basse fréquence, jusqu'aux fréquences dites optiques, soit le spectre visible de la lumière. Des centaines d'applications utilisent des rayonnements non ionisants dans notre quotidien.

1.2.1.1 Les très basses fréquences

Les longueurs d'onde des très basses fréquences sont de plusieurs kilomètres. Elles sont surtout utilisées pour le transport de l'énergie électrique, tels que le 50 Hz.



Figure I-4 Photographie d'une ligne haute tension

Les très basses fréquences ont été aussi utilisées par les radioamateurs afin d'effectuer des communications en utilisant le sol terrestre comme milieu de propagation. Les militaires les ont utilisées pour le même genre d'application, mais aussi pour des communications sous-marines. Ce type de système était très coûteux et nécessitait des surfaces très importantes et seules les armées des Etats-Unis et de L'URSS ont pu le développer durant la guerre froide. Le système russe, appelé ZEVS, nécessitait une centrale nucléaire pour émettre quelques watts vers les sous-marins.

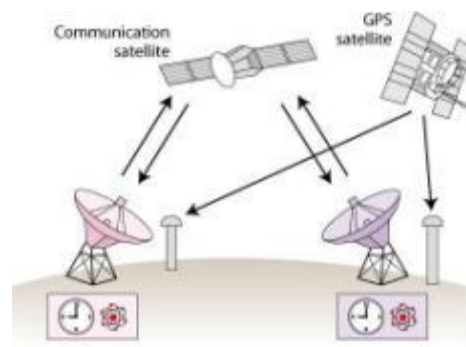
1.2.1.2 Les ondes radio et les micro-ondes

Les ondes radio et les micro-ondes ont un vaste domaine d'applications. Les exemples les plus courant sont la téléphonie mobile et le transfert d'information par des micro-ondes qui ne cessent de prendre de l'ampleur dans notre quotidien. Les communications satellitaires utilisent aussi ce type d'ondes pour transmettre de l'information. Les armées les utilisent non seulement pour communiquer, mais aussi comme moyen de détection de cibles ennemies à l'aide de système radar. L'électroménager les utilise aussi, notamment avec l'usage du four à micro-ondes.





a)



b)



c)



d)

Figure I-5 a) Photographie montrant l'évolution du téléphone portable b) Représentation d'une communication satellitaire c) Photographie du radar ALTAIR d) Photographie d'un four à micro-ondes

1.2.1.3 Le rayonnement infrarouge

Les infrarouges sont utilisés dans différents domaines. L'exemple le plus courant est la télécommande infrarouge permettant de commander certains appareils du quotidien. Les infrarouges sont rayonnés par tous les objets émettant de la chaleur. Cette particularité est utilisée dans la détection d'intrusion. Elle est aussi utilisée dans des systèmes de visions nocturnes et dans des systèmes permettant de mesurer la température à distance.





a)



b)



c)



d)

Figure I-6 a) Télécommande infrarouge b) Détecteur d'intrusion c) Image provenant de jumelles à visions nocturnes d) Caméra thermique

I.2.1.4 Le rayonnement lumineux

Le rayonnement de la lumière est aussi un rayonnement électromagnétique et le domaine associé est celui de l'optique. En télécommunications, l'utilisation de fibres optiques afin de transmettre de l'information devient de plus en plus courante. Dans l'industrie, les lasers sont utilisés dans des applications diverses et variées, telles que l'usinage de matériau, la télédétection, l'imprimerie, etc.



a)



b)

Figure I-7 a) Photographie d'une fibre optique b) Photographie de différents pointeurs lasers

I.2.2. Les rayonnements ionisants

Les rayonnements ionisants correspondent à la catégorie des rayonnements électromagnétiques les plus énergétiques. Ils concernent les ultra-violets, les rayons X et les rayons gamma. Ces rayonnements sont très nocifs pour l'homme, mais ils sont tout de même utilisés dans différents domaines. Les ultra-violets, ou encore UV sont générés naturellement par le soleil et sont nécessaires à notre développement à faibles doses. À fortes doses, ils sont nocifs. Les UV peuvent être créés artificiellement et sont utilisés dans différents domaines. L'application des UV la plus connue est la cabine de bronzage. Les rayons X sont aussi nocifs à fortes doses, mais ils ont aussi plusieurs applications. Par exemple, les rayons X sont utilisés en médecine, à faibles doses, afin de radiographier le squelette d'humains ou d'animaux. Ils sont aussi utilisés par les douanes, afin de détecter l'importation d'objets suspects, tels que des armes ou encore de la drogue. Les rayons gammas ont les mêmes effets que les rayons X. Ils sont surtout utilisés dans la stérilisation d'objets.



a)



b)

Figure I-8 a) 1^{ère} radiographie prise par le découvreur des rayons X : Wilhelm Röntgen b) Photographie d'une cabine à UV

I.2.3. Utilisation des ondes électromagnétiques dans le domaine médical

Le monde médical utilise beaucoup les ondes électromagnétiques, que ce soit à des fins thérapeutiques ou pour de l'imagerie. Les premières utilisations connues de l'électromagnétisme dans ce domaine datent de l'antiquité où les médecins de l'époque des pharaons utilisaient des poissons électriques, comme le poisson torpille ou le poisson chat du Nil, comme anesthésiants grâce aux commotions provoquées par la décharge des organes électriques de ces poissons dans le corps humain. Les machines électrostatiques, dont l'avènement date du XVIII^{ème} siècle, furent utilisées aussi afin d'obtenir les mêmes effets d'électrisation sur le corps humain. C'est au XIX^{ème} siècle que le courant alternatif fit son apparition dans le domaine médical, notamment par Guillaume Duchenne qui est le pionnier de l'utilisation du courant alternatif dans le but de stimuler avec précision les muscles sans provoquer de brûlures. La Figure I-1 présente une photographie de l'une de ses expériences.





Figure I-9 Photographie de Guillaume Duchenne réalisation une expérience de stimulation musculaire par un courant alternatif sur un patient

C'est à partir de la fin du XIX^{ème}, avec la découverte des rayons ionisants, que l'imagerie médicale s'est développée, avec l'avènement de la radiographie, mais aussi plus tard, dans les années 1970 de l'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) qui utilise un phénomène appelé Résonance Magnétique Nucléaire afin d'obtenir une visualisation des tissus mous. Des appareils tels que les électrocardiographes permettent de visualiser l'activité électrique du cœur en récupérant les signaux électriques créés par les courants électriques qui circulent dans le cœur.

Depuis quelques années, de nouvelles thérapies anticancéreuses utilisent des impulsions électriques afin d'augmenter l'efficacité des médicaments utilisés dans les thérapies classiques, telles que les chimiothérapies. Ces nouvelles thérapies sont appelées électrochimiothérapies et elles sont de plus en plus fréquemment utilisées et sont en constante évolution.

I.2.4. Conclusion

Dans cette partie, il a été présenté de manière succincte la nature physique des ondes électromagnétique ainsi que les différentes applications qui y sont liées. Une partie particulière a été dédiée au domaine médical, afin d'introduire l'utilisation des impulsions électriques à des fins thérapeutiques. L'interaction des impulsions électriques avec le corps humain est un domaine qui est très étudié de nos jours par les biologistes, notamment pour améliorer les thérapies existantes, qui sont prometteuses, mais aussi pour créer de nouveaux protocoles de soins, avec des formes d'ondes différentes. Afin d'appréhender les différents mécanismes mis en œuvre avec ce type d'impulsion, la partie suivante présente quelques notions basiques sur le fonctionnement cellulaire.



I.3. Quelques notions sur la cellule biologique

I.3.1. Une cellule biologique, qu'est ce que c'est ?

En biologie, la cellule est définie comme étant l'unité fondamentale du vivant. Cette entité est capable de remplir toute les fonctions de tous les organismes vivants, comme le métabolisme, le mouvement, la croissance, la reproduction, etc. Une cellule est donc une entité vivante dont le fonctionnement est autonome mais coordonné avec les autres cellules d'un même organisme. Il existe deux types de cellules biologiques : les cellules eucaryotes et les cellules procaryotes. Les cellules eucaryotes possèdent un noyau et l'emplacement du matériel génétique (le noyau de la cellule) est délimité par une structure membranaire. Les cellules procaryotes ont leur propre matériel génétique libre et ne possèdent pas de noyau. La Figure I-10 montre des illustrations d'une cellule eucaryote et d'une cellule procaryote. Les cellules eucaryotes forment des organismes multicellulaires, tels que les être humains, les animaux, etc. Les cellules procaryotes correspondent aux bactéries. Dans cette partie, seules les cellules eucaryotes seront décrites.

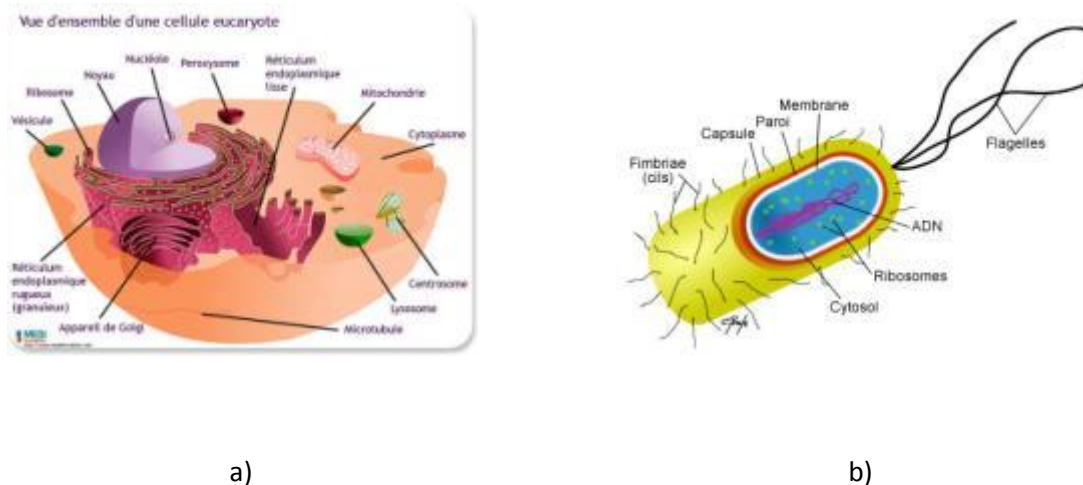


Figure I-10 a) cellule eucaryote b) cellule procaryote

Les cellules eucaryotes sont constituées de plusieurs éléments. Tout d'abord, la membrane plasmique qui délimite la cellule et sépare le milieu extracellulaire du cytoplasme. Le cytoplasme correspond au milieu intracellulaire dans lequel les organelles, qui correspondent aux différentes composantes du milieu intracellulaire, sont en suspension.

I.3.2. La membrane plasmique

Comme il a été dit précédemment, la membrane plasmique sépare le milieu extracellulaire du milieu intracellulaire. Les cellules eucaryotes ont un fonctionnement autonome, mais communiquent entre elles via des systèmes d'émission/réception intégrés dans les membranes. En plus de cela, la

membrane doit assurer les échanges entre le milieu extracellulaire et le milieu intracellulaire : une cellule à besoin de nutriments, de se diviser, de bouger et elle doit évacuer ses déchets, ce qui implique que les cellules biologiques sont perméables à certaines molécules. Les principales molécules échangées par diffusion passive entre l'intérieur et l'extérieur sont : le dioxygène, l'eau, le dioxyde de carbone, l'urée. Le passage actif des autres molécules se fait à l'aide d'un ensemble de canaux et de « pompes » protéiques intégrés à la membrane. Le transport des plus grandes molécules est assuré par deux autres mécanismes : l'endocytose et l'exocytose. L'endocytose correspond à l'invagination de la membrane afin de transporter la molécule vers l'intérieur de la cellule. L'exocytose correspond à la fusion d'une vésicule avec la membrane qui permet un transport vers l'extérieur. Ces deux derniers mécanismes sont schématisés dans la Figure I-11.

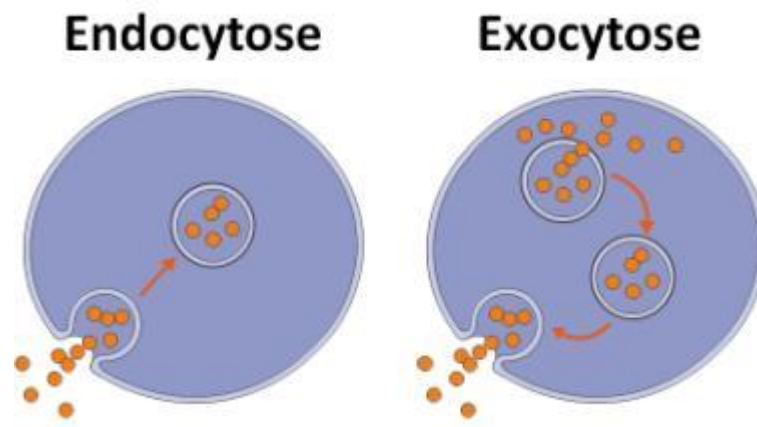


Figure I-11 Illustration des mécanismes d'endocytose et d'exocytose

De manière générale, les membranes sont constituées par une bicouche lipidique. Chaque lipide est constitué de deux chaînes aliphatiques lipophiles (les « queues ») et d'une tête hydrophile. Ce type de molécule est appelé amphipathique ou amphiphile. C'est à cause de cette propriété que l'assemblage de la membrane est en bicouche.

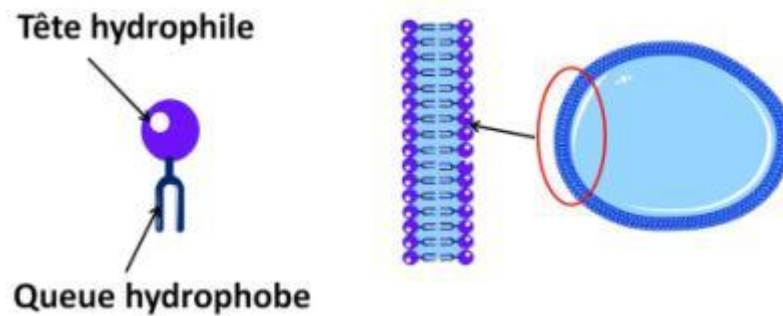


Figure I-12 Illustration de l'organisation de la membrane en bicouche lipidique

Les lipides peuvent bouger librement dans le plan de la membrane. La vitesse moyenne de diffusion de ces lipides est de $2 \mu\text{m/s}$. Leur facilité de déplacement dans le plan de la membrane dépend de plusieurs paramètres dont la température, la longueur des « queues » hydrophobes, leur degré de saturation, etc. De plus, les cellules peuvent ajuster leur fluidité membranaire en modifiant les lipides membranaires. Cette propriété fait des cellules biologiques comme étant des systèmes très dynamiques. Cette bicouche lipidique constitue la base de la membrane cellulaire, mais il faut savoir que des protéines membranaires en font également partie, complexifiant ainsi sa structure.

La membrane a des propriétés mécaniques [1] qui constituent des signaux informatifs pour la cellule. Ces contraintes interviennent dans l'adhésion cellulaire, le développement embryonnaire, la régulation de l'expression génique. Elle possède aussi des propriétés électriques, notamment un potentiel de repos qui est la résultante d'un déséquilibre ionique entre l'intérieur et l'extérieur de la cellule. Ce déséquilibre est maintenu par l'activité métabolique de la cellule

I.3.3. Les organelles

Les organelles représentent les différents composants du cytoplasme des cellules biologiques. Chaque organelle remplit une fonction et a une composition différente. Pour les cellules eucaryotes, les principales organelles sont le noyau, le réticulum endoplasmique, l'appareil de Golgi et les mitochondries.

La forme du réticulum endoplasmique est très irrégulière. Il est constitué de deux parties : le réticulum rugueux et le réticulum lisse. La Figure I-13 est une illustration du réticulum endoplasmique. Le réticulum rugueux fabrique les protéines nécessaires à la cellule et au milieu extracellulaire. Les ribosomes sont localisés sur sa surface, c'est pourquoi il est appelé rugueux. Ces ribosomes assemblent les acides aminés nécessaires à la fabrication de protéines en fonction des informations contenues dans l'ARNm. L'ARNm, où encore Acide Ribonucléique messager, est une copie transitoire d'une portion d'ADN. Il s'agit d'un intermédiaire pour les cellules afin de synthétiser les protéines. Ces protéines sont versées dans le réticulum endoplasmique, ou insérées dans la membrane du réticulum endoplasmique dont la fonction est de transporter ces protéines d'une

région de la cellule vers une autre. Le réticulum endoplasmique lisse forme des vésicules qui vont fusionner avec l'appareil de Golgi. L'appareil de Golgi synthétise des phospholipides, ainsi que des hormones stéroïdes. Il sert aussi à stocker le calcium (Ca^{2+}). Il permet aussi de modifier et d'activer les protéines synthétisées par le réticulum endoplasmique. Il sert d'intermédiaire entre le réticulum endoplasmique et la membrane plasmique. Il régule aussi les processus d'exocytose.

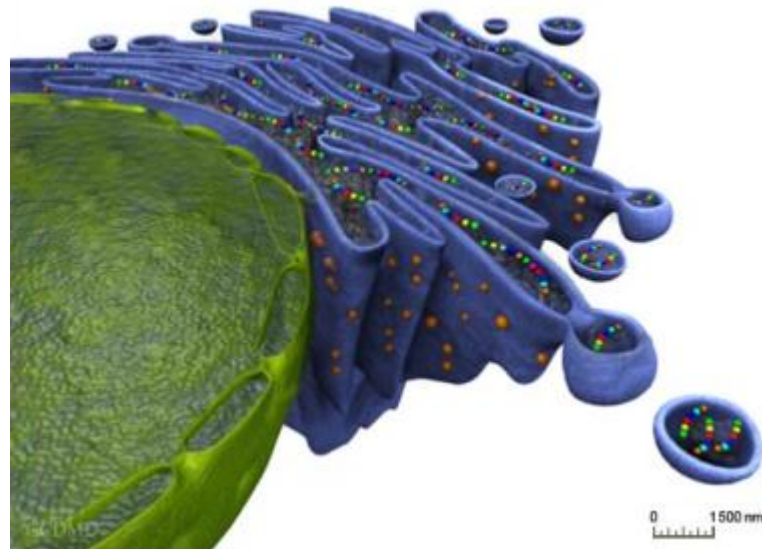


Figure I-13 Illustration du réticulum endoplasmique

La Figure I-14 présente une illustration d'une mitochondrie. Cet organe a une double membrane et il intervient dans la production énergétique des cellules via la synthèse d'ATP (Adénosine Triphosphate). Les mitochondries sont surtout présentes dans les tissus nécessitant le plus d'énergie, tels que le système nerveux et les muscles. Elles ont la possibilité de stocker le calcium et jouent ainsi un rôle important dans la régulation du calcium dans le milieu intracellulaire. De par leur fonction de production de l'énergie de la cellule, elles ont un rôle déterminant dans le déclenchement de la mort cellulaire. A l'instar de la membrane plasmique, les membranes mitochondriales ont aussi un potentiel électrique de repos, très élevé car pouvant atteindre -150 mV.



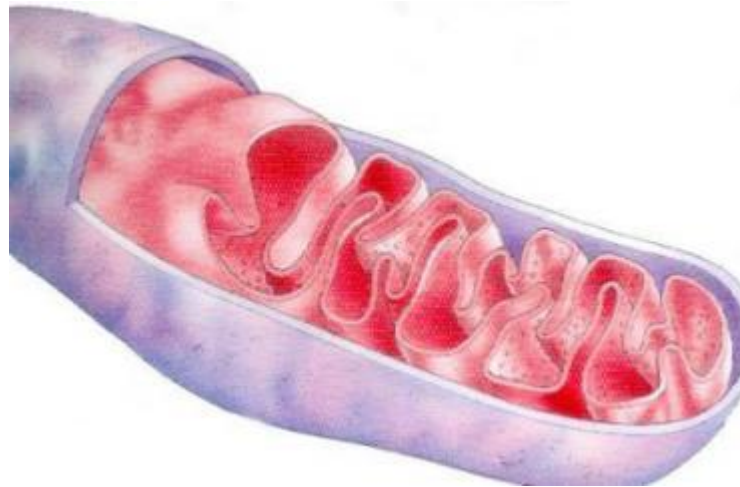


Figure I-14 Illustration d'une mitochondrie

La Figure I-15 est une illustration du noyau cellulaire. Le noyau des cellules eucaryotes est constitué principalement d'une enveloppe nucléaire renfermant le nucléoplasme du noyau. Ce nucléoplasme est composé en moyenne de 70% à 90% d'eau, le reste correspondant à la chromatine qui est la substance de base des chromosomes eucaryotes. Cette chromatine est constituée d'ADN, d'ARN et de protéines. Les nucléoles contiennent essentiellement de l'ARN ribosomique. Les pores à la surface de l'enveloppe nucléaire permettent les échanges entre le cytoplasme et le nucléoplasme.

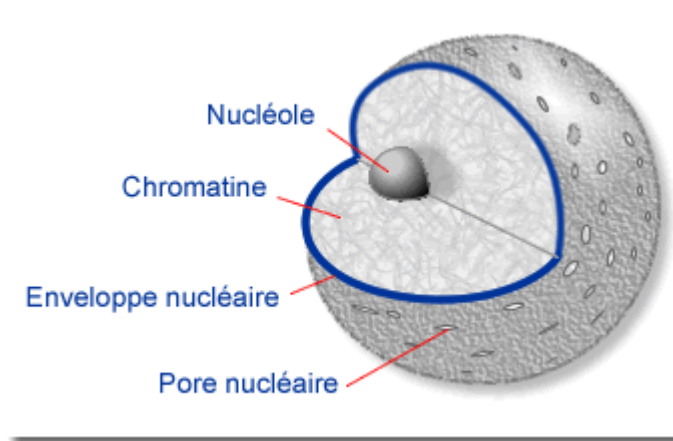


Figure I-15 Illustration du noyau cellulaire

I.3.4. Conclusions

Dans cette partie, il a été présenté de manière non exhaustive ce qu'est une cellule biologique et tout particulièrement les cellules eucaryotes dont nous sommes composés. Différents composants de cellules, telles que la membrane plasmique qui maintient en cohésion l'intérieur des cellules et



différentes organelles qui ont des rôles important dans le fonctionnement de ces cellules ont aussi été présentées de manières succincte.

I.4. Interactions des impulsions électriques sur le vivant

Les premières études expérimentales avec des impulsions électromagnétiques datent des années 1960, notamment avec les travaux de Coster[2] et de Hamilton et Sale[3]. Depuis ces travaux initiaux, les études dans le domaine se sont multipliées. Certaines des propriétés découvertes jusqu'à ce jour sont utilisées dans différentes applications, industrielles comme médicales. Cette partie présentera ces différentes propriétés.

I.4.1. L'électroperméabilisation (ou électroporation) de la membrane plasmique

Vers la fin des années 70, plusieurs équipes de chercheurs ont mis en évidence une propriété très intéressante des cellules biologiques lorsqu'un champ électrique est appliqué à leur environnement. En effet, les travaux de Crowley[4], ainsi que ceux de Neumann[5][6] et de Zimmerman [7][8], ont montré que des impulsions électriques d'une durée de quelques millisecondes ou quelques microsecondes, ayant des amplitudes crêtes de l'ordre de quelques kV/m, modifiaient la structure de la membrane plasmique, augmentant ainsi sa perméabilité. Ce phénomène a été appelé par la suite électroporation, ou électroperméabilisation, de la membrane. Cet effet sur la membrane est très intéressant pour des applications industrielles, notamment la pasteurisation des aliments [9][10]. Ce phénomène a trouvé aussi un fort intérêt médical, notamment en Europe où des études ont été menées afin de mieux comprendre le phénomène d'électroporation. Il est possible de citer les études menées par J. Teissié et M. P. Rols de l'Institut de Pharmacologie et de Biologie Structurale (IPBS, Toulouse)[11][12], Lluís Mir [13] du CNRS à l'Institut Gustave Roussy (IGR, Villejuif) et D. Miklavci[14][15]. Suite à cela, différentes études ont été menées dans le but de concevoir des thérapies cancéreuses. Ces nouvelles thérapies, appelées électrochimiothérapie, ont été surtout développées par L. M. Mir[13][14][15][16], G. Sersa[14] à l'Institut d'Oncologie de Ljubljana et J. Gehl du département d'Oncologie de l'hôpital Herlev à Copenhague [16]. Il existe d'autres applications utilisant cette propriété, comme celles visant à effectuer le transfert de gènes, ou plus généralement d'acides nucléiques, dans les cellules procaryotes ou eucaryotes[6].

I.4.1.1 Mécanismes de base de l'électroperméabilisation

Afin de provoquer l'électroperméabilisation des membranes, les cellules en suspension dans une solution aqueuse, sont placées entre deux électrodes, comme l'illustre la Figure I-16. Sous l'effet de ce champ électrique, un déplacement de charges a lieu dans le milieu de part et d'autre de la membrane, ce qui cause l'accumulation d'ions de signe opposé de part et d'autre de la membrane. Il se crée alors un potentiel qui se rajoute au potentiel de repos, appelé $\Delta\varphi_0$, de la membrane. Lorsque



ce potentiel net (c'est-à-dire la somme du potentiel de repos et du potentiel induit) atteint la valeur seuil de 1V, la force d'électro-compression qui s'exerce sur la membrane entraîne un réagencement de la structure de celle-ci, provoquant ainsi son électroperméabilisation. Des pores se créent alors dans la membrane, pouvant être de deux types : hydrophobes ou hydrophiles comme l'illustre la Figure I-17.

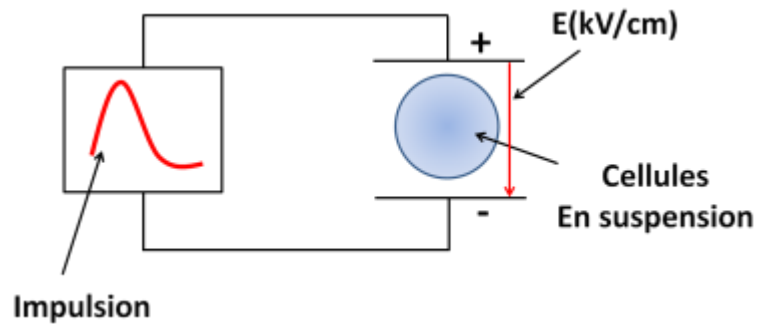


Figure I-16 Illustration de l'application d'un champ électrique impulsionnel sur des cellules en suspension placées entre deux électrodes

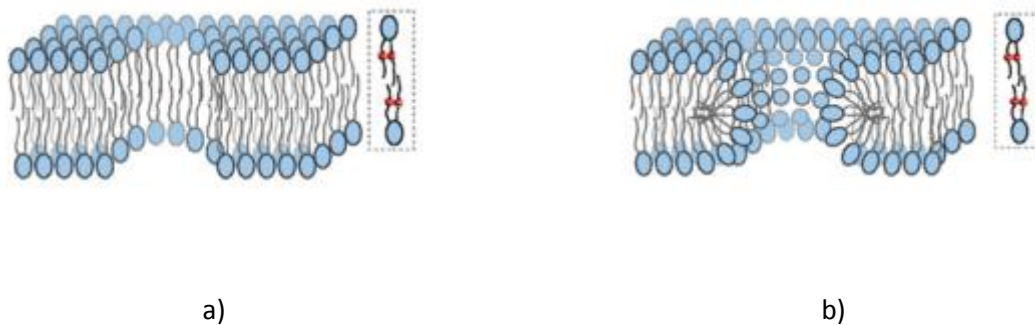


Figure I-17 a) Pores hydrophobes b) Pores hydrophiles

En fonction de la durée de l'impulsion et de son amplitude, l'électroperméabilisation peut être réversible ou irréversible. Ces différents effets sont illustrés dans la Figure I-18. Cette figure montre qu'une électroperméabilisation réversible est possible avec une impulsion de longue durée (quelques dizaines de millisecondes) avec des amplitudes crêtes de l'ordre de quelques dizaines de kV/m, mais aussi avec une impulsion de faible durée (quelques microsecondes) avec de fortes amplitudes (de l'ordre de 100kV/m). Une perméabilisation irréversible est obtenue avec des amplitudes très élevées. Les effets thermiques apparaissent pour des impulsions de longues durées avec de forts niveaux d'amplitude.



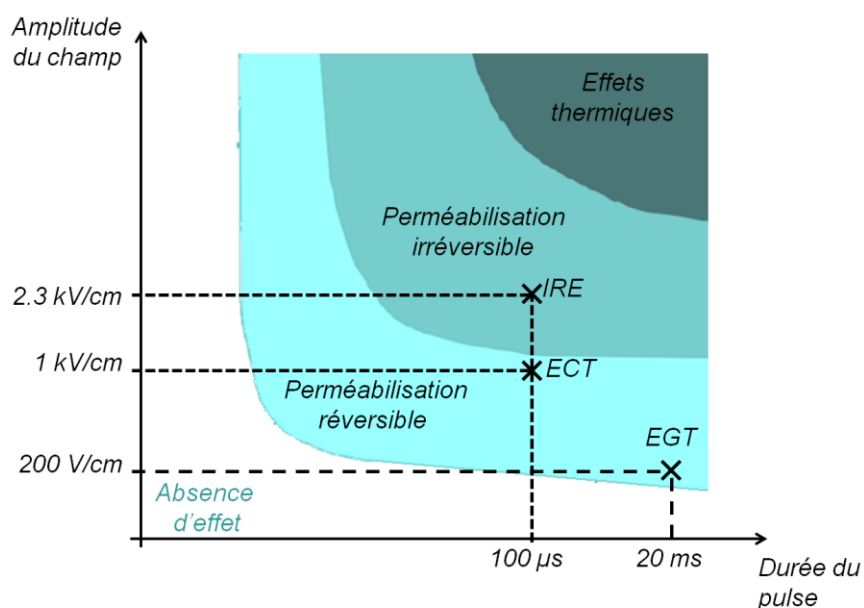


Figure I-18 Représentation 2D des différents états obtenus en fonction de la durée et du niveau crête de l'impulsion[1] avec des exemples d'applications. EGT : Electrogénétransfert, ECT : Electrochimiothérapie, IRE : Electroporation irréversible pour l'ablation tumorale.

I.4.1.2 Caractéristiques électriques de l'électroperméabilisation

I.4.1.2.1. Les différents potentiels électriques d'une membrane cytoplasmique

Afin de maintenir la cohésion de la membrane cytoplasmique ainsi que l'assemblage des protéines membranaires, différents potentiels électriques sont présents au niveau de la membrane cytoplasmique. Pour être précis, il en existe trois. Le premier potentiel est appelé le potentiel transmembranaire de repos, dont la notation est $\Delta\psi_0$. Il est provoqué par la différence de concentration ionique entre le milieu extracellulaire et le milieu intra cellulaire, comme l'illustre la Figure I-19. Selon le type de cellule, ce potentiel est estimé entre -10mV et -100mV.

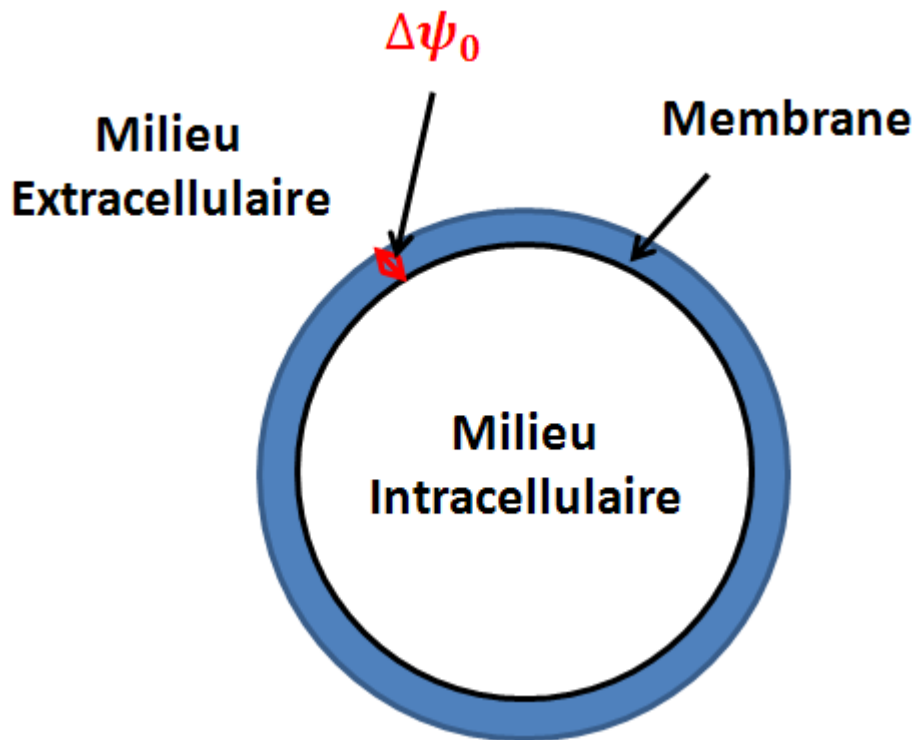


Figure I-19 Illustration du potentiel transmembranaire

Le deuxième potentiel est appelé potentiel de surface et sa notation est ψ_s . Ce potentiel est principalement causé par la différence de potentiel entre les charges fixes en surface de la membrane et les charges électriques du milieu extérieur, comme l'illustre la Figure I-20.

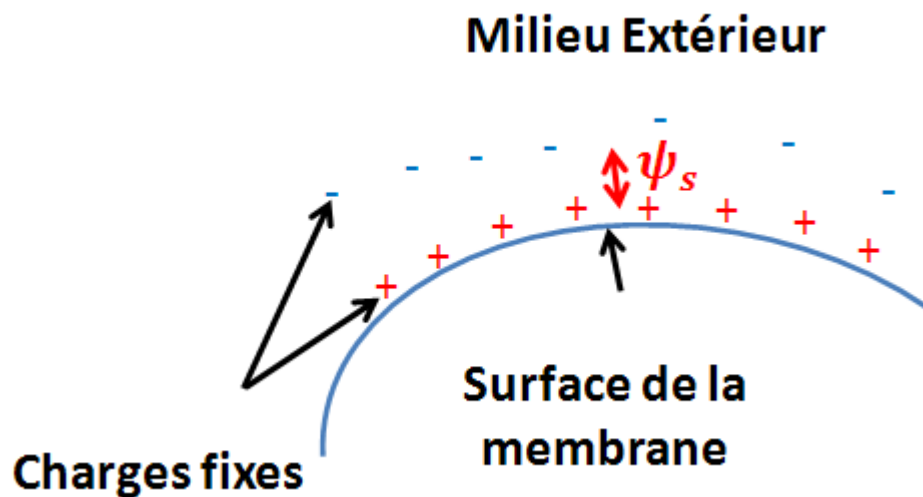


Figure I-20 illustration du potentiel de surface

Le troisième potentiel est appelé le potentiel dipolaire et sa notation est ψ_D . Il est créé à partir de la différence de potentiel entre le centre de la membrane et l'interface membrane/milieu

extérieur, comme l'illustre la Figure I-21. C'est la répartition des dipôles électrostatiques au niveau de l'interface qui définit un tel potentiel.

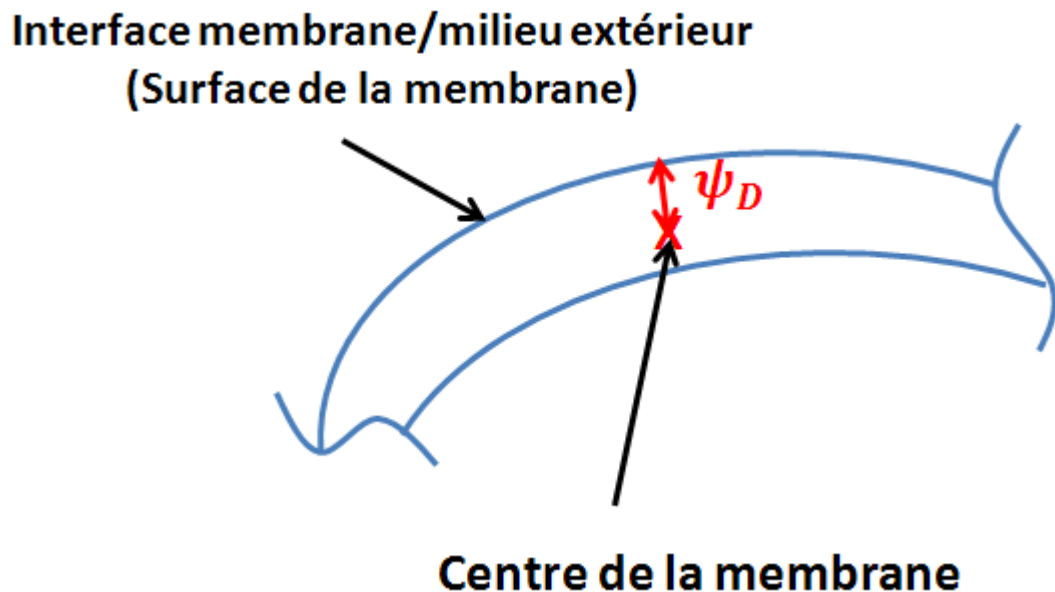


Figure I-21 Illustration du potentiel dipolaire

I.4.1.2.2. Le potentiel transmembranaire induit

L'application d'un champ électrique externe sur un ensemble de cellules biologiques modifie l'équilibre électrostatique au niveau de la membrane. En effet, au potentiel transmembranaire de repos s'ajoute un potentiel transmembranaire induit. L'équation régissant ce potentiel transmembranaire induit est obtenue à partir des équations de Laplace, en considérant une cellule biologique parfaitement sphérique de rayon r et une membrane d'épaisseur e , le champ électrique E appliqué est considéré comme étant constant et unidirectionnel. Dans le calcul de ce potentiel, les conductivités électriques intra et extra cellulaires (σ_i et σ_e) sont prises en compte, ainsi que la conductivité de la membrane σ_m . L'expression de ce potentiel est donnée par la formule I.2. L'angle θ est défini comme étant l'angle entre la direction du champ électrique et la normale à la membrane en tout point de la membrane. Cette configuration est présentée à la Figure I-22. Cette formule indique que le potentiel transmembranaire induit n'est pas uniforme au niveau de la membrane et qu'il varie en fonction de l'angle θ . Du côté de l'anode, la membrane sera hyperpolarisée, alors que du côté de la cathode, elle sera dépolarisée. Ce phénomène a été prouvé expérimentalement, comme le montre la Figure I-23 avec des œufs d'oursins de mer marqués avec une sonde fluorescente. Lorsqu'un champ électrique est appliqué, l'intensité de la fluorescence est plus intense du côté de l'anode.

$$\Delta\psi_i(\theta) = \frac{3}{2}rE \frac{\sigma_e\sigma_i \frac{2e}{r}}{(\sigma_e + \sigma_i)\sigma_m + \frac{2e}{r}(\sigma_e - \sigma_m)(\sigma_i - \sigma_m)} \cos(\theta)$$

1.2

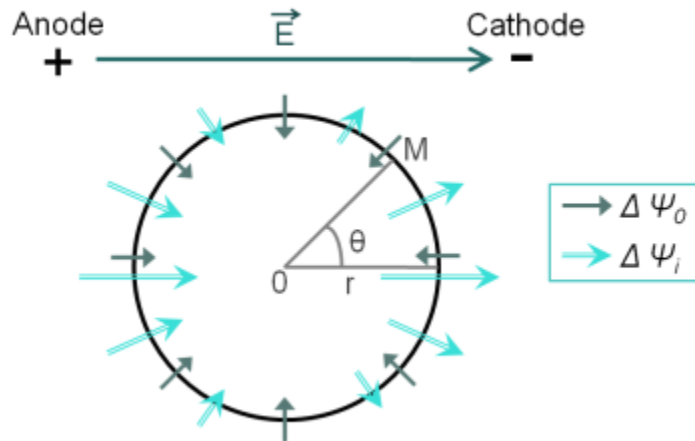


Figure I-22 Configuration utilisée pour établir le potentiel transmembranaire induit [1]

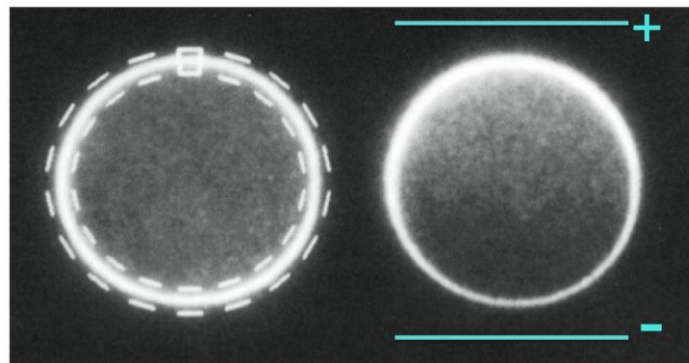


Figure I-23 Oeufs d'oursins de mer marqués avec une sonde fluorescente en l'absence (gauche) et en présence (droite) d'un champ électrique [1]

Au-delà d'un certain seuil, ce potentiel transmembranaire induit ajouté au potentiel transmembranaire de repos provoque la perméabilisation de la cellule. Ce seuil dépend fortement de l'amplitude du champ électrique appliqué, du type de cellule illuminée, de la durée de l'impulsion et de sa fréquence de répétition.



I.4.1.3 Applications utilisant le phénomène d'électroperméabilisation

Comme il a été présenté précédemment, l'électroperméabilisation de la membrane cellulaire est utilisée dans de nombreuses applications, aussi bien médicales qu'industrielles.

I.4.1.3.1. Traitements anticancéreux

Les études sur l'électroperméabilisation de la membrane cellulaire, ont permis de proposer une variante de la chimiothérapie anticancéreuse qui est dépourvue d'effets secondaires et qui est très efficace localement. Une chimiothérapie consiste à introduire dans l'organisme des agents chimiques, tels que la bléomycine. Ces agents ciblent les cellules en division cellulaire et notamment les cellules cancéreuses. Pour la plupart des chimiothérapies, les différentes molécules dont sont constitués ces médicaments rentrent bien dans les cellules par diffusion à travers la membrane. Ceci permet de cibler les cellules tumorales dans l'ensemble de l'organisme, mais aussi les cellules normales ce qui induit des effets secondaires très graves. Par contre, pour la bléomycine, il est très difficile de pénétrer à l'intérieur des cellules. L'utilisation de l'électroperméabilisation réversible dans le cadre du traitement des tumeurs solides facilite grandement la pénétration de la bléomycine à l'intérieur des cellules à traiter, rendant très efficace la combinaison de la bléomycine et des impulsions électriques, comme l'ont prouvé les études présentées dans [13] [14] [15]. La conjugaison entre la bléomycine (et dans une certaine mesure, aussi du cisplatine) avec l'électroperméabilisation de la membrane cellulaire est devenue une thérapie anticancéreuse à part entière et porte le nom d'électrochimiothérapie qui est illustrée à la Figure I-24. La Figure I-25 présente un système utilisé en électrochimiothérapie.

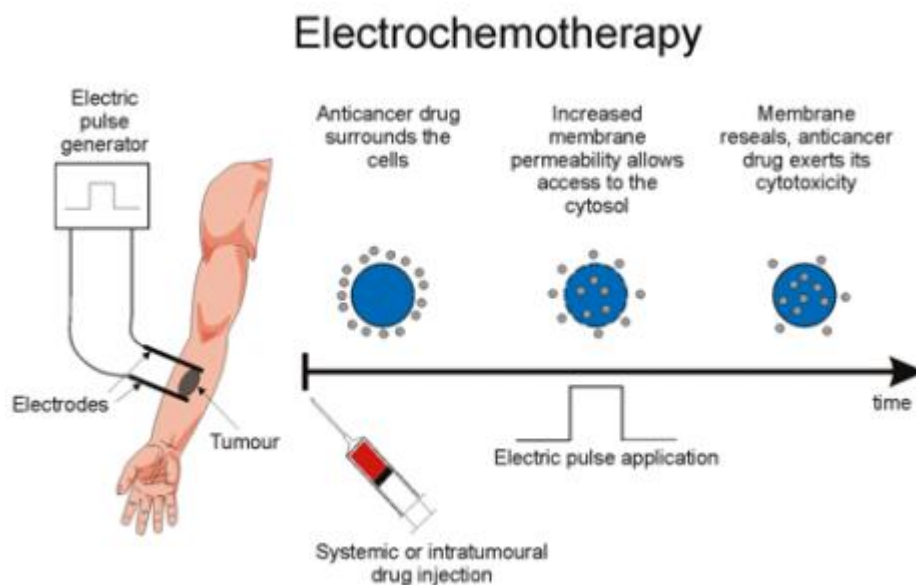


Figure I-24 Illustration de l'électrochimiothérapie



Figure I-25 Système Cliniporator avec ses électrodes

L'électroporation irréversible est aussi utilisée comme technique d'ablation des tumeurs cancéreuses[17]. Cette méthode présente aussi plusieurs avantages, tout d'abord elle est facile d'emploi, notamment avec l'utilisation d'électrodes aiguilles et elle ne nécessite pas l'introduction de médicaments. De plus, l'action sur les cellules est ciblée. Typiquement les impulsions utilisées ont des durées allant de la centaine de microsecondes à la centaine de millisecondes, avec des amplitudes de champ électrique allant de 100V/cm à 3kV/cm.

1.4.1.3.2. Transfection génique

La transfection génique consiste à introduire du matériel génétique depuis le milieu extracellulaire vers le milieu intracellulaire. L'information contenue dans le gène permet de synthétiser une protéine en particulier. L'introduction de gènes à l'intérieur des cellules permet d'avoir des effets thérapeutiques. Les résultats présentés dans [6] ont montré que les effets de la transfection génique étaient augmentés grâce à l'électroporation des membranes des cellules à traiter.

1.4.1.3.3. Applications industrielles

Dans l'industrie, le phénomène d'électroporation est surtout utilisé dans l'agroalimentaire. En effet, l'électroporation excessive (« irréversible ») permet d'éliminer un grand nombre de bactéries dans les liquides et d'obtenir leur stérilisation sans traitement thermique [9][10][18][19]. Les impulsions utilisées ont des durées de l'ordre de quelques dizaines de

microsecondes et des amplitudes de quelques kV/cm. Ce type d'impulsion est aussi utilisé dans l'industrie dans le nettoyage de canalisations transportant des eaux non traitées telles que l'eau de mer, de lacs ou de rivières.

I.4.2. Utilisation des impulsions nanosecondes

L'utilisation d'impulsions de durée plus courtes (quelques dizaines ou centaines de nanosecondes), appelées nanopulses, dans le cadre de manipulation de cellules biologiques est apparue dans les années 2000, notamment grâce à K. Schoenbach et son équipe[20][21]. En France aussi, l'utilisation de ce type d'impulsion a été étudiée, notamment par le Laboratoire de Vectorologie et Thérapeutiques Anticancéreuses dirigé par L. M. Mir[22][23]. La durée de ces impulsions est comprise dans une fourchette allant de la nanoseconde jusqu'à 600ns. Les amplitudes mises en œuvre sont plus élevées que celles utilisées dans le cadre de l'électroporation classique, pouvant atteindre plusieurs MV/m.

Initialement, ce type d'impulsion a été utilisé afin d'effectuer des comparaisons entre des résultats expérimentaux et des résultats obtenus numériquement en dynamique moléculaire. De manière synthétique, la dynamique moléculaire consiste à simuler le comportement de particules en prenant en compte différents paramètres tels que la température, la pression, le champ magnétique et le champ électrique. Ces simulations sont très coûteuses en temps de calcul, les durées d'observation des phénomènes sont donc limitées à quelques dizaines de nanosecondes en général.

Les différentes études menées sur le sujet, à la fois numériques et expérimentales, ont montré que l'utilisation de ce type d'impulsion provoquait plusieurs phénomènes au niveau cellulaire.

1.4.2.1 Les effets provoqués par des impulsions nanosecondes

1.4.2.1.1. Perméabilisation de la membrane plasmique

En premier lieu, les impulsions nanosecondes utilisées dans le cadre d'expérimentations sur des cellules biologiques interagissent avec la membrane plasmique. À l'instar des effets observés avec des impulsions millisecondes ou microsecondes, un potentiel transmembranaire induit s'ajoute au potentiel transmembranaire de repos, avec une distribution non uniforme similaire à ce que l'on peut observer sur la Figure I-23. Au niveau de la membrane, un phénomène d'électroporation apparaît, mais il diffère de celui observé avec des impulsions plus longues. En effet, dans [24], il est relaté des résultats obtenus suite à une expérience menée sur des cellules de Jurkats (lignées de cellules cancéreuses prélevées chez un patient) avec une impulsion unique d'amplitude crête égale à 6.5MV/m et une durée de 60ns. Avec cette impulsion, un phénomène de perméabilisation apparaît, mais douze minutes après l'illumination, alors qu'avec des impulsions plus longues, la perméabilisation apparaît instantanément.



I.4.2.1.2. Perméabilisation des membranes sous cellulaires

En plus d'une perméabilisation de la membrane plasmique, les différentes études menées avec ce type d'impulsion ont montré une perméabilisation des membranes sous cellulaires. Dans [24], il est relaté une expérience menée sur des cellules éosinophiles (cellules immunitaires sanguines). Ces cellules ont été illuminées avec une impulsion de 60ns de largeur et une amplitude de 5MV/m. Cette expérience a montré la perméabilisation de granules présentes dans ces cellules.

I.4.2.1.3. Externalisation de la phosphatidylserine

La phosphatidylserine est un phospholipide présent dans la membrane cytoplasmique, localisée sur la face intérieure de la membrane. L'externalisation de la phosphatidylserine dans l'environnement extracellulaire peut être vue comme étant un signal de détresse de la cellule. Par ce signal, la cellule exprime la nécessité de l'éliminer de l'organisme. Cette mort programmée est appelée apoptose.

Lorsque des impulsions nanosecondes sont appliquées ce phénomène peut se produire et est causé par l'instabilité structurelle de la membrane plasmique. Ce phénomène a été souligné dans [25][26][27] avec des impulsions de durée inférieure à 10ns et d'amplitudes crêtes allant de 2 à 8 MV/m. Le nombre d'impulsions a aussi une grande importance pour provoquer ce phénomène.

I.4.2.1.4. Augmentation du calcium intracellulaire

En plus des différents effets cités précédemment, plusieurs études ont montré une augmentation de la concentration en ions calcium à l'intérieur des cellules illuminées par des impulsions nanosecondes. Cette augmentation peut être expliquée par deux phénomènes. Le premier est la pénétration d'ions calciums provenant du milieu extracellulaire lors de la formation des pores sur la membrane plasmique. Le deuxième phénomène provient de la libération de calcium par les organelles présentes dans le milieu intracellulaire. L'étude présentée dans [28] sur des cellules chromaffines (cellules des glandes surrénales) a mis en évidence qu'une impulsion de 4ns et d'amplitude égale à 8MV/m induit une forte concentration d'ions calcium intracellulaires, expliquée par une modification du comportement des canaux ioniques spécifiques à ces ions.

I.4.2.1.5. L'apoptose

Comme il a été dit précédemment, l'apoptose est le terme correspondant à la mort programmée des cellules biologiques. Ce phénomène sert avant tout à renouveler les cellules des différents tissus biologiques nous constituant, telles que la peau par exemple ou encore les muscles. Il peut être causé aussi par certaines pathologies, telles que le cancer, Alzheimer, ou la maladie de Parkinson.

L'illumination de cellules biologiques avec des impulsions nanosecondes peut aussi provoquer l'apoptose de celles-ci. Ce phénomène a été montré dans différentes études, notamment dans celles présentées dans [29][30]. Dans ces études, les impulsions utilisées ont des durées de 60ns et de

300ns avec des amplitudes allant de 2MV/m à 6MV/m. Dans [29], les expérimentations menées sur des mélanomes ont montré qu'après une application de 400 impulsions nanosecondes, la taille des tumeurs illuminées diminuait de près de 90% en 15 jours, en ajoutant un traitement adéquat, une totale rémission est obtenue.

L'apoptose des cellules ainsi illuminées provient de deux facteurs. Le premier facteur est l'externalisation de la phosphatidylserine, causé par la modification de la structure de la membrane. Le deuxième facteur, peut provenir aussi de différentes réactions physiologiques internes à la cellule, telles que la perméabilisation de la membrane des mitochondries qui libère des cytochromes C qui sont des protéines associées à la membrane des mitochondries. Ces protéines vont activer des caspases, qui sont des enzymes qui déclenchent l'apoptose de la cellule[31].

I.4.2.2 Applications envisagées pour les impulsions nanosecondes dans un cadre biologique

Dans le domaine médical, il est envisagé d'utiliser les impulsions nanosecondes dans des thérapies anti cancéreuses, tout comme les impulsions microsecondes et millisecondes, mais les protocoles ne sont pas encore véritablement établis. L'avantage d'utiliser des impulsions nanosecondes est qu'elles permettent d'atteindre les membranes des organelles à l'intérieur des cellules biologiques, provoquant l'apoptoses de cellules infectées, sans utilisation de médicaments pouvant provoquer des effets secondaires sur les patients. L'étude des protocoles est aujourd'hui encore en étude.

I.4.3. Utilisation des impulsions subnanosecondes

L'utilisation des impulsions subnanosecondes dans le cadre d'études biologiques est encore émergente. Les différentes études publiées sur le sujet proviennent de l'équipe menée par K. Schoenbach [32][33][34]. Dans ces différentes études, les champs électriques appliqués ont des amplitudes crêtes de l'ordre du MV/cm dans l'étude [32] et de 20 à 80 kV/cm dans [33][34]. Cette différence d'amplitude s'explique par le fait que les expérimentations menées dans [33][34] sont effectuées avec un nombre d'impulsions plus élevé, plusieurs millions au lieu de 2000, et une fréquence de répétition plus élevée, 10 kHz au lieu de 10Hz [32]. Suivant les différentes études, la durée des impulsions appliquées est de 200ps à 800ps.

Ces différentes études ont montré expérimentalement que l'utilisation de telles impulsions provoquait aussi des effets sur les différentes cellules illuminées.

I.4.3.1 Les effets provoqués par des impulsions subnanosecondes

I.4.3.1.1. Perméabilisation de la membrane plasmique

La perméabilisation de la membrane plasmique a été observée dans la publication [32] pour une impulsion de 800ps de largeur. Le mécanisme est similaire à celui observé pour les impulsions

nanosecondes et peut être réversible. Selon l'étude [33], pour des impulsions de plus courtes durées, des nanopores peuvent être aussi créés, mais leurs faibles dimensions ne permettent pas l'injection de médicaments à l'intérieur de la cellule.

1.4.3.1.2. Perméabilisation des membranes sous cellulaires

A l'instar des impulsions nanosecondes, les impulsions subnanosecondes seraient capables en théorie de perméabiliser les membranes des différentes organelles et même d'atteindre le noyau des cellules. Les différentes expérimentations menées sur le sujet n'ont pas encore établi les différents mécanismes en action.

1.4.3.1.3. La mort cellulaire

Les différentes études menées sur le sujet ont montré que l'application d'impulsions subnanosecondes provoque la mort cellulaire. Les mécanismes menant à cette destruction peuvent différer selon les caractéristiques de l'impulsion, le nombre ainsi que la fréquence de répétition. Dans l'étude [32], la durée de l'impulsion est proche d'une nanoseconde et le champ appliqué est de l'ordre du MV/cm. La mort des cellules illuminées est provoquée purement par des modifications des différents potentiels électriques des différentes membranes. Dans les études [33][34], le champ électrique est plus faible, inférieur à 100kV/cm dans chaque cas, par contre le nombre d'impulsion, ainsi que la fréquence de répétition sont plus élevés. Le fait d'augmenter ces paramètres cause une élévation de la température non négligeable (>40°C) des solutions illuminées. Dans ces différents cas la cause de mort cellulaire est provoquée par des effets électriques, mais aussi par des effets thermiques.

I.4.4. Problématique des moyens expérimentaux dédiés à l'étude des impulsions subnanosecondes

L'étude des effets biologiques des impulsions subnanosecondes sur les cellules biologiques est encore émergente au point de vue mondial. Les différentes publications traitant sur le sujet présentent tout de même une certaine influence de ce type d'impulsion sur la mort cellulaire des cellules illuminées. Malgré ces résultats les mécanismes provoquant la mort cellulaire ne sont pas encore bien établis. Il est donc nécessaire de poursuivre plus en avant les expérimentations. Pour cela, il est nécessaire de concevoir de nouveaux moyens d'essais pouvant appliquer un fort champ électrique de durée très brève.

Les impulsions subnanosecondes, ont aussi l'intérêt de pouvoir être focalisées avec des antennes. A partir de ce constat, il est envisageable de commencer à réfléchir à de nouveaux protocoles médicaux non invasifs pour le patient.

Dans cette partie, il est présenté le cahier des charges de deux systèmes envisagés afin de répondre à certaines exigences liées à la manipulation de cellules biologiques tout en garantissant un champ électrique impulsionnel subnanoseconde.



I.4.4.1 Cahier des charges pour un applicateur in vitro

Afin de concevoir un applicateur pour des études in vitro, il faut prendre en compte le volume acceptable afin d'effectuer des observations probantes sur les cellules illuminées. Dans la littérature, le volume des solutions illuminées est faible, n'excédant pas le millilitre. Pour la conception, il a été décidé de prendre en compte un volume de solution inférieur à 500 μ L. L'éprouvette contenant les cellules à illuminer ne devra pas les polluer. Il faut donc éviter que la solution contenant les cellules soit en contact avec le métal pour ne pas avoir d'électrolyse.

Au niveau électrique, le champ généré à l'intérieur de l'éprouvette devra être de fort niveau. Dans un premier temps, le niveau de champ électrique choisi pour les expérimentations est de 1MV/m. Ce niveau de champ correspond à celui utilisé actuellement pour des études in vitro avec des impulsions nanosecondes. Le front de montée de l'impulsion devra être inférieur à 200ps. Afin de générer un tel champ électrique il est nécessaire d'utiliser des générateurs pouvant délivrer des tensions très élevées, nécessitant une connectique particulière. Par conséquent il sera nécessaire d'adapter l'applicateur à cette connectique et de faire en sorte qu'il puisse supporter la forte amplitude de l'impulsion.

En plus de cela, il est nécessaire d'obtenir le champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette afin de valider son fonctionnement. Par conséquent l'applicateur devra contenir des capteurs de champ électrique.

I.4.4.2 Cahier des charges pour un applicateur antennaire

Les impulsions subnanosecondes peuvent être focalisées par des systèmes antennaires. Il est donc intéressant d'imaginer une application médicale non invasive afin de traiter des cellules cancéreuses. Il a donc été décidé, en parallèle de la conception d'un applicateur pour des applications in vitro, de développer un concept d'antenne focalisant une telle impulsion dans des tissus humains. Comme pour l'applicateur in vitro, l'amplitude de champ électrique devra être de l'ordre du MV/m. Dans le cadre d'une application réelle, il est nécessaire d'éviter d'illuminer des cellules saines. Il est donc nécessaire que le champ électrique de fort niveau soit contenu dans un faible volume, de l'ordre de quelques centimètres cube. Dans la conception de l'antenne, il faudra prendre en compte le fait qu'un tissu biologique a des caractéristiques diélectriques différentes de celle de l'air. Il sera donc nécessaire de trouver un moyen permettant d'adapter le milieu d'excitation de l'antenne aux tissus à illuminer.



I.4.5. Conclusions

Dans cette partie, ont été présentées les différentes études menées sur le vivant avec des impulsions électromagnétiques. Dans un premier temps, le concept d'électroporation a été présenté, ainsi que les différents mécanismes qui provoquent un tel phénomène sur les cellules biologiques. Ce phénomène est utilisé de nos jours dans des thérapies cancéreuses afin de faciliter l'injection de médicament dans les cellules infectées. Les différents impacts et conséquences que pouvaient avoir des impulsions nanosecondes sur les cellules ont été évoqués. Ce type d'impulsion permet de perméabiliser la membrane des cellules biologiques, mais aussi, selon les conditions, de perméabiliser la membrane des organelles sous cellulaires sans modifier la membrane plasmique. Cette propriété est intéressante, car elle permet de détruire les cellules infectées sans utiliser de médicaments. Des études ont été effectuées avec des durées inférieures à la nanoseconde. En théorie, ces impulsions permettraient d'atteindre le noyau des cellules sans charger électriquement la membrane. Les études sur le sujet sont encore émergentes et les mécanismes en jeu sont mal connus, par contre des effets sur les cellules ont été montrés. L'utilisation de ce type d'impulsion dans l'avenir pourrait être intéressante, car les impulsions subnanosecondes peuvent être focalisées à l'aide de systèmes antennaires. Cette propriété permet d'imaginer de nouveaux protocoles médicaux non invasifs pour le patient.

Les études publiées avec des impulsions subnanosecondes sont peu nombreuses et les mécanismes provoquant des effets sur les cellules sont mal connus, il est donc nécessaire de poursuivre les expérimentations. Pour cela, il est nécessaire de concevoir de nouveaux moyens expérimentaux. Afin de répondre à ce besoin, il a été décidé de concevoir deux types d'applicateurs. Un applicateur permettant d'effectuer des études in vitro, mais aussi un applicateur antennaire permettant d'illuminer des tissus biologiques afin de valider la faisabilité d'un moyen de traitement non invasif.

I.5. Conclusions

Dans ce premier chapitre, des généralités sur les ondes électromagnétiques ont été données, ainsi que des exemples d'utilisation de ces ondes dans différents domaines, dont le domaine médical. Récemment, dans ce domaine, des impulsions électriques sont utilisées, ou étudiées, dans différentes thérapies, notamment des thérapies anticancéreuses. Afin d'appréhender les différents mécanismes mis en jeu avec ce type d'impulsion, des généralités sur les cellules biologiques ont été présentées. Le phénomène d'électroporation a ensuite été présenté. Ce phénomène apparaît lorsque des impulsions micro ou millisecondes sont appliquées, créant des pores à la surface des cellules. Cette propriété permet de faciliter l'injection de médicaments à l'intérieur des cellules. Un autre type d'impulsion est de nos jours encore étudié, il s'agit des impulsions nanosecondes. Ces impulsions, suivant les conditions, permettent de perméabiliser la membrane des organelles sous cellulaires. Cette propriété permet avec des amplitudes de champ élevées (MV/m) de provoquer la mort cellulaire. Cette propriété ouvre la voie vers de nouveaux traitements ne nécessitant pas de médicaments.



Un autre type d'impulsion très brève commence aussi à être utilisé dans des études biologiques. Il s'agit des impulsions subnanosecondes. Ces impulsions permettraient en théorie d'atteindre le noyau des cellules biologiques sans charger la membrane plasmique sous certaines conditions. Les études publiées sur le sujet montrent que ces impulsions, ayant des amplitudes très élevées (MV/cm), ont un effet sur le déclenchement de la mort cellulaire, mais les mécanismes provoquant ces phénomènes sont encore mal connus. Il est donc nécessaire de poursuivre les études biologiques avec ce type d'impulsion. Pour cela, il faut concevoir des applicateurs in vitro adaptés. Il est possible également d'imaginer de nouveaux protocoles médicaux non invasifs pour le patient en concevant des systèmes antennaires spécifiques.





Chapitre II. Appicateur dédié aux expérimentations In Vitro





II.1. Etat de l'art des différents applicateurs utilisés pour l'étude des effets des impulsions électromagnétiques sur le vivant

Afin d'étudier le phénomène d'électroperméabilisation des cellules biologiques, les chercheurs ont dû concevoir des outils adéquats en prenant en compte plusieurs contraintes liées aux problématiques biologiques mais aussi à celles de l'électromagnétisme, afin d'assurer l'intégrité du signal dans les solutions contenant les cellules à tester. Au niveau de la biologie, il faut que les matériaux en contact avec les solutions n'altèrent pas les cellules en suspension. Au niveau de l'électromagnétisme, il faut que ces applicateurs soient utilisables dans la bande de fréquence des signaux utilisés, tout en assurant un niveau de champ électrique élevé.

II.1.1. Présentation des différents applicateurs existants dans la littérature

II.1.1.1 *Applicateurs à électrodes*

Afin d'étudier les effets des impulsions microsecondes et nanosecondes sur des cellules biologiques, différents types de systèmes à électrodes ont été mis au point. Le principe est d'insérer le liquide à illuminer entre deux électrodes métalliques, reliées à un générateur d'impulsion, comme l'illustre la Figure II-1.

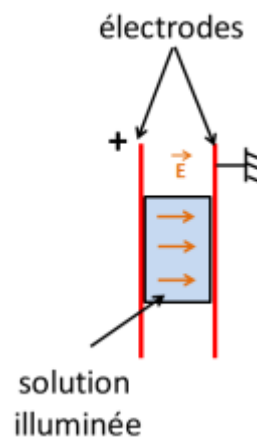


Figure II-1 Schématisation des systèmes à électrodes

II.1.1.2 Appicateurs à électrodes planes

La catégorie la plus fréquemment rencontrée dans la littérature pour les applicateurs à électrodes concerne les systèmes à électrodes planes. Par exemple, dans le cadre d'étude d'électroporation classique, c'est-à-dire pour des impulsions millisecondes et microsecondes, les applicateurs les plus utilisés sont les cuvettes biologiques, dont la Figure II-2 présente plusieurs modèles.



Figure II-2 Cuvette d'électroporation avec différentes distances inter électrodes

Ce type de cuvette est aussi utilisé pour étudier les effets des impulsions nanosecondes sur les cellules en suspension. Par exemple, M. Keenan[35][36] a utilisé ce type d'éprouvette avec une impulsion de 10ns et une amplitude crête égale à 4.5kV. Il a obtenu un champ électrique de l'ordre du MV/m pour une distance inter électrodes de 4mm. Comme exemple, on peut encore citer A. Silve[37][38][39] qui a aussi utilisé ce type d'applicateur avec des signaux et des amplitudes similaires, mais aussi des champs électriques de 4MV/m pour une distance inter électrodes de 1mm. La Figure II-3 montre le dispositif utilisé durant ces manipulations.

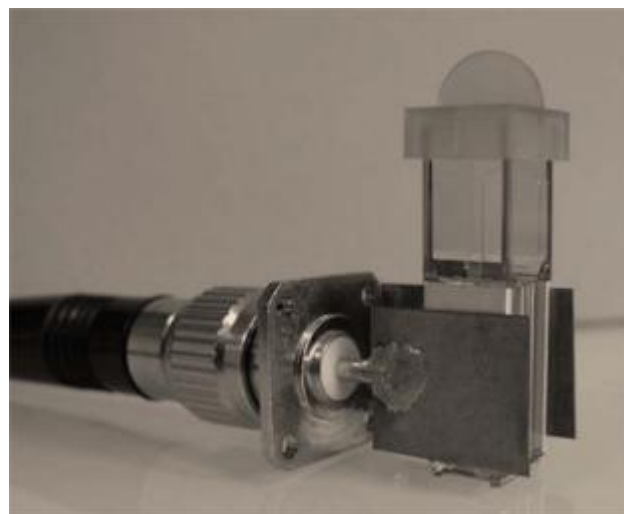


Figure II-3 Système d'exposition utilisé par Aude Silve[37]



Dans la littérature, il existe d'autres systèmes à électrodes planaires permettant à la fois l'illumination de solutions liquides tout en permettant une observation des cellules en suspension en temps réel. L'ensemble constitué des électrodes et de la solution illuminée est positionné sur des supports en verre. La Figure II-4 représente deux exemples de ce type de configuration.

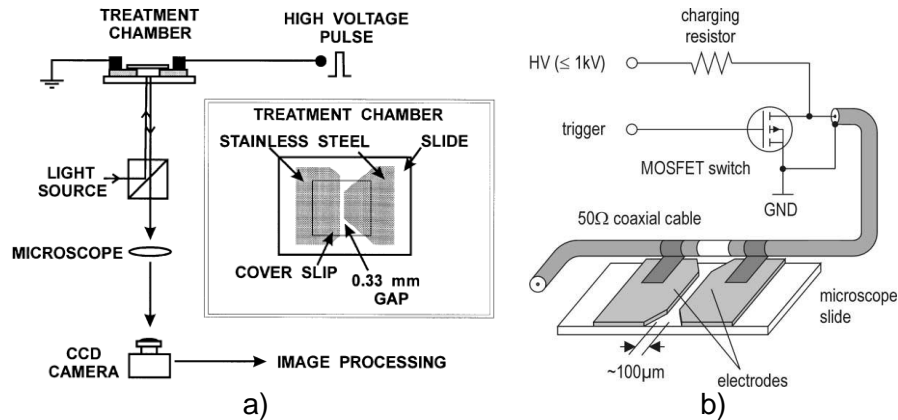


Figure II-4 Différents dispositifs d'électrodes planaires a) [40] b) [41]

Le système présenté sur la Figure II-4 a) a été utilisé sur des cellules Jurkat [40] exposées à des impulsions de 60 ns, 300 ns, 10 μ s et 100 μ s. L'amplitude de champ varie de 3 à 150 kV/cm. Celui présenté par la Figure II-4 b) a été utilisé sur différents types de cellules, avec des amplitudes de champ électrique de l'ordre de 100 kV/cm et une durée de 10 ns.

II.1.1.3 Applicateurs à électrodes filaires ou à aiguilles

En plus des électrodes planaires, d'autres types d'applicateurs ont été réalisés en remplaçant les électrodes planes par des aiguilles ou des fils. La Figure II-5 et la Figure II-6 donnent plusieurs exemples de ces types d'applicateurs.

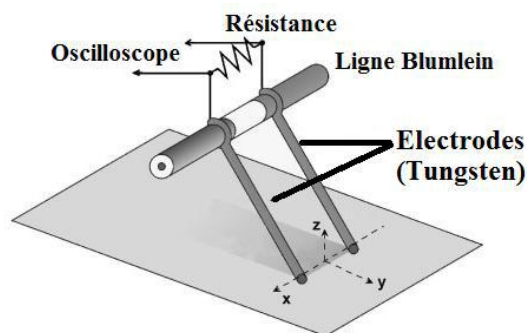


Figure II-5 Exemple d'une configuration d'électrodes filaires pour l'exposition de cellules [42][43]



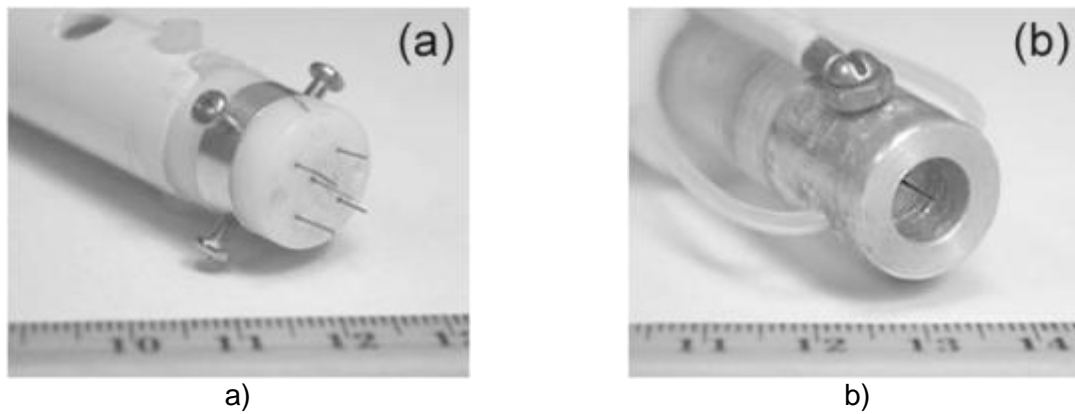


Figure II-6 a) Applicateur à 5 aiguilles b) Applicateur à une seule aiguille [44]

Dans [42], le dispositif présenté dans la Figure II-5 a été utilisé avec des impulsions de 60ns avec des niveaux d'amplitudes de 540V à 580V, générant ainsi un champ électrique de 12kV/cm entre les électrodes. Dans [44], les dispositifs présentés dans la Figure II-6 ont été étudiés dans le cadre d'expérimentations in vivo.

II.1.1.4 Performances des applicateurs à électrodes

II.1.1.4.1. Circuit électrique équivalent des applicateurs à électrodes

D'un point de vue électrique, ces différents systèmes peuvent être décrits à l'aide du circuit équivalent présenté sur la Figure II-7. Ce circuit équivalent générique a été établi à partir des travaux menés dans [37] pour l'étude des cuvettes biologiques, mais peut être transposé aux autres applicateurs présentés jusqu'à maintenant. Il prend en compte à la fois le générateur utilisé avec son impédance interne, l'impédance intrinsèque du milieu illuminé, ainsi que l'impédance de charge. Ces différents applicateurs sont insérés en bout de lignes de transmissions ouvertes, par conséquent l'impédance de charge du système est considérée comme étant un circuit ouvert.

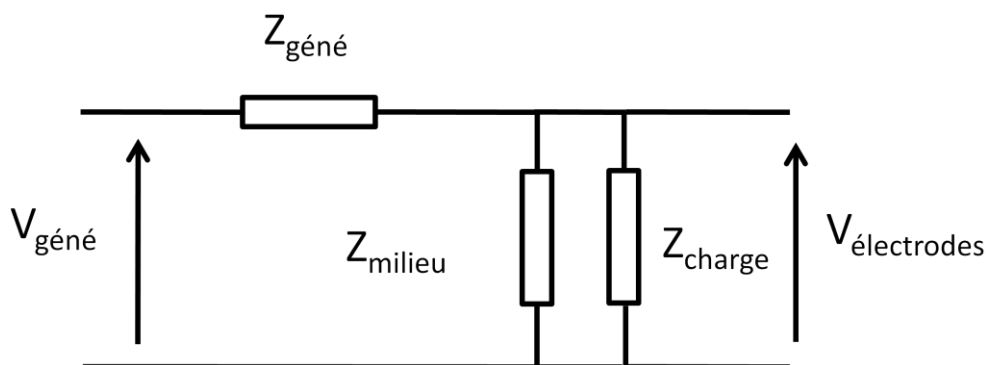


Figure II-7 Circuit équivalent général des applicateurs à électrodes

Les solutions aqueuses illuminées ont une permittivité ϵ , ainsi qu'une conductivité électrique σ . Par conséquent, l'impédance du milieu peut être modélisée par une capacité, dépendant de la permittivité du milieu, et par une résistance, dépendant de la conductivité du milieu. Pour l'étude, la propagation de l'onde à l'intérieur du milieu peut être négligée en première approche. En remplaçant l'impédance du milieu par ces différents éléments, le circuit équivalent entier est présenté dans la Figure II-8.

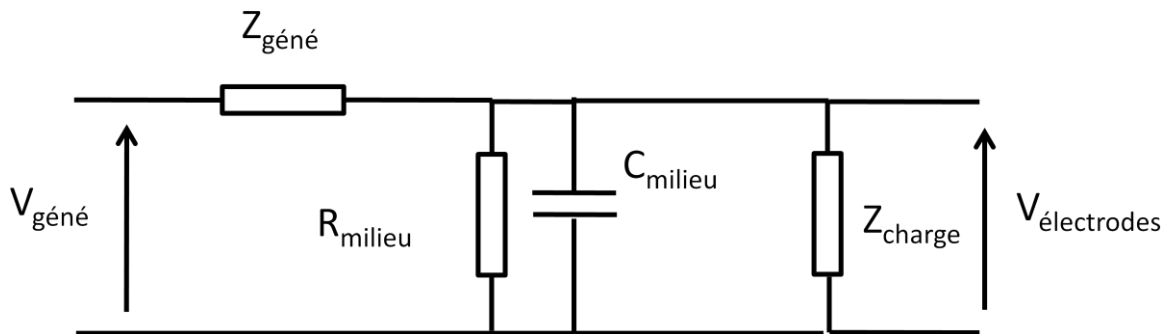
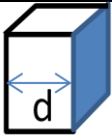
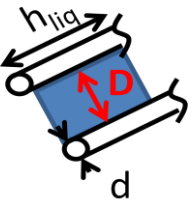
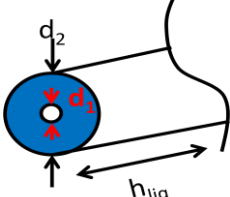


Figure II-8 Schéma électrique équivalent du système générateur+milieu d'illumination

Le Tableau II-1 donne les différentes formules permettant de calculer la résistance, ainsi que la capacité du milieu illuminé pour chaque type de géométrie d'électrodes. La capacité et la résistance équivalentes du liquide illuminé par des électrodes filaires ou des électrodes à aiguilles sont obtenues à partir des paramètres linéiques (capacité linéique et conductance linéique) pour des lignes bifilaires et coaxiales associées à ces géométries. Dans l'étude, les électrodes filaires sont considérées comme étant plongées dans un milieu infini.

Tableau II-1 Formules de la capacité et de la résistance du liquide illuminé pour chaque type d'électrodes

	Géométrie	Capacité(F)	Résistance(Ω)
électrodes planes		$\frac{\epsilon S}{d}$	$\frac{d}{\sigma S}$
électrodes aiguilles-structures bifilaires		$\frac{\epsilon \pi h_{liq}}{\ln\left(\frac{2D}{d}\right)}$	$\frac{\ln\left(\frac{2D}{d}\right)}{\sigma \pi h_{liq}}$

Electrodes à aiguilles- structures coaxiales		$\frac{2\pi\epsilon h_{liq}}{\ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}$	$\frac{\ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}{\sigma 2\pi h_{liq}}$
---	---	--	---

Le circuit présenté dans la Figure II-9 peut être ramené à un circuit équivalent de Thévenin, illustré par la Figure II-9. Ce type de circuit correspond à un filtre de type passe-bas du 1er ordre.

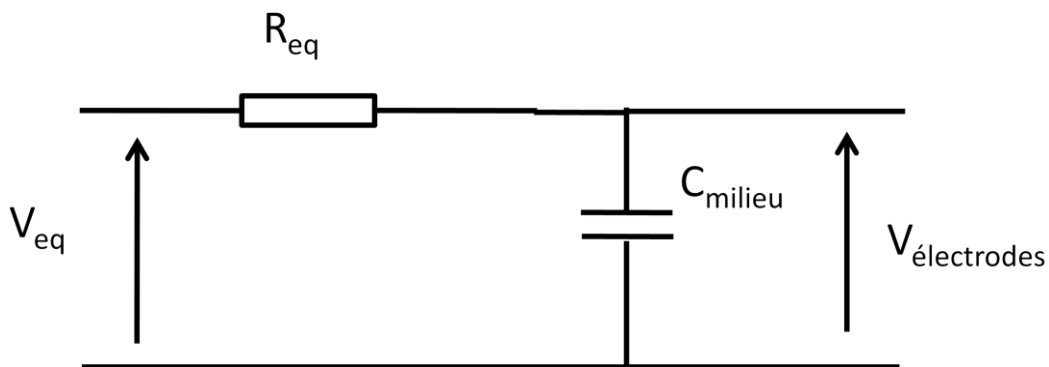


Figure II-9 Circuit équivalent de Thévenin du circuit présenté dans la figure

La formule II.1 correspond à l'impédance équivalente de ce circuit, la formule II.2 correspond à la tension d'entrée équivalente de Thévenin.

$$R_{eq} = \frac{Z_{géné} R_{milieu} Z_{charge}}{Z_{géné} R_{milieu} + Z_{géné} Z_{charge} + R_{milieu} Z_{charge}} \xrightarrow{Z_{charge} \rightarrow \infty} \frac{Z_{géné} R_{milieu}}{Z_{géné} + R_{milieu}} \quad \text{II.1}$$

$$V_{eq} = V_{géné} \frac{R_{milieu} Z_{charge}}{Z_{géné} [R_{milieu} + Z_{charge}] + R_{milieu} Z_{charge}} \xrightarrow{Z_{charge} \rightarrow \infty} V_{géné} \frac{R_{milieu}}{R_{milieu} + Z_{géné}} \quad \text{II.2}$$

II.1.1.4.2. Performances des applicateurs à électrodes

Afin d'étudier le comportement de ce modèle équivalent pour chaque type d'applicateur, il a été décidé de prendre les dimensions données dans les différentes publications les décrivant. Le Tableau II-2 donne différentes informations dimensionnelles au sujet des différents applicateurs traités. Pour les applicateurs à électrodes filaires-aiguilles, la hauteur de liquide est inconnue, il a donc été décidé d'appliquer deux hauteurs : 1mm et 1cm.



Tableau II-2 Dimensions des différents applicateurs à électrodes traités

cuvettes biologiques [37]	d=1mm, S=1cm ²
électrodes planes [45]	d=100µm, S=1mm ²
électrodes aiguilles-structure bifilaire [43]	D=0.31 mm, d=0.125mm, hliq=1mm et 1cm
électrodes aiguilles-structure coaxiale [44]	d1=0.4mm, d2=8mm, hliq=1mm et 1cm

Pour s'affranchir des problèmes d'adaptation d'impédance entre les impédances du générateur et de la résistance du milieu illuminé, il est considéré que ces deux éléments sont égaux (utilisation d'un générateur et d'une ligne de transmission présentant les mêmes impédances que la charge considérée). Par conséquent, les formules II.1 et II.2 deviennent les formules II.3 et II.4.

$$R_{eq} \xrightarrow{Z_{charge} \rightarrow \infty} \frac{R_{milieu}}{2} \quad \text{II.3}$$

$$V_{eq} \xrightarrow{Z_{charge} \rightarrow \infty} \frac{V_{géné}}{2} \quad \text{II.4}$$

Pour l'étude, il est considéré trois types de solutions dont la résistance est égale à 10, 50 et 100Ω ; par contre, elles ont la même permittivité relative qui est de 81.

Le Tableau II-3 donne les différentes valeurs de la capacité créée entre les électrodes de chaque exemple d'applicateur étudié.

Tableau II-3 Capacité de la solution aux bornes des électrodes

cuvettes biologiques [37]	70.8pF
électrodes planes [45]	7pF
électrodes filaires [43] pour 1 mm et 1 cm	1.39e-9*hliq => 1.39pF et 13.9pF
électrodes à aiguilles [44] pour 1 mm et 1 cm	1.48e-9*hliq => 1.48pF et 14.8pF

Le Tableau II-4 donne la fréquence de coupure pour chaque applicateur à électrodes. Il montre que pour les cuvettes biologiques [37], la fréquence de coupure, pour chaque valeur de résistance du milieu, est très basse par rapport à celle des autres applicateurs.



Tableau II-4 Fréquence de coupure du circuit électrique équivalent de chaque applicateur à électrodes

$f_c = \frac{1}{2\pi R_{eq}C}$	$R_{milieu}=10\Omega, R_{eq}=5\Omega$	$R_{milieu}=50\Omega, R_{eq}=25\Omega$	$R_{milieu}=100\Omega, R_{eq}=50\Omega$
cuvettes biologiques [37]	449.5MHz	89.9MHz	44.9MHz
électrodes planes [45]	4.50GHz	899MHz	449.5MHz
électrodes aiguilles-structure bifilaire [43]	hliq=1mm : 11.4GHz hliq = 1cm : 1.14GHz	hliq=1mm : 2.29GHz hliq = 1cm : 229MHz	hliq=1mm : 1.14GHz hliq = 1cm : 114MHz
électrodes aiguilles-structure coaxiale [44]	hliq=1mm : 10.8GHz hliq = 1cm : 1.08GHz	hliq=1mm : 2.2GHz hliq = 1cm : 220MHz	hliq=1mm : 1.08GHz hliq = 1cm : 108MHz

Le Tableau II-1 et le Tableau II-6 donnent la constante de temps du circuit équivalent, ainsi que le temps de montée à 90% de l'amplitude crête de l'impulsion et du front de descente à 10% de l'amplitude crête de l'impulsion, pour chaque applicateur.

Tableau II-5 Constante de temps du circuit équivalent de chaque applicateur

$\tau = RC$	$R_{milieu}=10\Omega, R_{eq}=5\Omega$	$R_{milieu}=50\Omega, R_{eq}=25\Omega$	$R_{milieu}=100\Omega, R_{eq}=50\Omega$
cuvettes bio	354ps	1.8ns	3.5ns
électrodes planes	35.4ps	177ps	354ps
électrodes aiguilles-structure bifilaire	hliq=1mm : 13.9ps hliq = 1cm : 139ps	hliq=1mm : 69.5ps hliq = 1cm : 695ps	hliq=1mm : 139ps hliq = 1cm : 1.39ns
électrodes aiguilles-structure coaxiale	hliq=1mm : 14.8ps hliq = 1cm : 148ps	hliq=1mm : 74ps hliq = 1cm : 740ps	hliq=1mm : 148ps hliq = 1cm : 1.48ns

Tableau II-6 Estimation du front de montée à 90% de l'amplitude crête du signal et du front de descente à 10% de l'amplitude crête du signal

$t_m = 2.2\tau$	$R_{milieu}=10\Omega, R_{eq}=5\Omega$	$R_{milieu}=50\Omega, R_{eq}=25\Omega$	$R_{milieu}=100\Omega, R_{eq}=50\Omega$
cuvettes bio	778.8ps	3.9ns	7.8ns
électrodes planes	77.9ps	389ps	779ps
électrodes aiguilles-structure bifilaire	hliq=1mm : 30.6ps hliq = 1cm : 305.8ps	hliq=1mm : 152.9ps hliq = 1cm : 1.5ns	hliq=1mm : 305.8ps hliq = 1cm : 3.1ns
électrodes aiguilles-structure coaxiale	hliq=1mm : 32.6ps hliq = 1cm : 325.6ps	hliq=1mm : 162.8ps hliq = 1cm : 1.6ns	hliq=1mm : 325.6ps hliq = 1cm : 3.3ns



Pour résumer, ces différents tableaux montrent deux choses. Tout d'abord, pour assurer l'intégrité d'une impulsion subnanoseconde à l'intérieur des solutions testées, il faut, idéalement, que celles-ci aient une résistance la plus faible possible, et donc avoir de très faibles pertes. Par conséquent, pour assurer l'adaptation d'impédance de tout le système, il est nécessaire d'utiliser des générateurs ayant une faible impédance de sortie. Ensuite, ces tableaux montrent que les structures bifilaires et coaxiales présentent les meilleures performances en termes de front de montée et de descente.

Pour illustrer l'effet de l'impédance du milieu et des dimensions de l'échantillon, la Figure II-10 superpose la réponse temporelle du circuit équivalent pour chaque applicateur étudié avec une impédance de 10Ω . L'impulsion utilisée possède un front de montée et de descente égal à 100ps, ainsi qu'une largeur d'impulsion de 1ns. Cette figure illustre bien la déformation du front de montée et de descente de la tension aux bornes des électrodes pour les cas ayant le front de montée et de descente le plus élevé. L'exemple le plus frappant est celui de la cuvette biologique. Le Tableau II-7 donne le volume de la solution illuminée par chaque applicateur étudié. Les applicateurs à structures coaxiales semblent être les plus intéressants, car ils permettent d'illuminer un volume de solution supérieur à la dizaine de microlitres, tout en assurant une bonne intégrité du signal.

Ces schémas équivalents simplifiés ne prennent pas en compte les limitations apportées par la connectique pouvant avoir un impact sur les fréquences de coupure de ces systèmes, notamment pour les dispositifs à aiguilles. Durant la conception d'un prototype d'applicateur, il est nécessaire de prendre en compte la géométrie de la connectique choisie, ainsi que les phénomènes de propagation.

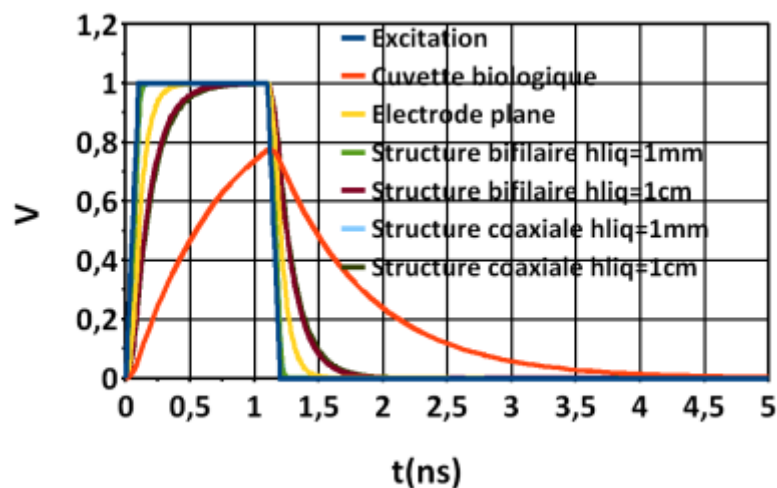


Figure II-10 Réponse à une impulsion nanoseconde du circuit électrique équivalent de chaque applicateur à électrodes



Tableau II-7 Volume des solutions illuminées par les différents applicateurs à électrodes

Cuvette biologique	100 μ L
Electrode plane	0.1 μ L
Structure bifilaire	hliq=1mm : 0.04 μ L hliq= 1cm : 0.39 μ L
Structure coaxiale	hliq=1mm : 49.8 μ L hliq= 1cm : 497.6 μ L

II.1.1.5 Les cellules TEM

Une cellule TEM est un dispositif fréquemment utilisé en électromagnétisme, notamment pour étalonner des capteurs de champ, électrique ou magnétique, ou tester la vulnérabilité de systèmes électroniques. Ce type de cellule se présente sous la forme d'une ligne de transmission composée de deux parties : un conducteur central appelé septum et de deux conducteurs placés de part et d'autre. L'intérêt de la cellule TEM est de pouvoir générer un champ électromagnétique uniforme (mode TEM) qui se propage le long de la cellule. La Figure II-11 est une illustration de ce type de cellule.

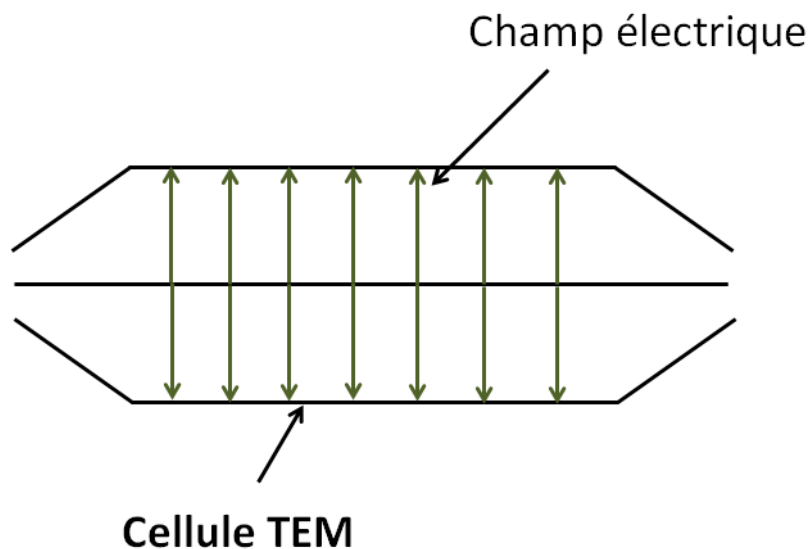


Figure II-11 Illustration d'une cellule TEM

La Figure II-12 présente une cellule TEM utilisée pour illuminer des cellules biologiques contenues dans une boîte de Pétri.

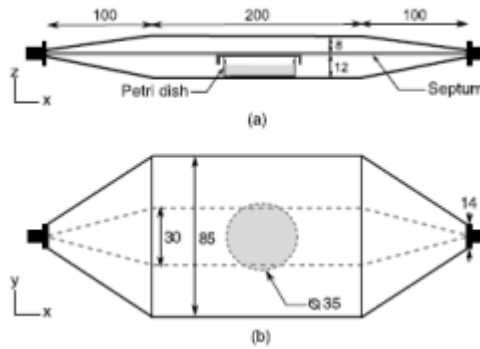


Figure II-12 Schéma de la cellule TEM développée par S. Kholer[46] pour l'étude des impulsions nanosecondes sur des cellules biologiques a) Vue de coupe b) Vue de dessus

Ce système a l'avantage de ne pas mettre les cellules en contact direct avec les conducteurs, évitant ainsi de polluer la solution testée par des réactions électrochimiques.

Avant de s'intéresser au couplage à l'intérieur de la solution à illuminer, il faut savoir que ce type de structure est limité en fréquence. Au-delà d'une fréquence limite, des modes de propagation d'ordre supérieur apparaissent. Pour les cellules TEM, cette fréquence limite se calcule à partir de la formule II.5[47]. Pour la cellule présentée dans la Figure II-12, cette fréquence limite est estimée à 1.8GHz dans le vide.

$$f_{limiteTEM} = \frac{c}{2 * largeur\ de\ la\ cellule} \quad II.5$$

Conformément au rapport [48], il est possible de déterminer le taux de couplage statique à l'intérieur de la solution sous test à partir de l'analyse statique de la répartition du champ électrique entre le volume du liquide à illuminer et l'espace entre les conducteurs de la cellule et le liquide. Pour cette étude, seul le liquide et l'espace d'air sont pris en compte (la boîte de Pétri est assimilée à de l'air). La Figure II-13 illustre le problème.



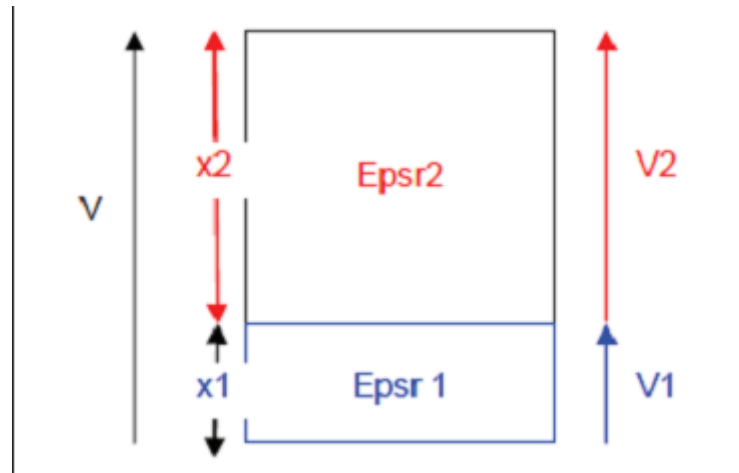


Figure II-13 Problème 2D équivalent de l'illumination d'un liquide dans une cellule TEM

La tension V correspond à la tension globale entre le septum et le plan de masse de la cellule TEM. La tension V_1 représente la tension statique au niveau de l'échantillon, la tension V_2 représente la tension au niveau de l'espace entre le septum et l'échantillon. La permittivité de l'échantillon est nommée ε_1 , celle de l'espace entre l'échantillon et le septum est nommé ε_2 . Le champ électrique statique à l'intérieur de l'échantillon est obtenu avec la formule II.6 en fonction des différentes épaisseurs.

$$E_1 = \frac{V_1}{x_1} = V \frac{\varepsilon_2}{x_2 \varepsilon_1 + x_1 \varepsilon_2} \quad \text{II.6}$$

Le champ électrique de référence est obtenu avec la formule II.7.

$$E_{ref} = \frac{V}{d}, d = x_1 + x_2 \quad \text{II.7}$$

Par conséquent le taux de couplage peut être obtenu avec la formule II.8.

$$\text{couplage} = \frac{E_1}{E_{ref}} = d \frac{\varepsilon_2}{x_2 \varepsilon_1 + x_1 \varepsilon_2} \quad \text{II.8}$$

Si une épaisseur de 2mm est considérée pour un échantillon d'un matériau de permittivité égale à 81 et pour les dimensions données par la Figure II-12, le taux de couplage à l'intérieur est seulement de 1.5% ; pour un échantillon d'épaisseur égale à 12mm (soit au contact), le couplage à

l'intérieur de la solution est de 100%. Ces exemples montrent qu'il est préférable que l'échantillon à illuminer soit en contact avec le septum et le plan de masse. Pour vérifier cette hypothèse, la cellule TEM présentée dans [46] a été modélisée avec le logiciel CST Studio®. Le signal utilisé est présenté dans la Figure II-14, sa largeur d'impulsion est de 500ns, son front de montée et de descente est de 10ns et l'amplitude crête est de 7V (1W crête pour une impédance de référence égale à 50Ω).

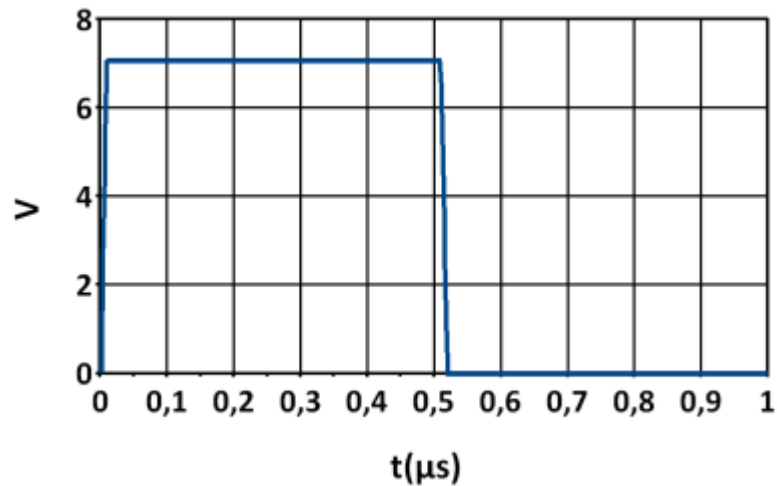


Figure II-14 Impulsion utilisée pour une étude quasi statique de la cellule TEM

Par rapport à l'amplitude crête du signal d'excitation, le champ électrique de référence obtenu à partir de la formule II.9 est estimé à 583V/m. La Figure II-15 donne l'évolution temporelle du champ électrique au centre de la solution illuminée pour chaque épaisseur d'échantillon : 2 et 12mm. Le Tableau II-8 donne l'amplitude crête des signaux, ainsi que le taux de couplage à l'intérieur de la solution. Ces différents éléments indiquent une bonne concordance entre l'approche analytique statique et l'étude numérique effectuée avec un signal long.

$$E(V/m) = \frac{V}{d} \quad \text{II.9}$$

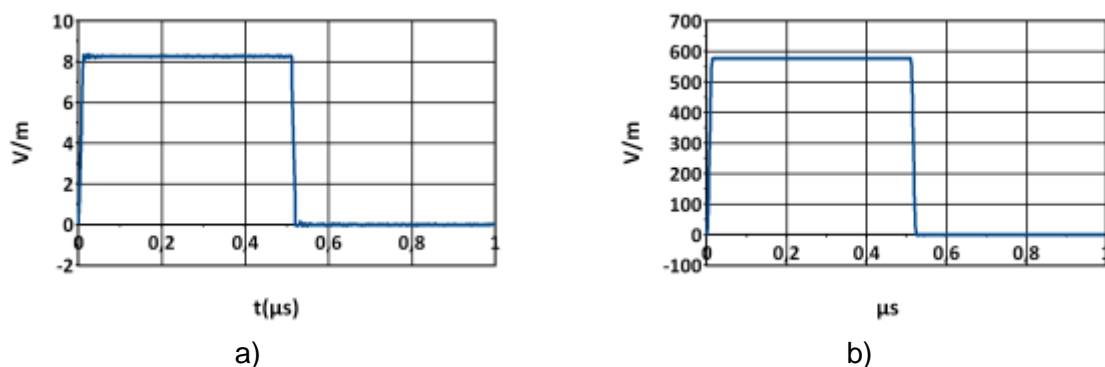


Figure II-15 Champ électrique transitoire au centre de la solution illuminée pour a) Une épaisseur de 2mm d'échantillon b) Une épaisseur de 12mm d'échantillon

Tableau II-8 Amplitude crête du champ électrique à l'intérieur de chaque solution et taux de couplage

	Amplitude	Taux de couplage
épaisseur = 2mm	8.27V/m	1.41%
épaisseur = 12mm	577.5V/m	99%

Une étude numérique a été menée par la suite en prenant en compte une impulsion de faible largeur. Cette impulsion est présentée à la Figure II-16. Comme dans le cas précédent, deux épaisseurs d'échantillons sont considérées : 2 et 12mm.

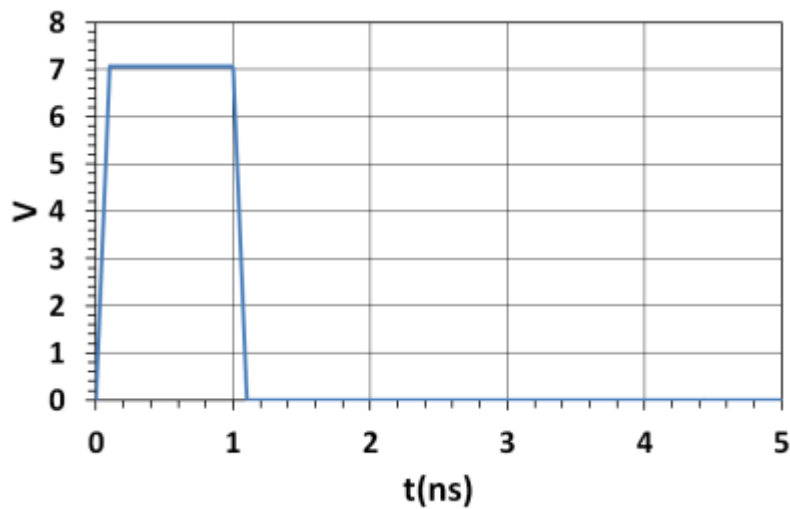


Figure II-16 Signal d'excitation utilisé pour alimenter la cellule TEM présentée dans [46]

La Figure II-17 donne la forme transitoire du champ électrique à l'intérieur de la solution pour chaque configuration. Elle montre que des oscillations sont présentes sur ces différents signaux. Lorsque la solution est en contact avec le septum, le niveau de champ électrique est inférieur à celui obtenu durant l'étude quasi statique.



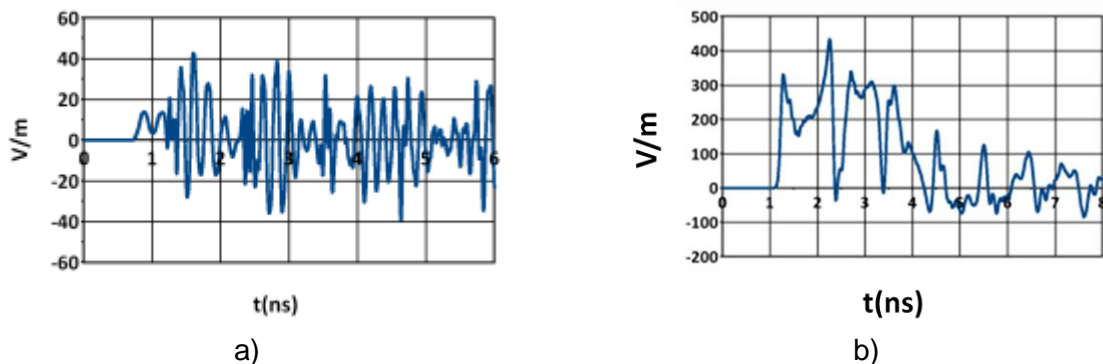


Figure II-17 a) Champ électrique à l'intérieur de la solution d'épaisseur 2mm b) Champ électrique à l'intérieur de la solution pour une boîte de Pétri pleine

Afin de déterminer la provenance de ces oscillations, le paramètre S21 de la cellule TEM est présenté dans la Figure II-18. Pour une épaisseur de 2mm (courbe bleue), une atténuation apparaît dans la bande de fréquence 4-5GHz, avec un maximum d'atténuation à 4.18GHz. Pour une épaisseur de 12mm, la fonction de transfert est très accidentée avec une première atténuation dès 200MHz. Ces résultats montrent les limitations d'utilisation d'une telle cellule aux hautes fréquences.

Compte tenu de la forte permittivité diélectrique de la solution liquide, la boîte de Pétri constitue un obstacle dans la cellule TEM, établissant un régime d'ondes stationnaires et introduisant une forte dissymétrie entre la partie inférieure et supérieure de la cellule. De plus il a été montré [49] que les cylindres diélectriques que constituent les solutions liquides à l'intérieur des boites de Pétri peuvent se comporter comme des résonateurs diélectriques ; certains modes de résonance peuvent être excités à certaines fréquences, compte tenu de l'orientation de l'onde incidente et des dimensions des cylindres diélectriques.

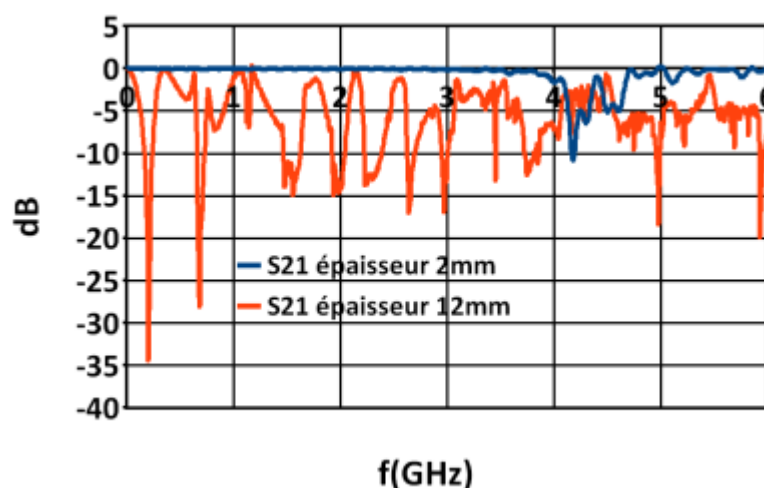


Figure II-18 Paramètre S21 de la cellule TEM pour chaque épaisseur

II.1.1.6 Les applicateurs coaxiaux

Des applicateurs de types coaxiaux ont aussi été développés dans [50][51][52]. Le principe de fonctionnement de ces applicateurs est d'insérer une chambre d'exposition en extrémité de ligne coaxiale. Généralement, la chambre est placée entre l'extrémité du conducteur intérieur de la ligne coaxiale et un bouchon métallique court-circuitant la ligne.

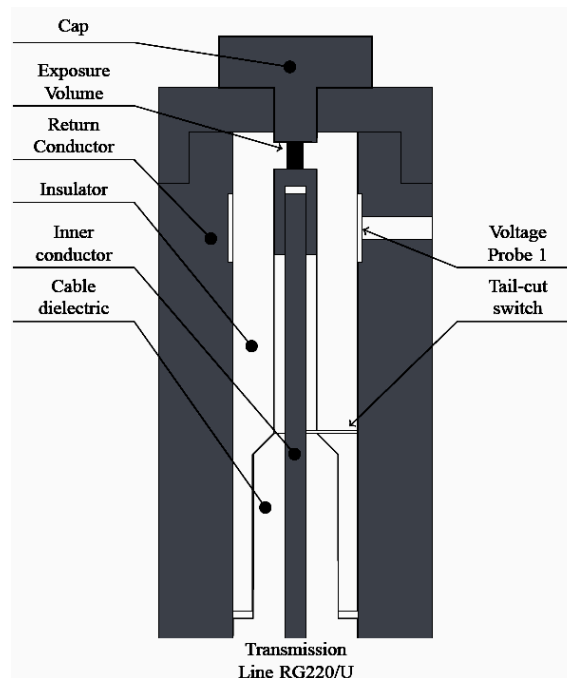


Figure II-19 Exemple d'applicateur coaxial [51]

Ce type d'applicateur a été particulièrement développé pour appliquer des impulsions subnano secondes aux cellules biologiques en suspension dans les chambres d'exposition. Leur principe consiste à installer une chambre d'exposition (cuvette cylindrique) entre l'extrémité du conducteur central et le bouchon terminal de court-circuit. Une onde TEM est propagée sur la ligne et vient créer une différence de potentiel entre les deux faces en regard de la chambre d'exposition. Les niveaux de champs électriques à l'intérieur de la chambre d'exposition peuvent atteindre des niveaux crêtes très élevés. Par exemple, l'applicateur présenté dans [51] donne des niveaux de champ électrique pour différentes longueurs d'éprouvette allant de 230kV/cm à 800kV/cm.

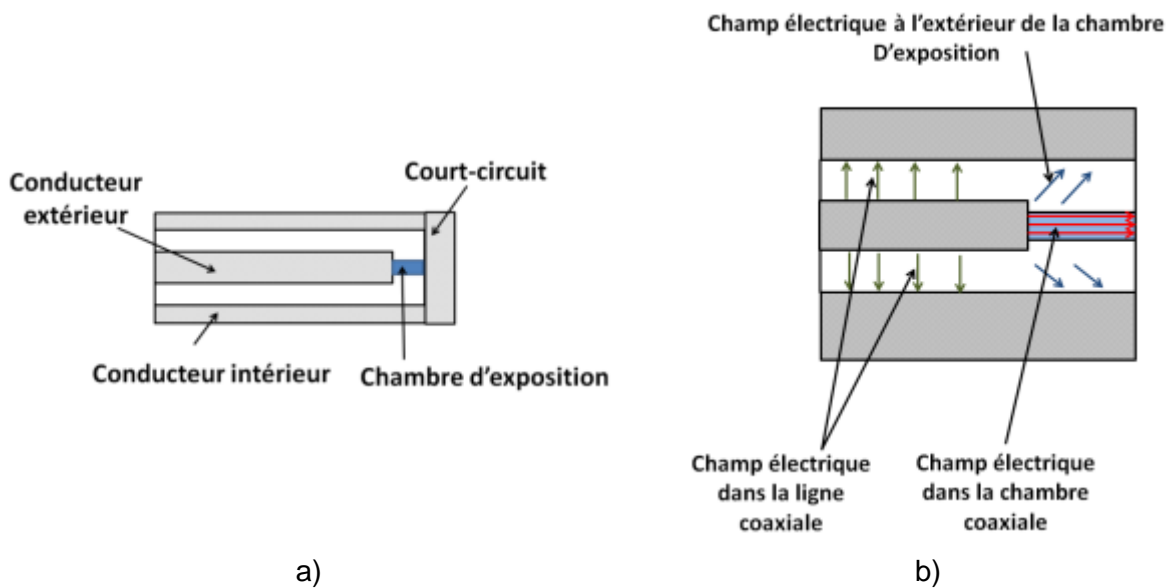
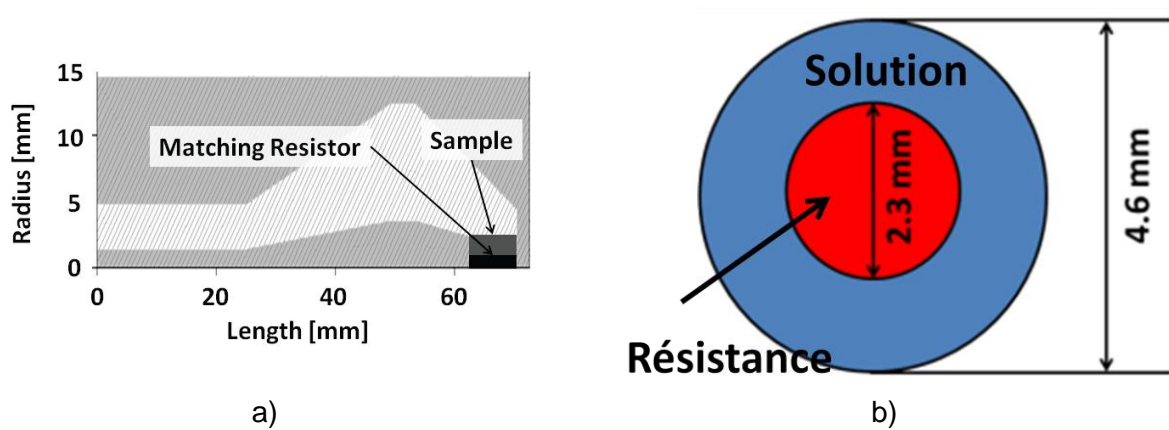


Figure II-20 a) Schéma de principe d'un applicateur coaxial b) Représentation du champ électrique à l'intérieur de l'applicateur.

A l'instar des cellules TEM, la géométrie des applicateurs coaxiaux permet l'utilisation de générateurs commerciaux, permettant ainsi d'effectuer les études avec différentes formes d'impulsions. Ce type de géométrie permet aussi l'utilisation de générateurs très haute tension, comme des générateurs de MARX, couplés à des étages de « peaking » pour former le signal d'excitation. De tels dispositifs permettent d'obtenir des champs intenses au-delà de la centaine de kV/cm dans les chambres d'exposition.

Les applicateurs présentés dans [50][51] ont la particularité d'avoir des échantillons présentant une impédance élevée (>50 Ohm) afin d'obtenir une réflexion positive en bout de la ligne coaxiale pour augmenter le potentiel à l'intérieur des solutions, ce qui peut modifier la forme du signal. L'architecture présentée dans [52] adapte l'impédance des solutions à 50Ω afin d'assurer l'intégrité du signal à l'intérieur de la chambre d'exposition pour un signal ayant un front de montée d'une centaine de picosecondes. La configuration présentée dans [52] a été reproduite en simulation avec le logiciel CST Studio®. Dans cet article, le rayon de la chambre d'exposition est de 2.3mm. Pour adapter l'impédance de cet applicateur, une résistance est introduite à l'intérieur de la solution. Le rayon de la résistance est donné comme étant égal à 1.2mm. En fonction de ces différentes dimensions, l'impédance de l'échantillon est donnée comme étant égale à 615Ω et celle de la résistance est donnée comme étant égale à 55Ω . La Figure II-21 présente une vue de coupe de l'applicateur présenté dans [52].



Une caractérisation fréquentielle de cet applicateur a tout d'abord été effectuée sur une bande de 100MHz à 5GHz. La Figure II-22 présente le paramètre S_{11} en entrée de l'applicateur. Le paramètre S_{11} de cet applicateur est inférieur à -10dB sur toute la bande indiquant qu'il est bien adapté à 50Ω.

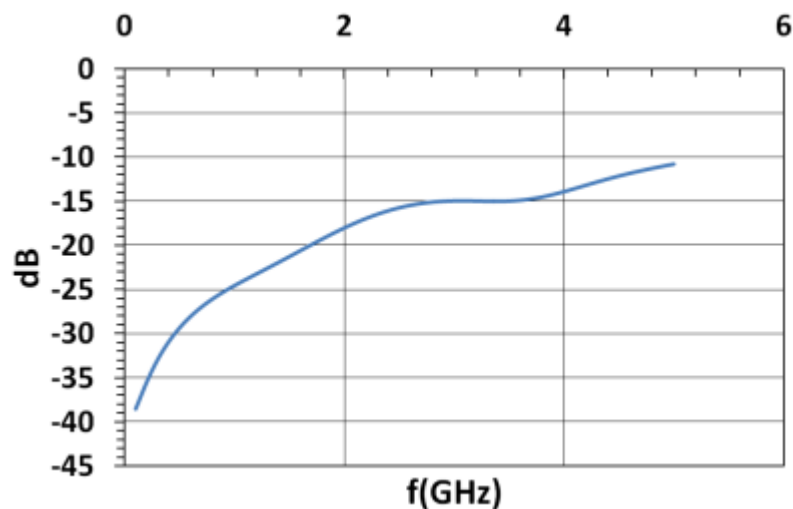


Figure II-22 S_{11} de l'applicateur coaxial présenté dans [52]

Une étude transitoire a été menée par la suite, en considérant un échelon d'amplitude égale à 7V avec une largeur de 1ns et un front de montée et de descente de 100ps. Ce signal est présenté à la Figure II-23.

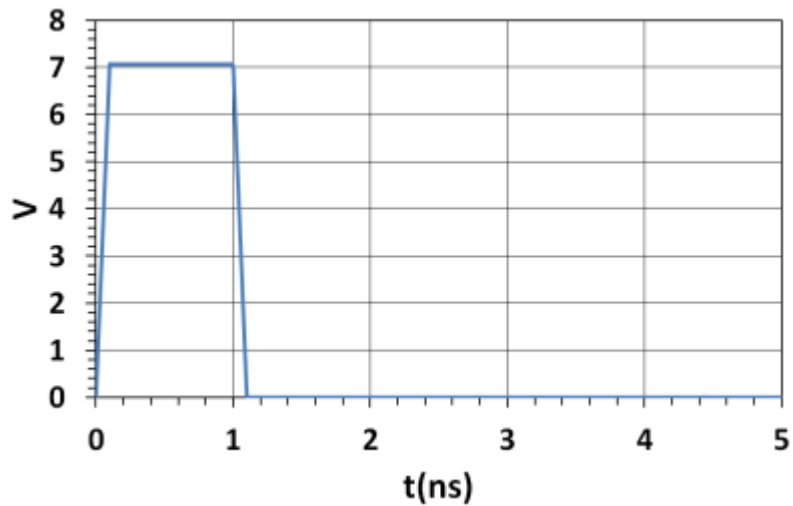
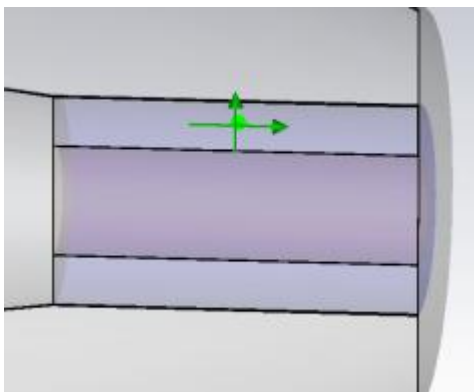
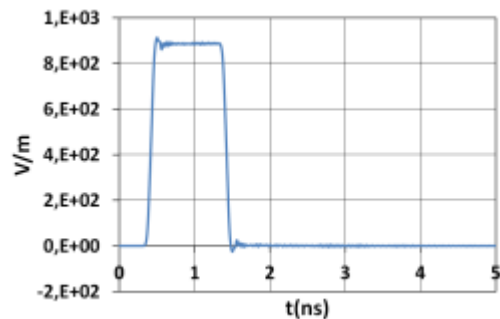


Figure II-23 Signal d'excitation utilisé pour alimenter l'applicateur présenté par [52]

Une sonde de champ électrique a été placée à l'intérieur de la solution. La Figure II-24 indique la position de cette sonde dans la solution, ainsi que le champ électrique mesuré. L'amplitude du champ électrique est de 889V/m et la largeur de l'impulsion est de 1ns. L'intégrité de la forme du signal est conservée et l'écart entre l'amplitude crête du champ électrique transitoire obtenue en simulation et l'amplitude crête calculée avec la formule II.9, qui vaut 875V/m, est de 1.6%.



a)



b)

Figure II-24 a) Position de la sonde de champ électrique b) Champ électrique transitoire obtenu en simulation



II.1.2. Choix du type d'applicateur

L'applicateur permettant l'étude *in vitro* de l'impact des impulsions subnanosecondes sur des cellules biologiques, doit répondre à deux contraintes critiques. La première est d'assurer l'intégrité de la forme du signal subnanoseconde à l'intérieur des solutions de test. La deuxième contrainte est d'assurer un champ électrique de fort niveau dans les milieux biologiques testés.

Un premier type d'applicateur a été étudié, il s'agit des applicateurs à électrodes. Les électrodes utilisées peuvent être de forme rectangulaire, comme pour les cuvettes biologiques, où encore être des fils, voir même des aiguilles. Un modèle équivalent électrique de ce type d'applicateur a été étudié afin de déterminer les limitations de ces applicateurs. Il a été montré que les structures bi-filaires ou coaxiales étaient les mieux adaptées pour assurer l'intégrité d'un champ électrique impulsionnel subnanoseconde à l'intérieur des solutions illuminées. Les solutions bi-filaires sont surtout intéressantes pour illuminer des échantillons de faibles volumes. Pour des performances équivalentes, les structures coaxiales sont plus intéressantes, car elles permettent l'illumination d'échantillons plus volumineux. Cependant, pour chacun de ces applicateurs, la solution est en contact direct avec les électrodes métalliques. Elle risque donc d'être polluée selon la nature des matériaux.

Comme applicateur, il a aussi été envisagé d'utiliser des cellules TEM pour illuminer des boîtes de Pétri. Ce type de configuration a l'avantage de donner la possibilité d'illuminer un grand nombre de cellules biologiques, tout en évitant de les polluer avec des électrodes métalliques. A l'aide d'une étude théorique en statique, validée numériquement, il a été montré que pour maximiser le couplage, il faut que l'épaisseur d'échantillon soit la plus élevée possible. Cependant, cette structure n'est pas adaptée pour coupler un champ électrique impulsionnel subnanoseconde dans des échantillons liquides.

L'utilisation d'applicateurs coaxiaux est une alternative intéressante par rapport aux autres applicateurs présentés ici. Ils sont utilisables dans une large bande de fréquence, du continu jusqu'à plusieurs GHz, tout en assurant l'intégrité du signal à l'intérieur des solutions. Ils peuvent facilement s'adapter à différents types de générateurs. De plus, le champ électrique appliqué dans les chambres d'exposition peut approcher le MV/cm. Par contre, jusqu'à maintenant, ce type de système ne permet pas d'observer en temps réel l'évolution de l'état des cellules biologiques durant l'illumination.

Suite aux comparaisons des différents systèmes, en prenant en compte leurs avantages et leurs inconvénients, seuls les applicateurs à structure coaxiale ont été retenus, afin de concevoir de nouveaux outils permettant l'étude *in vitro* des effets des impulsions électromagnétiques subnanosecondes sur des cellules biologiques.



II.2. Conception d'un nouveau concept d'applicateur coaxial

II.2.1. Problématique de l'homogénéité à l'intérieur de la chambre d'exposition

Dans la partie précédente, il a été montré que les applicateurs coaxiaux étaient les plus indiqués pour être utilisés avec des impulsions subnanosecondes afin d'illuminer des solutions aqueuses contenant des cellules biologiques en suspension. L'intégrité du signal est un élément important à prendre en compte. Un autre élément aussi à prendre en compte, est l'homogénéité du champ électrique dans tout le volume utile de la chambre d'excitation. A partir des simulations de l'applicateur présenté dans [52], les profils de maximums de champ électrique ont été prélevés sur différents segments positionnés à l'intérieur de la solution (en rouge sur la Figure II-25). Leurs coordonnées sont bornées dans la direction y entre le rayon externe de la résistance qui est de 1.15 mm et le rayon externe de la solution illuminée qui est de 2.3 mm ; elles varient dans la direction z entre 0mm et 7mm. La Figure II-26 présente l'évolution des amplitudes de champ électrique le long de ces segments à l'intérieur du volume de la solution. Pour la Figure II-26 b) ces valeurs sont exprimées en % par rapport au champ maximum calculé en un point central de la solution.

Le maximum de champ électrique est obtenu en extrémité du conducteur central de la ligne coaxiale où l'écart par rapport à l'amplitude crête du signal de la Figure II-24 est de 170%. Ce phénomène peut être expliqué par un phénomène de renforcement de champ sur les bords du conducteur intérieur comme le montre la Figure II-27. Elle montre aussi que les amplitudes maximales de champ électrique se stabilisent à une distance de 4mm par rapport au conducteur intérieur de la ligne coaxiale, avec un écart inférieur à 5% par rapport à l'amplitude crête du champ électrique présenté à la Figure II-24.

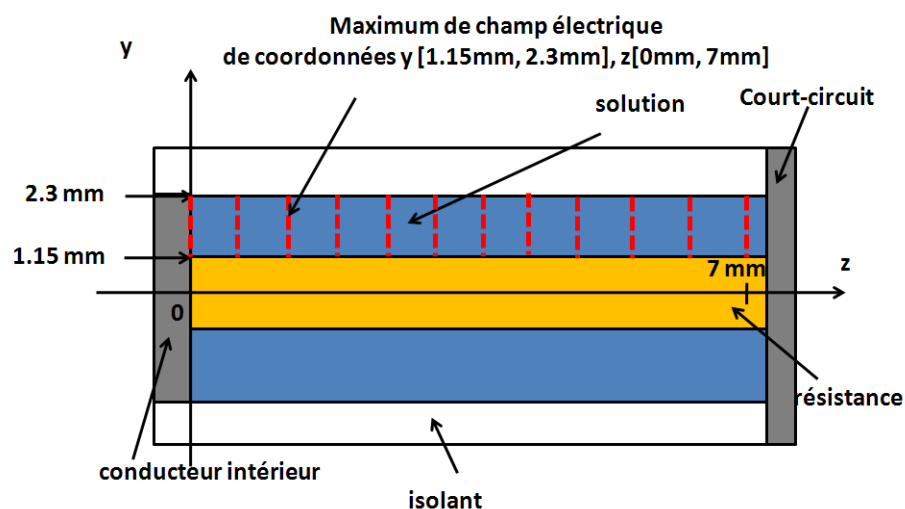
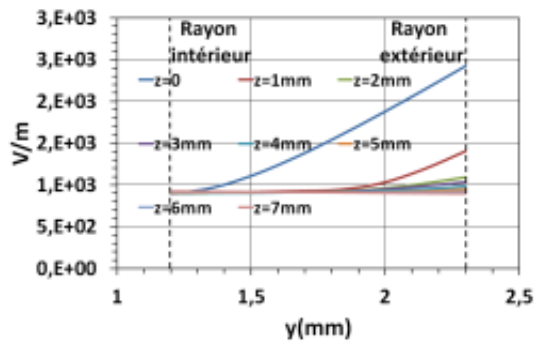
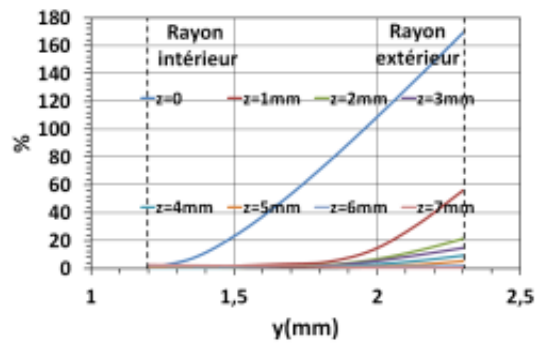


Figure II-25 Configuration utilisée pour établir le taux de couplage à l'intérieur de la solution illuminée par l'applicateur présenté dans [52]



a)



b)

Figure II-26 a) Amplitudes maximales de champ électrique à l'intérieur de la solution de l'applicateur présenté dans [52] b) Ecart des amplitudes maximales de champ électrique par rapport à l'amplitude maximale du champ électrique obtenue avec la sonde de champ électrique

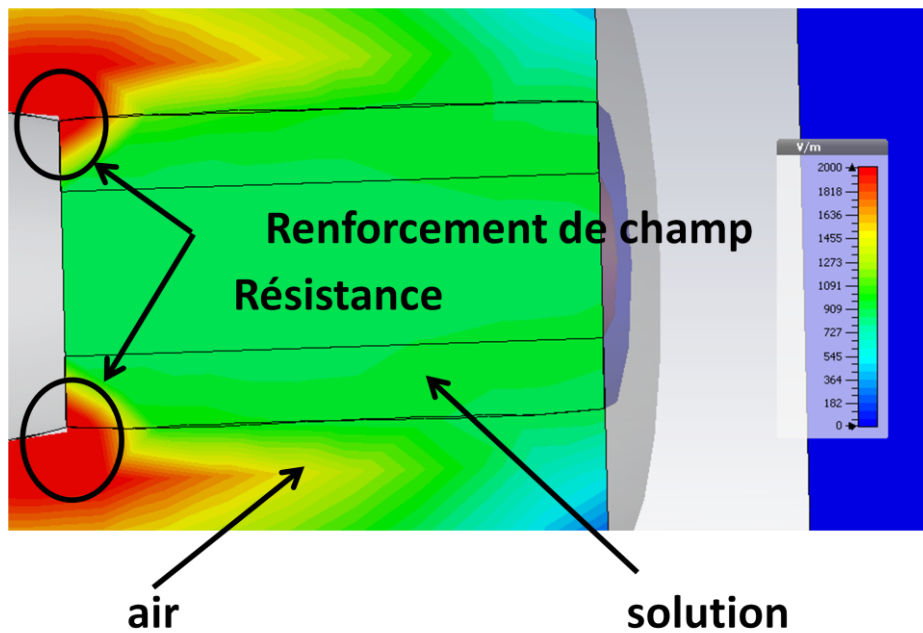


Figure II-27 Visualisation du Renforcement de champ en extrémité du conducteur central

II.2.2. Nouveau concept d'applicateur coaxial

Pour le système étudié précédemment en simulation, des différences importantes de niveaux d'amplitudes de champ électrique ont été observées à l'intérieur de la solution compte tenu de la proximité de l'arête du conducteur central.

Il est proposé dans cette thèse, d'inverser avantageusement la position de la solution à illuminer avec celle de la résistance, comme l'illustre la Figure II-28.

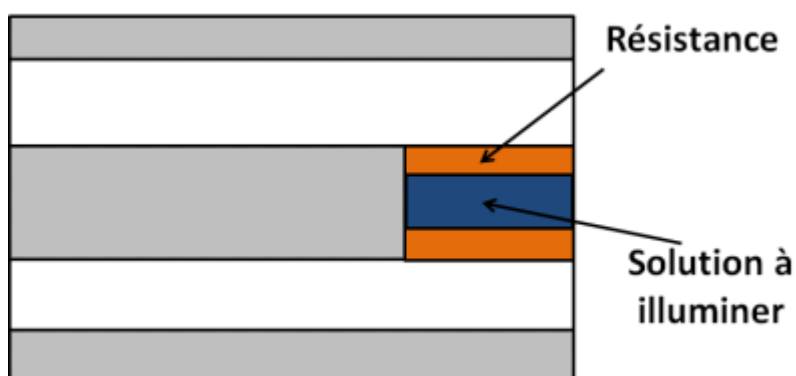


Figure II-28 Illustration de la nouvelle configuration d'applicateur coaxial

Cette configuration semble être plus intéressante que celle proposée dans [52], la résistance ainsi placée devrait guider le champ électrique à l'intérieur de la solution, améliorant l'homogénéité du champ à l'intérieur de la solution.

II.2.3. Définition de la géométrie générale

Afin de valider ce concept, à la fois par simulations numériques et par expérimentations, la conception d'un prototype s'est basée sur l'utilisation de résistances existant dans le commerce. La société HVR®, fabrique notamment des résistances tubulaires dont la géométrie est très bien adaptée à cette nouvelle configuration. Ce type de résistance est constitué de céramique et de carbone. Pour une impédance de 50Ω , la résistance la plus compacte fabriquée par cette société est donnée avec les caractéristiques présentées dans le Tableau II-9.

Tableau II-9 Caractéristiques de la résistance tubulaire choisie

Dimensions		Caractéristiques électriques	
Longueur (L)	25.4 mm	ϵ_r	5
Diamètre intérieur (d_i)	11 mm	$\rho = \frac{R\pi(r_o^2 - r_i^2)}{L}$; R = 50 Ω	0.37 Ω .m

Diamètre extérieur (d_o)	19 mm	$\sigma = \frac{1}{\rho}$	2.6954 S/m
------------------------------	-------	---------------------------	------------

La documentation du constructeur donne des formules afin de déterminer la tenue en tension de cette résistance en impulsionnel, en fonction de la durée de l'impulsion, des dimensions, de la valeur de la résistance et du gaz dans lequel elle est placée. Pour une durée d'impulsion de l'ordre de la microseconde et dans l'air, le champ électrique de claquage de la résistance se calcule avec la formule II.10 ; pour les dimensions données par le Tableau II-9, le champ électrique de claquage vaut 6.15kV/cm. Pour des impulsions subnanosecondes, il n'existe pas de données fournies par le constructeur à ce sujet.

$$E_{working}(kV/cm) = 4.3 \times \sqrt[1.2]{\ln\left(\frac{R \times Surface}{2.54 \times longueur}\right)} \quad \text{II.10}$$

Le rayon intérieur de la résistance (5.5mm) est supérieur au rayon de la chambre d'exposition présentée dans [52]. De plus, l'étanchéité de ce type de résistance n'est pas assurée. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser cette résistance comme éprouvette. Il faut donc intégrer dans le volume intérieur de la résistance une éprouvette contenant la solution à tester. Il faut donc définir les dimensions de cette éprouvette. En biologie, généralement, les solutions testées n'excèdent pas quelques centaines de microlitres. Pour l'étude, la longueur de l'éprouvette est égale à celle de la résistance. Pour un rayon intérieur de 2mm, proche du rayon extérieur de la solution de la chambre d'excitation présentée dans [52], le volume est de 320 μ L. Il a donc été décidé d'utiliser ces dimensions en premier lieu.

Afin de garantir la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne dans la partie terminale, le diamètre extérieur de la résistance impose le diamètre du conducteur intérieur de la ligne coaxiale. Le diamètre du conducteur extérieur est obtenu à partir de la relation II.11 qui intègre l'impédance caractéristique Z_c et la permittivité relative du diélectrique de la ligne coaxiale.

$$d_{diélectrique} = d_{résistance} e^{\frac{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}{60}} \quad \text{II.11}$$

Afin de faciliter la fabrication d'un futur prototype, il a été décidé d'utiliser l'air comme isolant pour la ligne coaxiale. L'air a aussi comme avantage de ne pas avoir de pertes diélectriques. Pour une impédance de 50 Ω , le diamètre intérieur de la ligne coaxiale est proche de 43.7mm. Pour cette dimension, des modes de propagation azimutaux peuvent apparaître à des fréquences élevées. Il est donc important de déterminer la fréquence limite d'apparition de modes dans cette ligne coaxiale. Cette fréquence limite est obtenue à partir de la formule II.12[53]. Pour un diamètre de 43.7mm, la fréquence limite du mode de propagation TEM est donc de 3GHz.

$$f_{\text{limite}} = \frac{2c}{\sqrt{\epsilon_r} \pi (d_{\text{diélectrique}} + d_{\text{conducteur}})}$$

II.12

La géométrie simplifiée de ce nouveau concept d'applicateur coaxial est présentée sur la Figure II-29, avec les dimensions des différents éléments de cet applicateur.

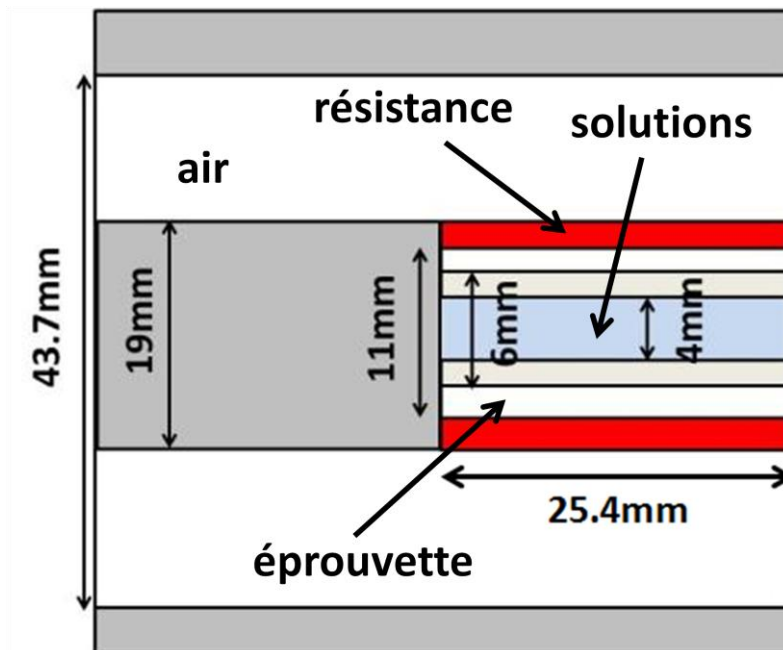


Figure II-29 Géométrie simplifiée de l'applicateur coaxial

II.2.4. Simulations numériques de l'architecture générale de l'applicateur coaxial

Les simulations numériques ont été réalisées, grâce au logiciel CST Studio®. Le design reprend les dimensions présentées sur la Figure II-29 et les caractéristiques diélectriques de la résistance données dans le Tableau II-9. L'éprouvette est considérée comme étant en Polycarbonate, qui présente une permittivité relative de 3. Pour l'étude, une caractérisation fréquentielle et une caractérisation avec des signaux transitoires ont été réalisées. Pour la caractérisation fréquentielle de l'applicateur coaxial, la bande de fréquence d'étude a été établie à partir des caractéristiques des différents signaux utilisés. Le premier signal considéré est un signal rectangulaire dont la durée est de 1.2ns. Le front de montée et le front de descente sont de 100ps. Le second signal utilisé reprend les caractéristiques d'un générateur d'impulsion haute tension qui est le Kentech PBG5. Ses caractéristiques, ainsi qu'une photo du générateur, sont présentées sur la Figure II-30.



a)

Forme du signal	Bi exponentielle
Temps de montée	150 ps
Largeur d'impulsion	3ns
Amplitude crête	25kV
Impédance	50Ω

b)

Figure II-30 a) Photographie du générateur Kentech PBG5 b) Caractéristiques du générateur Kentech PBG5

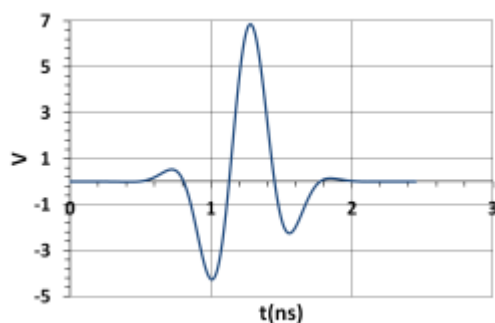
La borne haute de la bande passante de l'étude en simulation a été déterminée en fonction du front de montée du signal rectangulaire qui est de 100ps à l'aide de la formule empirique II.13. Elle vaut 2.3GHz. Il a été décidé d'augmenter cette limite haute à 3GHz pour conserver le front de montée du signal.

$$f_{max} = \frac{0.3}{t_r} \quad \text{II.13}$$

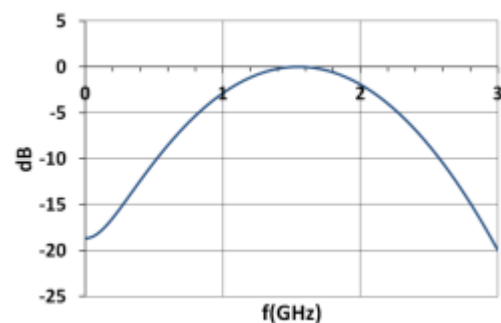
Pour chaque type de caractérisation, deux cas seront étudiées. Dans le premier cas, l'éprouvette est à vide, dans le deuxième cas, elle est remplie d'un milieu diélectrique de permittivité relative égale à 81.

II.2.4.1 Caractérisation fréquentielle

Le signal à large spectre est une gaussienne modulée, dont les caractéristiques ont été calculées afin d'obtenir le maximum d'énergie dans la bande passante 0-3GHz pour déterminer les caractéristiques fréquentielles de cet applicateur.



a)



b)

Figure II-31 a) Signal d'excitation utilisé pour la caractérisation fréquentielle b) Transformée de Fourier normalisée du signal d'excitation

La Figure II-31 compare le S_{11} obtenu pour de l'air ($\epsilon_r=1$) et pour de l'eau sans pertes ($\epsilon_r=81$). Dans l'air, le S_{11} est inférieur à -10dB jusqu'à 2.2 GHz ; dans l'eau, il l'est jusqu'à 2 GHz. Jusqu'à 1.9GHz, le paramètre S_{11} obtenu à vide est supérieur à celui obtenu pour un milieu diélectrique de permittivité relative égale à 81, au-delà, c'est l'inverse. Lorsque le milieu diélectrique à l'intérieur de l'éprouvette a une permittivité relative de 81, un pic de résonance semble apparaître vers 2.8GHz. Pour le vérifier, il faut étendre la bande de fréquences d'étude, comme sur la Figure II-33 qui montre qu'effectivement un maximum est obtenu à cette fréquence, par contre ce maximum est suivi d'un plateau pour lequel le S_{11} reste supérieur à -10dB. Cette désadaptation d'impédance aura forcément une forte influence sur la forme transitoire du signal transmis à l'intérieur de l'éprouvette.

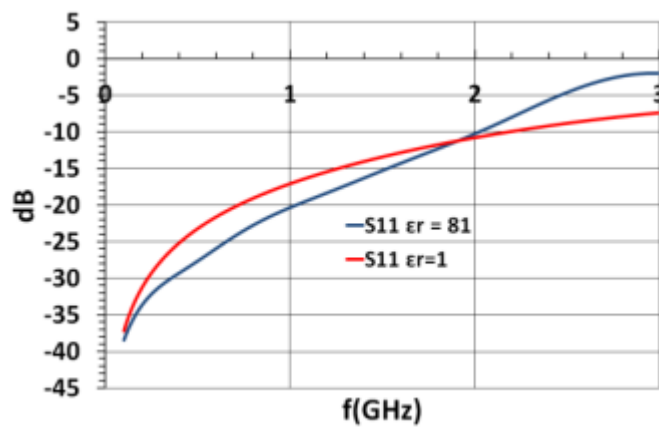


Figure II-32 S_{11} obtenu pour de l'air ($\epsilon_r=1$) et de l'eau sans pertes ($\epsilon_r=81$)

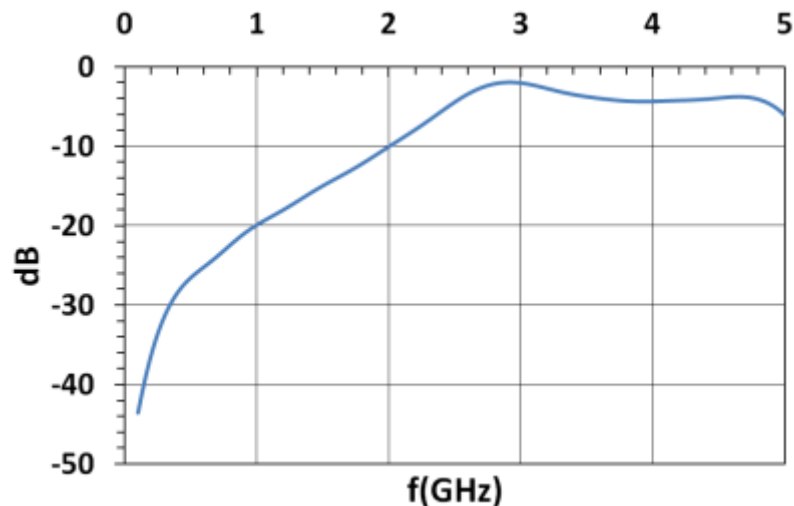


Figure II-33 S_{11} de l'applicateur pour une éprouvette remplie d'un milieu de permittivité relative égale à 81

II.2.4.2 Caractérisation temporelle avec un signal rectangulaire

Le signal rectangulaire utilisé est présenté sur la Figure II-34, ainsi que sa transformée de Fourier.

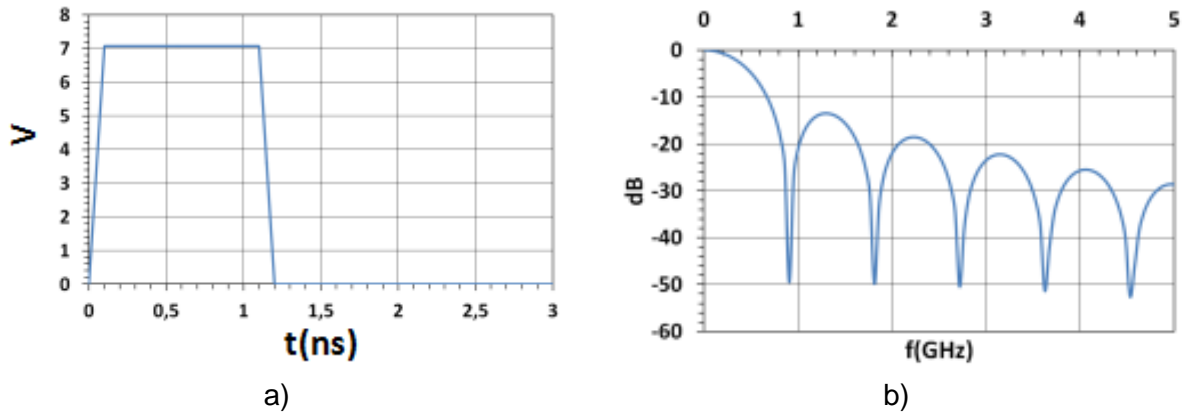


Figure II-34 a) Forme transitoire du signal d'excitation rectangulaire b) Module normalisé de la Transformée de Fourier du signal d'excitation

La Figure II-35 compare la forme transitoire du signal d'excitation avec la tension obtenue à l'intérieur de l'éprouvette ainsi que leurs transformées de Fourier pour les deux types de milieux diélectriques. Cette figure montre tout d'abord que lorsque le milieu à l'intérieur de l'éprouvette est de l'air, la forme transitoire de la tension est quelque peu modifiée par rapport à celle du signal d'excitation. Lorsque l'éprouvette est remplie d'un milieu diélectrique de permittivité égale à 81, de fortes oscillations apparaissent sur la forme transitoire de la tension à l'intérieur de l'éprouvette. La fréquence de ces oscillations est de 2.8GHz et correspond à la résonance observée sur le paramètre S_{11} de l'applicateur à la Figure II-33.

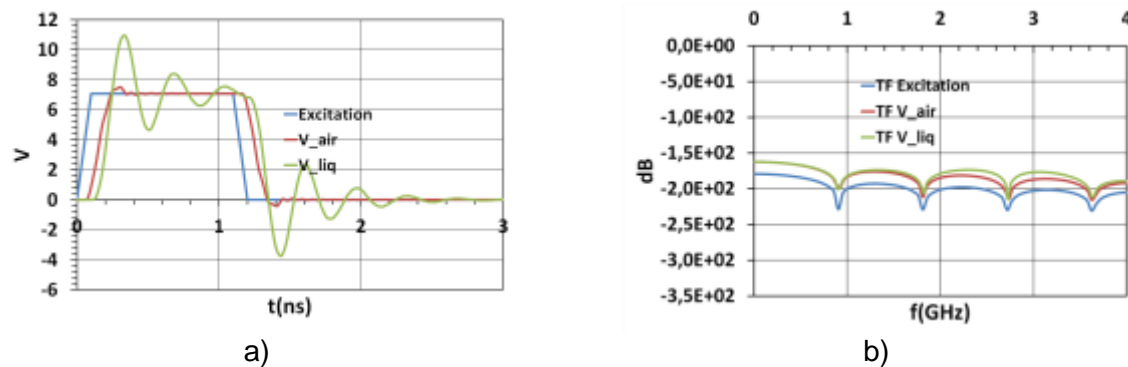


Figure II-35 a) Comparaison de la forme transitoire du signal d'excitation avec la tension obtenue à l'intérieur de l'éprouvette pour $\epsilon_r = 1$ et $\epsilon_r = 81$ b) Comparaison du module normalisé de la transformée de Fourier de chaque signal

La Figure II-36 donne le module de la fonction de transfert entre la tension à l'intérieur de l'éprouvette lorsqu'elle est remplie d'un diélectrique de permittivité relative égale à 81 et le signal d'excitation décrit par la formule II.14. Sur cette figure, le pic de résonance à 2.8GHz apparaît.



$$|H(f)| = \left| \frac{V_{liq}(f)}{V_{exci}(f)} \right|$$

II.14

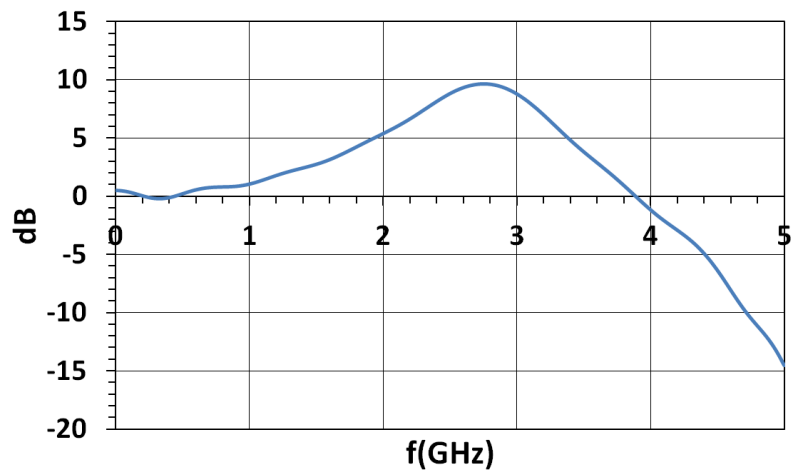


Figure II-36 Module de la fonction de transfert obtenu à partir de II.14

La Figure II-37 compare le champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette pour les deux types de milieux. Lorsque l'éprouvette est à vide, de 100ps à 1.1ns, l'amplitude du plateau est de 278 V/m ; cette amplitude correspond à celle obtenue à partir de la formule II.9.

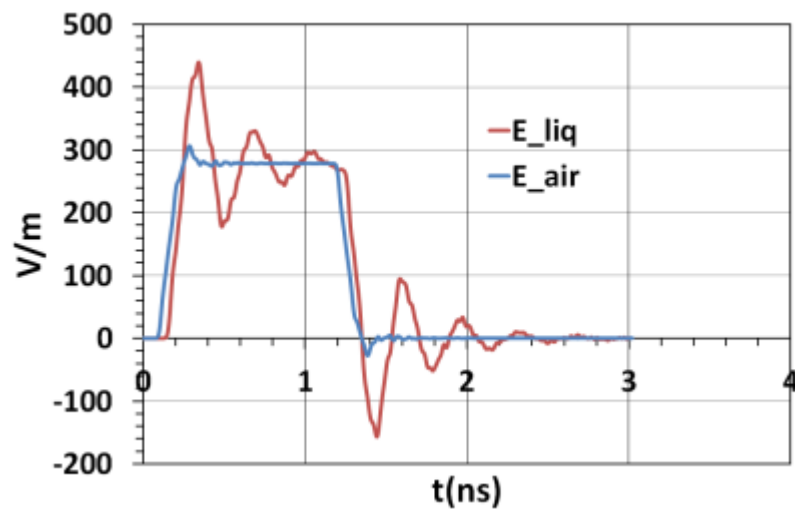


Figure II-37 Comparaison du champ électrique lorsque l'éprouvette est à vide et lorsque l'éprouvette est remplie d'un milieu $\epsilon_r = 81$



II.2.4.3 Etude des oscillations lorsque l'éprouvette est remplie par un diélectrique

Précédemment, il a été montré que l'insertion d'un milieu diélectrique de forte permittivité dans l'éprouvette créait une résonance à 2.8 GHz. Cette résonance se traduit par l'apparition d'oscillations sur la tension et sur le champ électrique associé à l'intérieur de l'éprouvette. La fonction de transfert présentée sur la Figure II-36 ressemble à la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas du second ordre. La Figure II-38 correspond au schéma électrique d'un tel filtre.

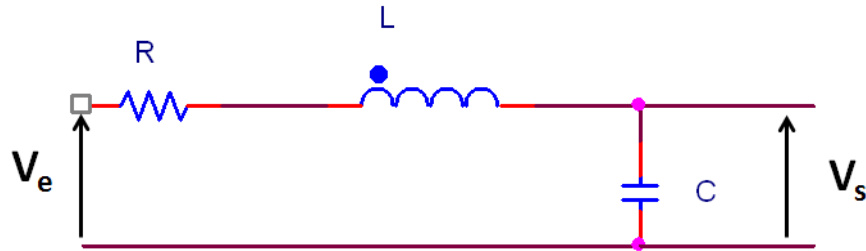


Figure II-38 Filtre passe bas du 2nd ordre

La fonction de transfert entre la tension appliquée en entrée du circuit et la tension aux bornes de la capacité est donnée par II.15.

$$H(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{1}{1 + j2m \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{II.15}$$

$$m = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{II.16}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{II.17}$$

Le terme m est appelé le facteur d'amortissement ; il détermine le comportement oscillant ou non de ce filtre. Le terme ω_0 , correspond quant à lui à la pulsation de coupure du filtre, mais aussi à la pulsation de résonance selon la valeur de m . La formule II.18 donne le module de la fonction de transfert, en fonction du facteur d'amortissement et en fonction de la pulsation normalisée $x = \omega/\omega_0$.



$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + (2mx)^2}}$$

II.18

La Figure II-39 montre l'évolution de cette fonction de transfert. Lorsque m est inférieur à 1, une résonance apparaît à la pulsation centrale, la pente est de -40dB/décade. Cette résonance impacte le signal en sortie de ce filtre, par la superposition d'oscillations amorties. Lorsque m est égal à 1, le filtre RLC se comporte comme un filtre passe bas classique, avec une pente de -40dB/décade et une pulsation de coupure à -3dB à la pulsation unitaire ($x=1$). Lorsque m est supérieur à 1, il n'y a pas de résonances, mais la pulsation de coupure normalisée est inférieure à $x=1$ et on remarque deux pentes : une pente de -20dB/décade et une pente de -40dB/décade.

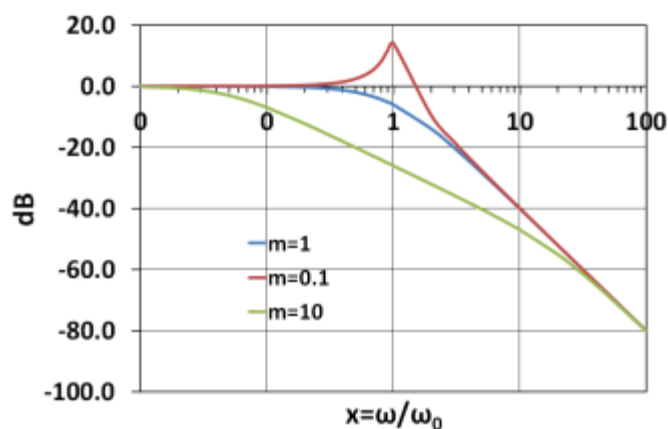


Figure II-39 Analyse de Bode d'un filtre passe bas du 2nd ordre

La Figure II-40 donne le schéma électrique équivalent de la charge par rapport à sa géométrie. Elle montre que le circuit oscillant est constitué de la résistance linéique de la résistance tubulaire et de son inductance linéique, mais aussi par la capacité imposée par la permittivité du milieu à l'intérieur de l'éprouvette et par sa résistance linéique.

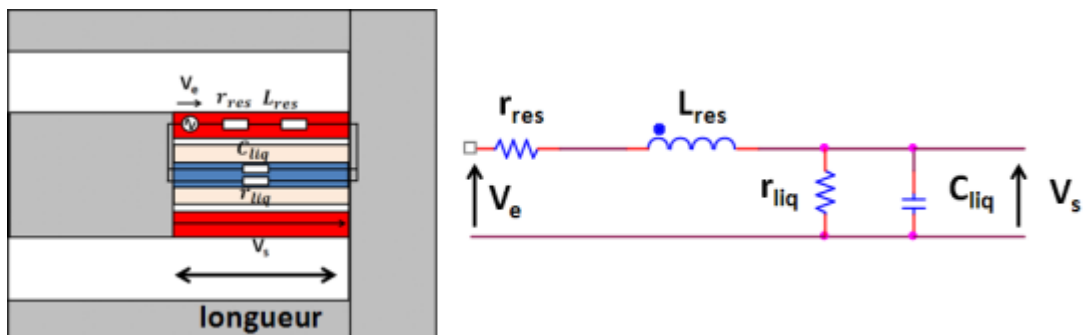


Figure II-40 Schéma électrique équivalent de la charge



Les impédances équivalentes se calculent à partir de la formule II.19 en fonction de la résistivité des matériaux et de la longueur. L'inductance associée à la résistance se calcule à partir de la formule II.20 en fonction du rapport entre le rayon extérieur de la résistance et le rayon du milieu à l'intérieur de l'éprouvette selon la formulation classique d'une ligne de transmission coaxiale. La capacité imposée par la permittivité du milieu à l'intérieur de l'éprouvette se calcule à partir de la formule II.21.

$$r_{res,liq} = \frac{\rho_{res,liq} \text{longueur}}{S_{res,liq}} \quad \text{II.19}$$

$$L_{res} = \frac{\mu_0 \ln(\text{rayon}_{ext_resistance} / \text{rayon}_{air})}{2\pi} \text{longueur} \quad \text{II.20}$$

$$C_{liq} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S_{liq}}{\text{longueur}} \quad \text{II.21}$$

Si l'on considère un milieu diélectrique sans pertes pour la solution, sa résistance est infinie. Dans ce cas, le circuit présenté à la Figure II-40 peut être ramené au schéma de la Figure II-38. Le Tableau II-10 donne les différentes valeurs des éléments du circuit lorsque le milieu à l'intérieur de l'éprouvette a une permittivité relative de 81.

Tableau II-10 Valeurs des différents éléments du circuit

r_{res}	50Ω
L_{res}	7.92nH
C_{liq}	0.35pF

Pour ces valeurs, d'après II.16, le facteur d'amortissement vaut 0.33 et est donc inférieur à 1. La fréquence de résonance, d'après II.17, est de 3GHz, ce qui est proche de la fréquence des oscillations sur le signal à l'intérieur de l'éprouvette. La Figure II-41 compare la fonction de transfert obtenue avec les valeurs contenues dans le Tableau II-10 et celle obtenue à partir des résultats de simulations. La fréquence de résonance obtenue par le calcul de la fonction de transfert du circuit est de 2.9 GHz, ce qui donne une différence de 3% par rapport à la fréquence de résonance obtenue en simulation. Les résonances ont des niveaux proches.



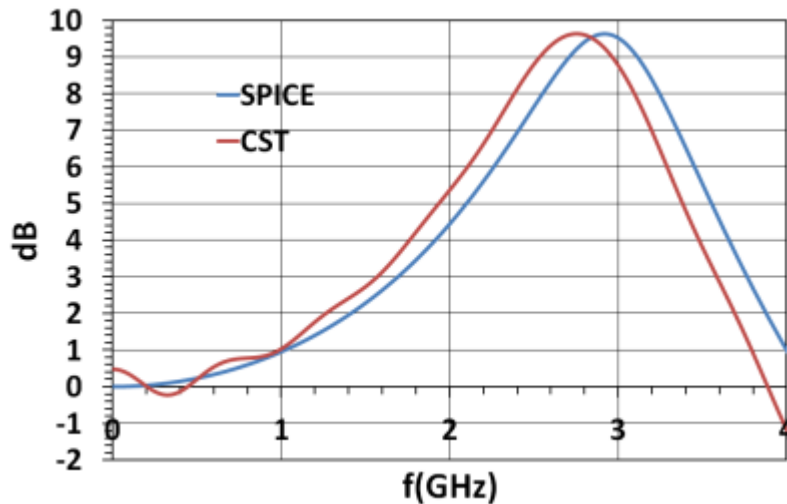


Figure II-41 Comparaison de la fonction de transfert obtenue en simulation et par calcul de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du second ordre RLC pour les valeurs données dans le Tableau II-10

Ce circuit oscillant a été étudié à l'aide de simulations SPICE, en injectant le signal d'excitation de la Figure II-34. La Figure II-42 compare le signal à l'intérieur de l'éprouvette obtenu avec le logiciel CST Studio® et le signal obtenu avec une simulation SPICE en sortie du circuit oscillant. Elle montre une bonne concordance entre ces deux signaux, validant ainsi la modélisation de la charge par le circuit présenté sur la Figure II-38.

Des pistes d'améliorations permettant de diminuer ce phénomène de résonance sont possibles en jouant sur la longueur de la charge et en modifiant le ratio entre les rayons respectifs de la résistance et de l'éprouvette.

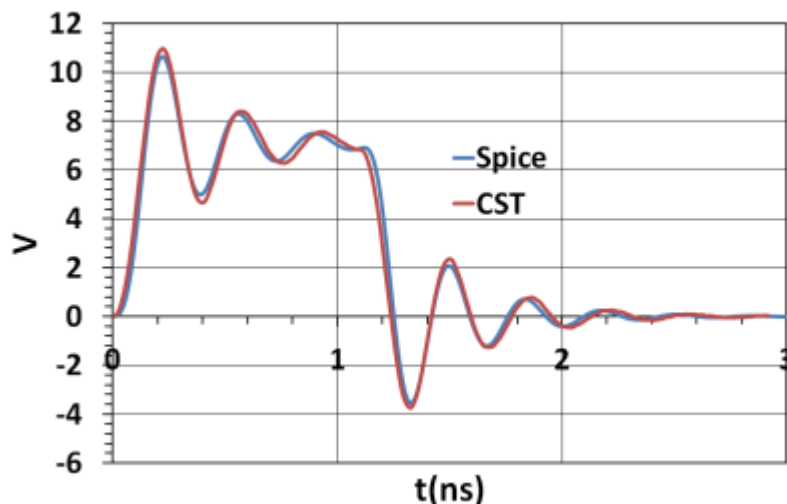


Figure II-42 Comparaison du signal à l'intérieur de l'éprouvette et du signal en sortie du circuit oscillant



II.2.4.4 Simulations avec un signal représentatif d'un générateur Kentech PBG5

L'étude précédente a montré que l'architecture de la Figure II-28 étudiée en simulation impose des oscillations non négligeables sur le signal à l'intérieur de l'éprouvette lorsqu'elle est remplie d'un diélectrique sans pertes de forte permittivité. Ces oscillations se répercutent aussi sur les réflexions en entrée du système. Il est important d'évaluer l'impact de ces oscillations sur un signal provenant d'un générateur haute tension, notamment un générateur Kentech PBG5. La Figure II-43 présente un signal synthétique représentatif du générateur et donne sa transformée de Fourier.

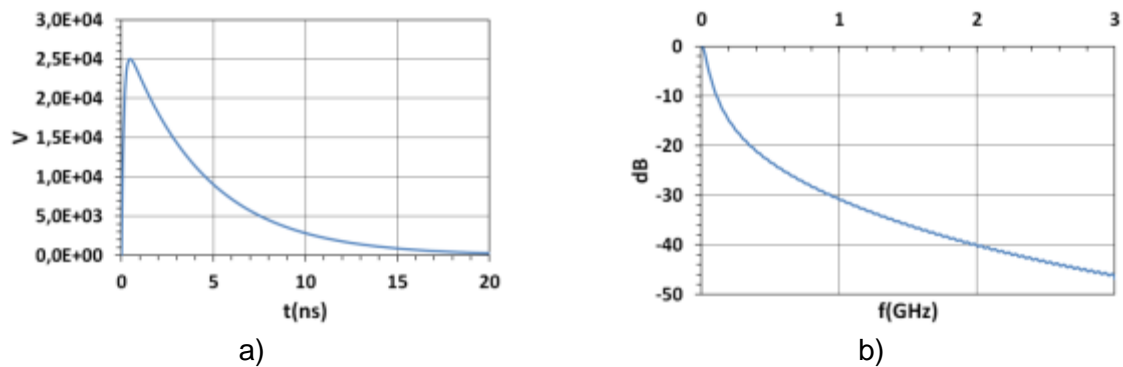


Figure II-43 a) Signal déterminé à partir des caractéristiques du générateur Kentech PBG5 b) Module de la Transformée de Fourier du signal normalisé par rapport à son maximum

La Figure II-44 compare les tensions obtenues en simulation lorsque l'éprouvette est à vide et lorsqu'elle est remplie d'un milieu de permittivité relative égale à 81. Elle montre tout d'abord une bonne concordance entre le signal d'excitation et la tension à l'intérieur de l'éprouvette vide. Lorsque l'éprouvette est remplie d'un milieu de permittivité relative égale à 81, des oscillations apparaissent à nouveau et leur fréquence est de 2.9GHz. Cette fréquence est la même que la fréquence de résonance calculée pour le modèle électrique équivalent de la charge. Le retard entre le signal d'excitation et la signal à l'intérieur de l'éprouvette est induit par la longueur de la résistance.



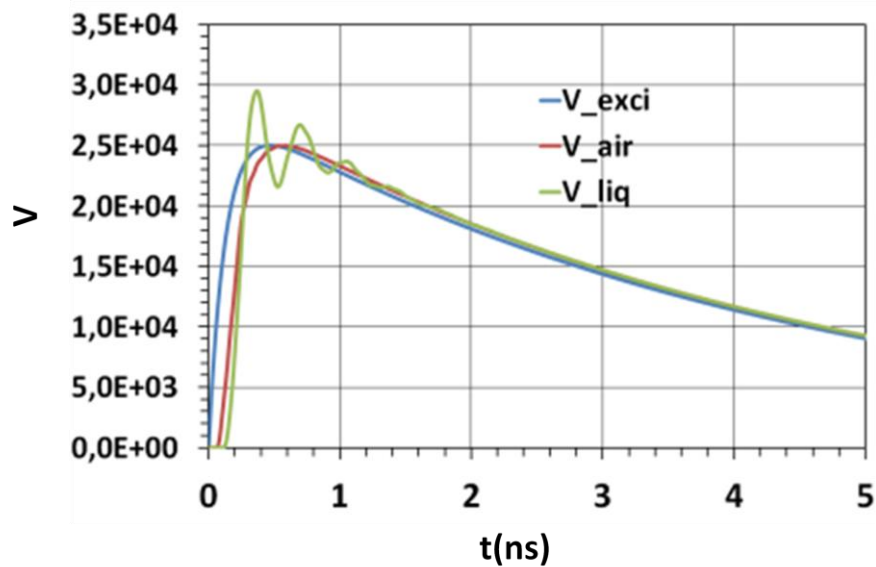


Figure II-44 Comparaison des signaux obtenus en simulation pour le signal d'excitation présenté dans la Figure II-43

Le champ électrique au milieu de l'éprouvette est donné dans la Figure II-45. Des oscillations sont présentes sur l'amplitude crête et ont la même fréquence que la tension à l'intérieur de l'éprouvette. L'amplitude maximale est de l'ordre du MV/m, ce qui est cohérent avec la formule II.9 pour la longueur de la résistance tubulaire.

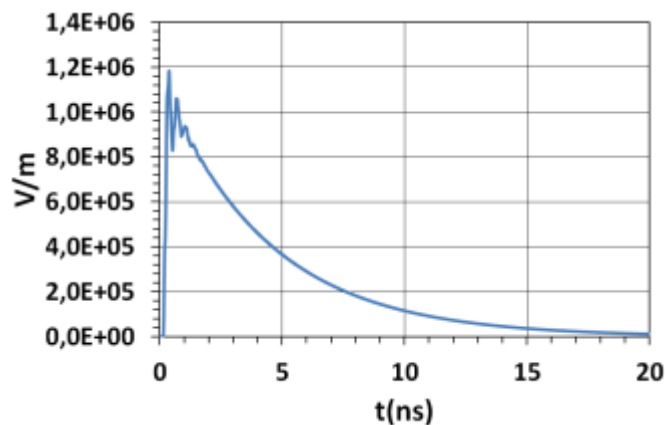


Figure II-45 Champ électrique au milieu de l'éprouvette pour un signal d'excitation représentatif d'un générateur Kentech PBG5

En plus de l'intégrité du signal à l'intérieur de la solution testée, l'homogénéité du champ électrique dans le volume de la solution a été étudiée. Comme précédemment, les profils des maximums de champ électrique ont été prélevés à différentes positions de coordonnées (x,z) à l'intérieur de la solution. Sur l'axe y, les coordonnées de ces maximums sont bornés entre -2mm et 2 mm ; sur l'axe z, elles sont bornées de 0 à 25.4mm. Cette configuration est illustrée par la Figure II-46 (segments jaunes).

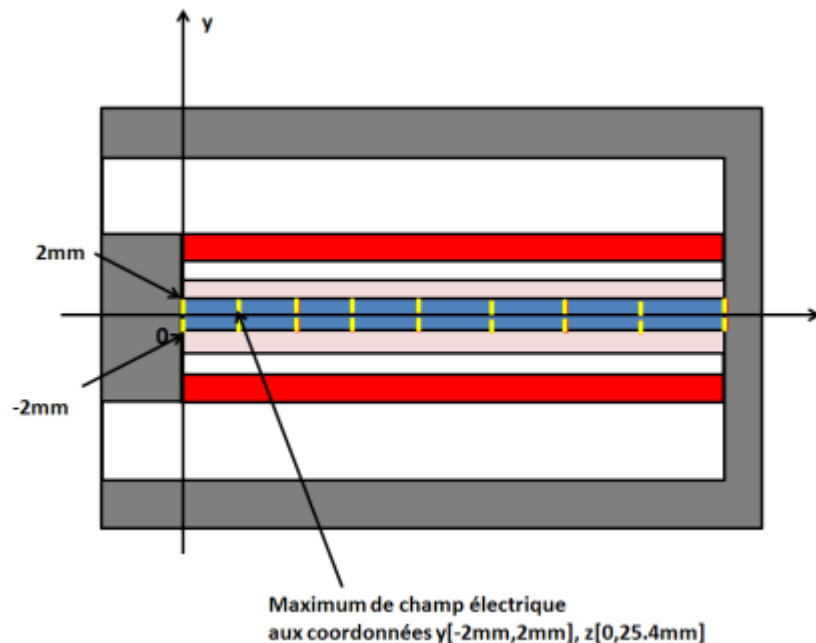


Figure II-46 Configuration utilisée pour établir le taux de couplage à l'intérieur de la solution pour la géométrie générale

La Figure II-47 donne les différentes amplitudes maximales de champ électrique ainsi prélevée lorsqu'elle est remplie d'un milieu de permittivité relative égale à 81. La Figure II-48 donne le taux d'inhomogénéité à l'intérieur de l'éprouvette, exprimé en %, par rapport à l'amplitude maximale de l'ensemble des valeurs de champ électrique obtenues en simulation. Elle montre que le champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette s'atténue en fonction de la distance sur toute la longueur de l'éprouvette. Elle montre aussi que le champ électrique est maximum sur l'axe et s'atténue radialement. Cependant, le taux d'inhomogénéité maximal de 12% est tout à fait acceptable pour effectuer des études sur des cellules biologiques.

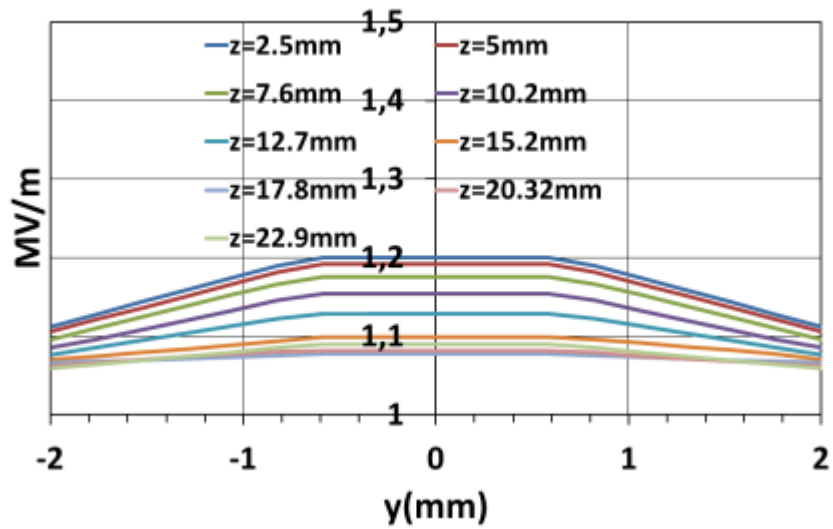


Figure II-47 Amplitude crête de champ électrique pour différentes positions sur l'axe z

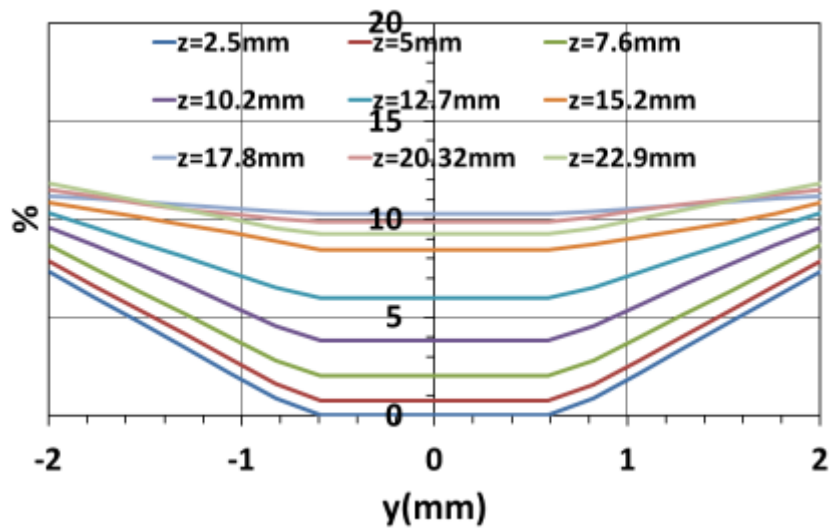


Figure II-48 Taux d'inhomogénéité par rapport à l'amplitude maximale de champ électrique sur tout l'ensemble des valeurs obtenues en simulation



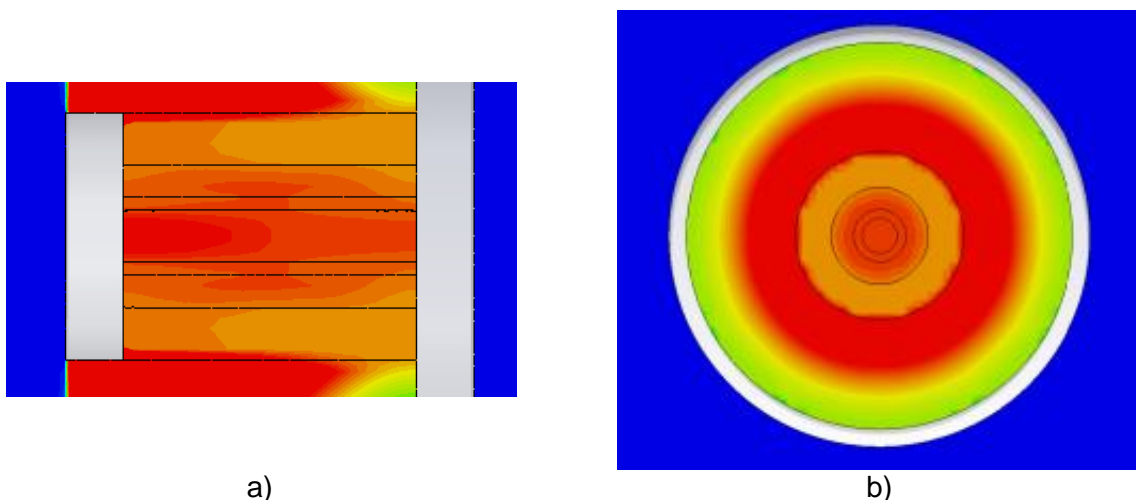


Figure II-49 a) Cartographie 2D du champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette dans le plan yz b) Cartographie 2D du champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette dans le plan xy en $z=12.7\text{mm}$

II.2.4.5 Conclusions de l'étude en simulation de la géométrie simplifiée de l'applicateur coaxial

Les résultats de l'étude en simulation de la géométrie proposée pour l'applicateur coaxial ont établi les caractéristiques principales du système. Tout d'abord, le S_{11} de l'applicateur coaxial (Figure II-32) montre une nette différence entre le cas où l'éprouvette est vide et le cas où elle est remplie d'un diélectrique sans pertes de permittivité relative égale à 81. Lorsque l'éprouvette est remplie par le diélectrique correspondant à de l'eau sans pertes, un pic de résonance apparaît sur le S_{11} à 2.8GHz. A cause de ce pic de résonance, des oscillations apparaissent sur le signal à l'intérieur de l'éprouvette. Ces oscillations sont causées par la forte permittivité du diélectrique utilisé. Cette hypothèse a été prouvée après modélisation du circuit équivalent par un filtre passe-bas du 2nd ordre. Pour un signal correspondant à un générateur Kentech PBG5, ces oscillations augmentent l'amplitude crête de l'impulsion délivrée. Pour ce signal, le champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette atteint des amplitudes crêtes de l'ordre du MV/m. En parallèle, une étude de l'homogénéité du champ électrique à l'intérieur de la solution a été menée. Elle a montré que le taux d'inhomogénéité maximal était de 12% dans tout le volume. Pour des études sur des cellules biologiques, ce taux d'inhomogénéité est tout à fait acceptable.

Au vu de ces résultats, il a été décidé de garder cette architecture dans la conception du prototype qui sera utilisé dans les futures expérimentations probatoires.

II.2.5. Conception du prototype

Le futur prototype, en plus d'intégrer les différents éléments étudiés précédemment, devra répondre à plusieurs contraintes liées à l'observabilité des signaux et à la tenue en tension. Pour cela, le prototype est divisé en trois parties. La première partie, correspondant à l'étage d'entrée du système, devra adapter les dimensions du connecteur d'entrée à celles de la résistance tubulaire. L'entrée du système devra aussi avoir une tenue en tension suffisante, afin de pouvoir alimenter l'applicateur avec le générateur Kentech PBG5. Le deuxième étage doit intégrer un capteur, afin de comparer le signal à l'intérieur de l'éprouvette avec le signal d'alimentation. Comme pour l'étage d'entrée, la tenue en tension doit être suffisante. La troisième partie, correspondant à la charge du système, doit intégrer les différents éléments nécessaires au fonctionnement du système. Elle devra intégrer un moyen permettant de remplir l'éprouvette. De plus, l'étanchéité doit être assurée au niveau du court-circuit et du conducteur intérieur, tout en évitant de mettre en surpression le liquide. Un capteur devra aussi être intégré afin d'obtenir le signal à l'intérieur de l'éprouvette. Pour l'ensemble de ces trois parties, il a été décidé d'utiliser de l'air comme isolant, dans le but de simplifier la fabrication du prototype et d'avoir un diélectrique sans pertes.

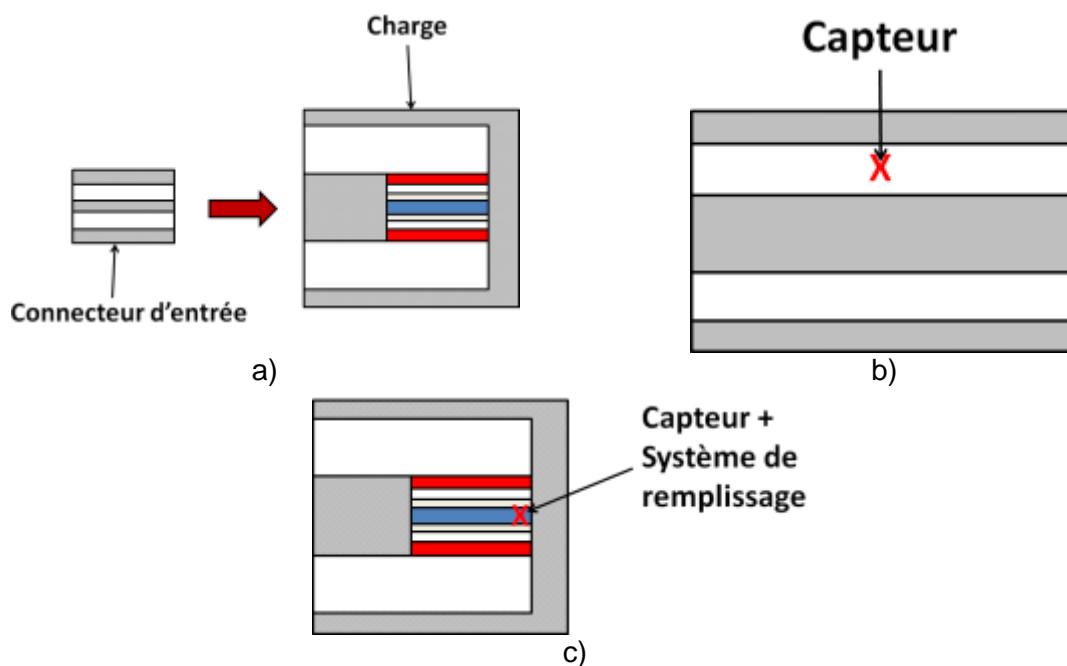


Figure II-50 Résumé du découpage de l'applicateur coaxial a) 1^{er} étage b) 2^{ème} étage c) 3^{ème} étage

II.2.5.1 Conception du 1^{er} étage

Afin de concevoir l'entrée de l'applicateur coaxial, le choix de la connectique est primordial. En effet, il faut qu'elle supporte la tension, tout en ayant une bande de fréquence suffisante pour assurer l'intégrité du signal d'excitation. Pour cela, une connectique de type 7/16 a été choisie, qui présente une bande passante de 7GHz et qui peut supporter l'amplitude crête de 25kV du signal délivré par le générateur Kentech PBG5.

Le connecteur en entrée de l'applicateur est désormais choisi, il ne reste plus qu'à concevoir une transition pour passer des dimensions du connecteur aux dimensions de la charge afin de conserver une impédance caractéristique de 50Ω . Le diamètre intérieur de la tresse du connecteur est de 16mm et est inférieur à celui de la résistance tubulaire qui est de 19mm. La manière la plus simple pour relier les deux parties, tout en assurant une adaptation à 50Ω le long de la ligne est de placer une transition conique entre l'entrée et la résistance tubulaire comme l'illustre la Figure II-51. Cette transition permet de maintenir constant le rapport entre le diamètre intérieur de la tresse et le diamètre du conducteur intérieur sur toute sa longueur.

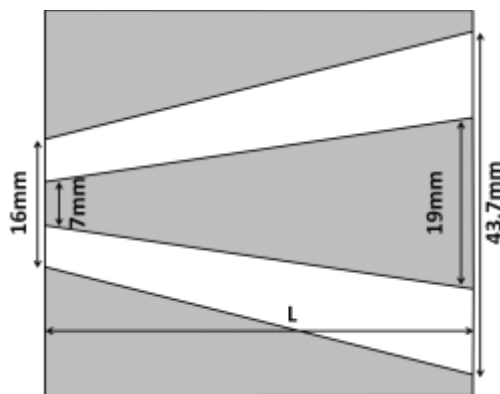


Figure II-51 Schéma d'une transition conique

Une étude paramétrique de la longueur de la transition a été effectuée en vue d'obtenir une transmission optimale du signal. La Figure II-52 montre que pour une longueur de 30mm l'adaptation d'impédance est excellente.

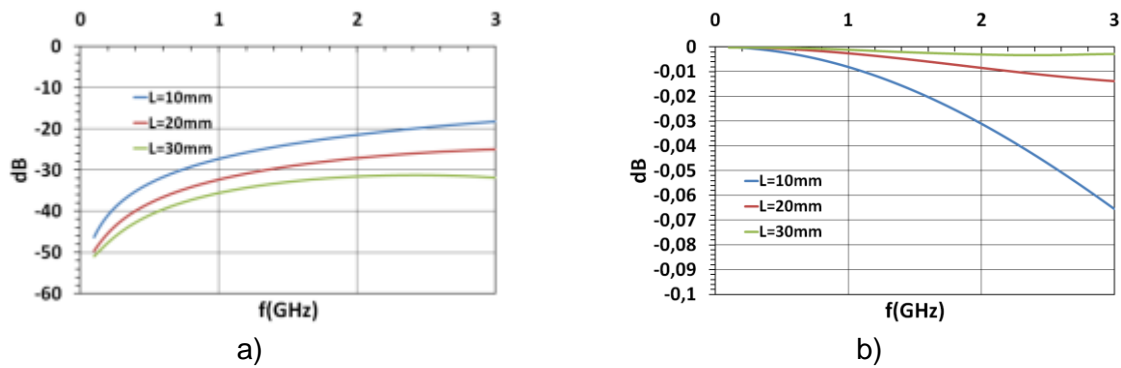


Figure II-52 a) S11 de la transition conique pour différentes longueurs b) S21 de la transition conique pour différentes longueurs

II.2.5.2 Conception du 2^{ème} étage

Afin d'obtenir une mesure correcte du signal traversant l'applicateur, il a été décidé de placer entre la transition conique de l'étage d'entrée et la charge, une ligne coaxiale droite. Un capteur dérivative passif est placé au centre de ce tronçon de ligne. Ce capteur est constitué d'un connecteur SMA, avec un tronçon de ligne coupé à ras du diamètre intérieur de la tresse de la ligne. Ce type de capteur présente plusieurs avantages. Premièrement, il est large bande, et ensuite, il atténue fortement le signal. De plus sa fabrication est très simple. La Figure II-53 est un schéma représentant ce tronçon de ligne avec le capteur dérivative intégré. La Figure II-54 donne les dimensions du tronçon de ligne 50Ω du capteur dérivative. La Figure II-55 est une illustration de la réponse fréquentielle de ce type de capteur.

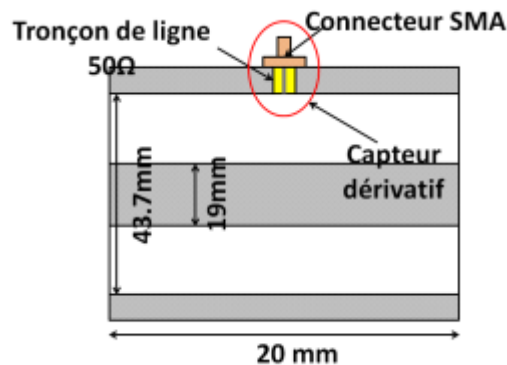


Figure II-53 Schéma du deuxième étage avec le capteur dérivative

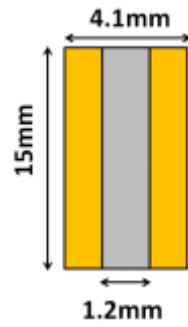


Figure II-54 Dimensions du tronçon de ligne 50Ω du capteur

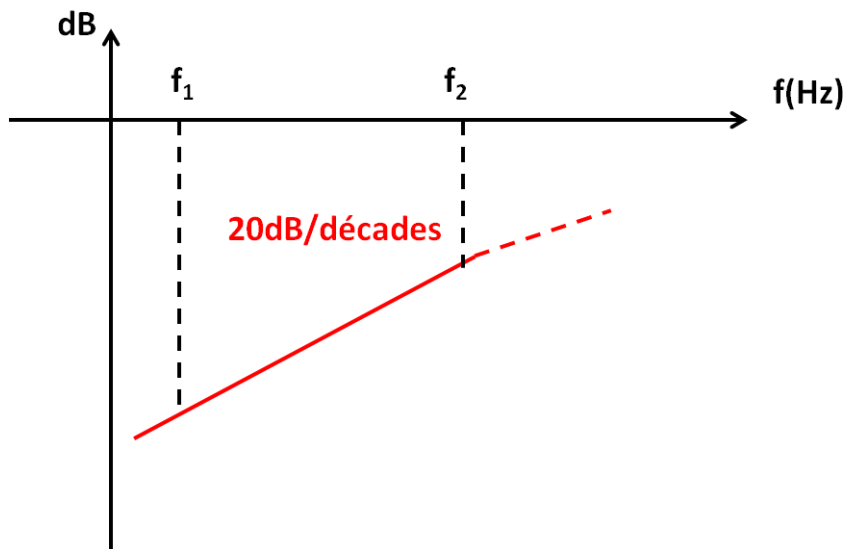


Figure II-55 Illustration d'une réponse fréquentielle d'un capteur dérivatif

La Figure II-56 donne la réponse fréquentielle du capteur intégré dans le second étage de l'applicateur obtenu en simulation avec le logiciel CST Studio®. Une pente de -20dB/décade est observée sur toute la bande, ce qui confirme le caractère dérivatif de ce capteur dans la plage d'utilisation.



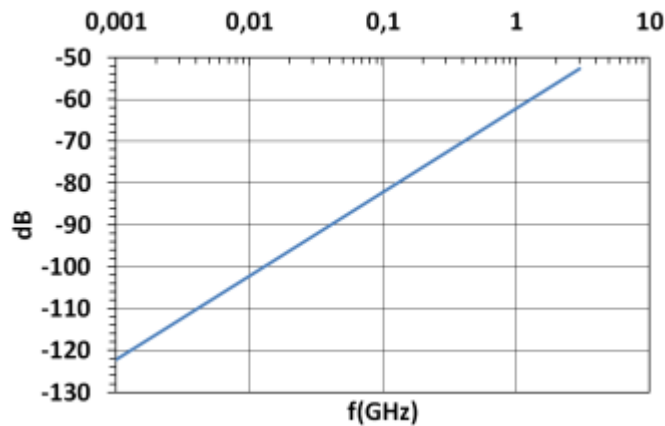


Figure II-56 Réponse fréquentielle du capteur obtenue par simulation

II.2.5.3 Conception du 3^{ème} étage

Comme il a été dit précédemment, le 3^{ème} étage doit intégrer la charge constituée de la résistance tubulaire, de l'éprouvette et de la solution, en maintenant un contact suffisant avec les parties métalliques. Il faut également prévoir un moyen de remplir l'éprouvette sans pressuriser le liquide afin d'éviter la création de bulles. De plus, il faut y intégrer un moyen de mesurer la tension à l'intérieur de l'éprouvette afin d'avoir une image du champ électrique à l'intérieur et d'assurer l'étanchéité entre l'éprouvette et le conducteur intérieur de la ligne coaxiale, mais aussi entre le court-circuit et l'éprouvette.

La solution trouvée afin d'assurer le contact entre les différents éléments de la charge, le conducteur intérieur de la ligne et le court-circuit, est d'utiliser un capot métallique comme court-circuit qui serrera par pression les différents éléments de la charge. Afin d'assurer le centrage de la résistance tubulaire et de l'éprouvette, il a été décidé dans un premier temps d'usiner le conducteur intérieur. Afin d'assurer l'étanchéité entre le liquide et le conducteur intérieur, un joint d'étanchéité en caoutchouc est placé dans le conducteur intérieur. La Figure II-57 présente ces différents éléments.



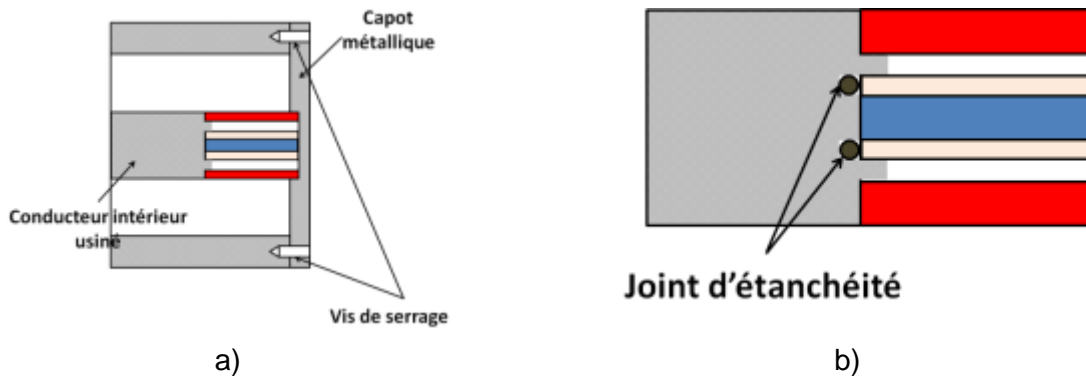


Figure II-57 a) Ensemble capot métallique et charge b) Zoom sur le joint d'étanchéité

Il ne reste plus désormais qu'à intégrer le capteur, ainsi qu'à envisager un moyen pour remplir l'éprouvette. La solution imaginée a été d'intégrer un bouchon métallique amovible dans lequel est intégré le capteur qui est en contact avec le liquide. Le capteur utilisé est un capteur dérivatif comme pour celui du deuxième étage de l'applicateur. L'inconvénient de ce capteur est son diamètre qui correspond au diamètre intérieur de l'éprouvette dans la configuration étudiée. Afin de garantir le fonctionnement de ce capteur, il a été décidé d'élargir l'éprouvette et de lui donner désormais un diamètre intérieur de 6mm et un diamètre extérieur de 9mm. Ce changement de dimension aura forcément une incidence sur les oscillations parasites sur le signal qui ont été étudiées précédemment. Cet impact sera évalué ultérieurement. En plus du diamètre intérieur et du diamètre extérieur, la longueur de l'éprouvette a été modifiée afin de l'insérer dans le bouchon métallique et d'assurer son centrage. Un joint d'étanchéité a été placé dans le bouchon métallique afin d'assurer l'étanchéité entre celui-ci et l'éprouvette. La Figure II-58 présente les différentes modifications apportées au système afin d'intégrer le bouchon métallique et le capteur dérivatif.

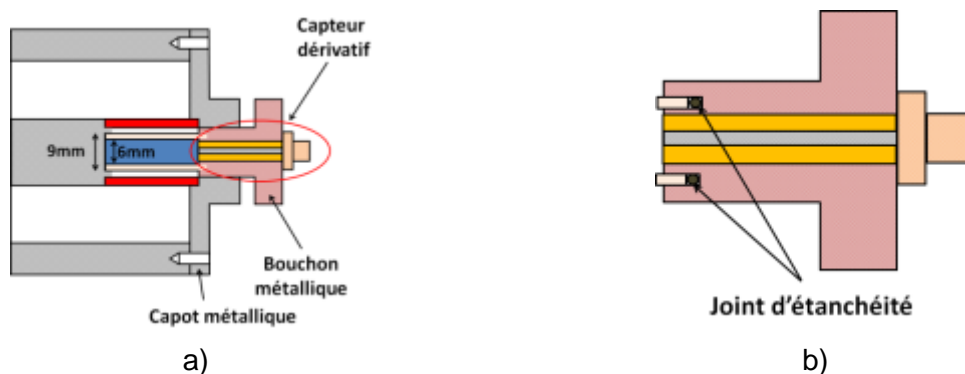


Figure II-58 a) Ensemble charge, capot métallique et bouchon métallique b) Zoom sur le bouchon métallique

II.2.5.4 Simulations numériques de l'ensemble du prototype

La Figure II-59 présente une vue de coupe de l'ensemble de l'applicateur coaxial.

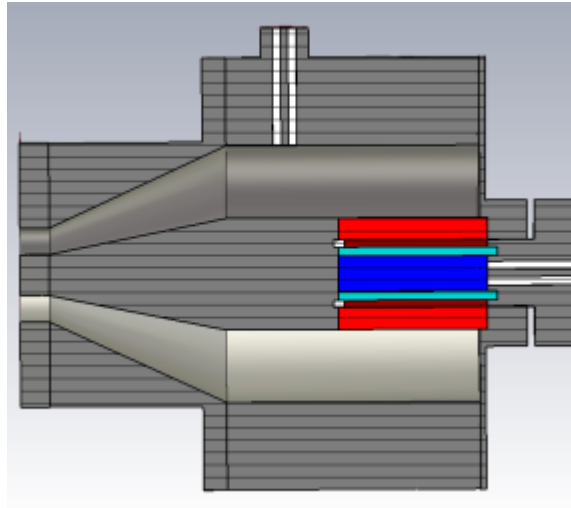


Figure II-59 Vue de coupe de l'applicateur coaxial

Les simulations de l'applicateur ont été effectuées pour deux configurations : une configuration où l'éprouvette est vide et une configuration où l'éprouvette est remplie avec un diélectrique sans pertes de permittivité relative égale à 81.

II.2.5.4.1. Simulations à vide

Dans le cas de l'éprouvette vide, la Figure II-60 montre le paramètre S11 de l'applicateur coaxial. Elle montre que l'adaptation d'impédance en entrée du système est assurée jusqu'à 2.5 GHz.

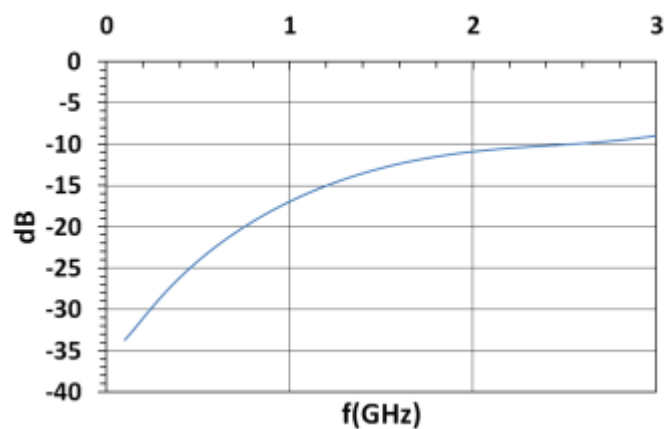


Figure II-60 S11 du prototype de l'applicateur lorsque l'éprouvette est vide

Il est possible d'améliorer l'adaptation d'impédance du système à vide en modifiant le 3^{ème} étage de la ligne. On s'intéresse à la valeur de résistance de charge résiduelle telle qu'on pourrait la mesurer en s'éloignant de l'extrémité de ligne en court-circuit. Cette évolution linéaire (0 à 50 Ω) est donnée par II.22 et représentée sur la Figure II-61.

$$R = \frac{l}{\sigma S} \quad \text{II.22}$$

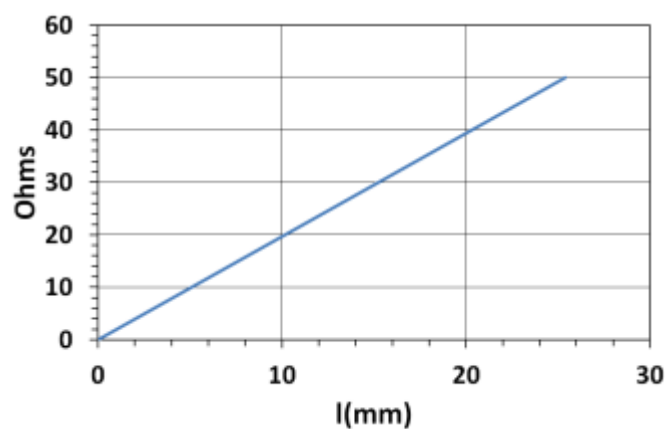


Figure II-61 Evolution de l'impédance de la résistance tubulaire en fonction de la distance

Pour que la ligne coaxiale soit toujours adaptée le long de la résistance de charge, son impédance caractéristique doit être variable et égale à la valeur de la résistance résiduelle. Il faut diminuer progressivement l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale du troisième étage pour arriver à une impédance nulle (court-circuit) en bout de ligne. Pour obtenir une impédance nulle en bout de ligne, d'après la formule II.23, il faut que le diamètre intérieur de la tresse soit égal au diamètre extérieur de la résistance tubulaire, permettant ainsi de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale.

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{d_{tresse}}{d_{r_{ext_résistance}}} \right) \quad \text{II.23}$$



Les travaux de S. K. Ryu et Y. H. Kim[54] ont présenté une solution qui fournit le diamètre intérieur de la tresse selon une loi logarithmique II.11 avec une impédance caractéristique qui varie suivant la loi II.24.

$$Z_c = 50 - \frac{l}{\sigma S} \quad \text{II.24}$$

La Figure II-62 donne l'évolution du profil du rayon intérieur de la tresse en fonction de la distance de la résistance tubulaire, de II.11 et II.24. Cette courbe étant proche d'une droite, il a été décidé, par simplification, d'utiliser un profil linéaire plutôt qu'un profil logarithmique.

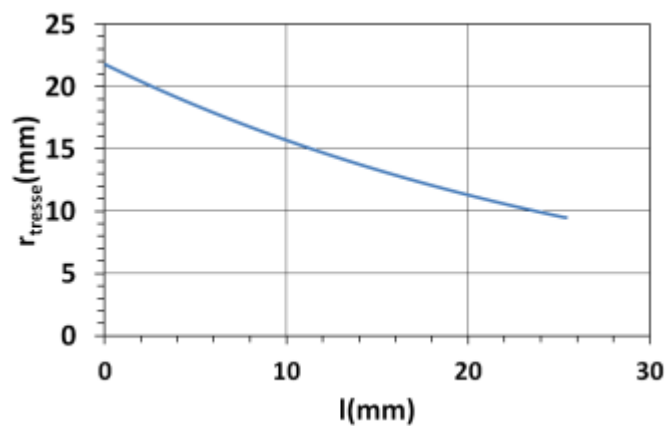


Figure II-62 Rayon intérieur de la tresse en fonction de la loi logarithmique II.11

Cette configuration, présentée sur la Figure II-63, a été étudiée en simulation. La Figure II-64 montre le paramètre S_{11} de l'applicateur coaxial à vide et montre une nette diminution des réflexions en entrée de l'applicateur.

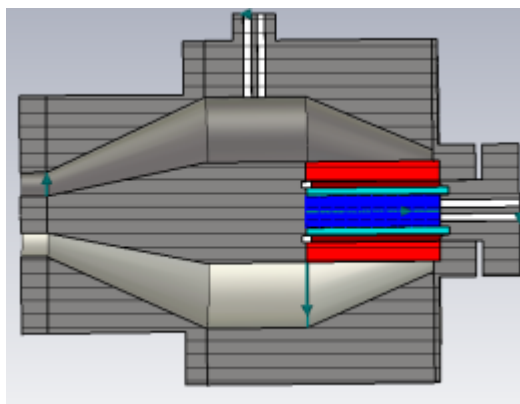


Figure II-63 Vue de coupe de l'applicateur avec la modification apportée au niveau de la tresse

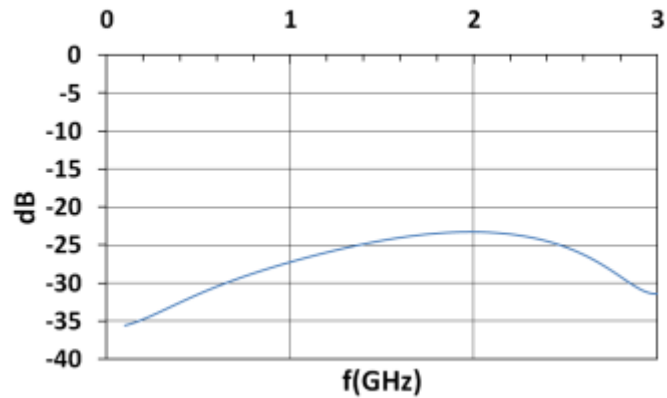


Figure II-64 S₁₁ de l'applicateur lorsque l'éprouvette est vide pour la modification apportée au niveau de la tresse

La Figure II-65 compare la tension aux bornes de l'éprouvette avec le signal d'excitation. Elle montre une excellente concordance avec le signal d'excitation.

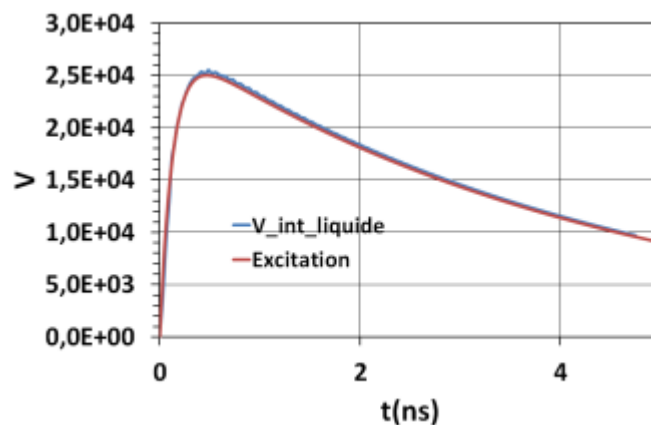


Figure II-65 Comparaison entre la tension d'excitation et la tension à l'intérieur de l'éprouvette à vide

La Figure II-66 présente une cartographie 2D du champ électrique au niveau de l'élément de centrage métallique de la charge et de l'éprouvette usinée dans le conducteur intérieur de l'applicateur. Elle montre des renforcements de champ électrique à ce niveau, dont l'amplitude peut atteindre 5MV/m. Afin d'éviter un claquage à ce niveau, il a été décidé d'insérer une bague en plastique dans le conducteur intérieur pour assurer le centrage de la résistance tubulaire et de l'éprouvette. Cette modification est présentée sur la Figure II-67.

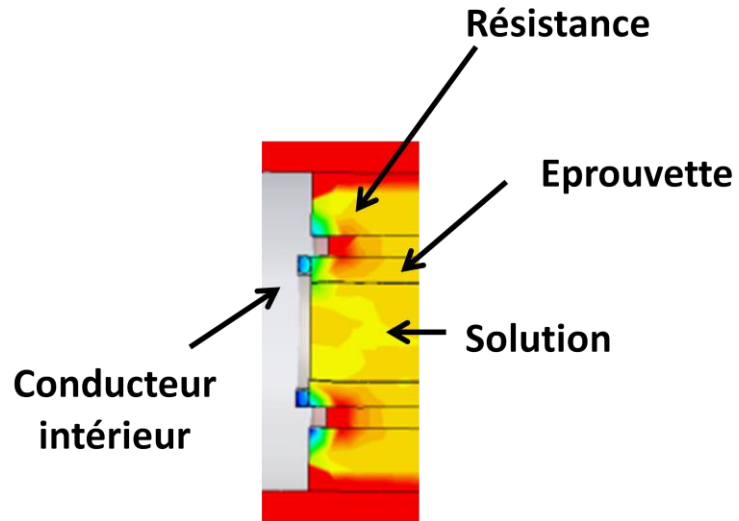


Figure II-66 Renforcements de champ électrique au niveau du conducteur intérieur

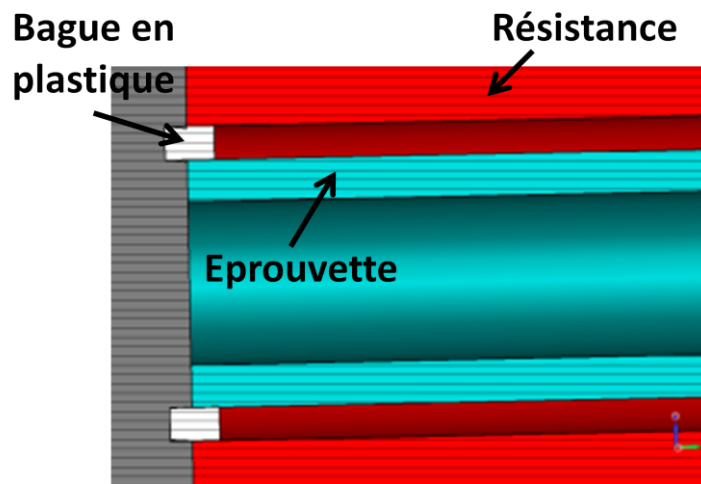


Figure II-67 Bagues en plastique insérée dans le conducteur intérieur

La Figure II-68 donne le paramètre S_{21} en sortie des deux capteurs intégrés dans l'applicateur coaxial, en y intégrant les différentes modifications apportées. Le capteur intégré dans le deuxième étage est appelé capteur latéral. Les capteurs sont dérivatifs de 20MHz à 3GHz.

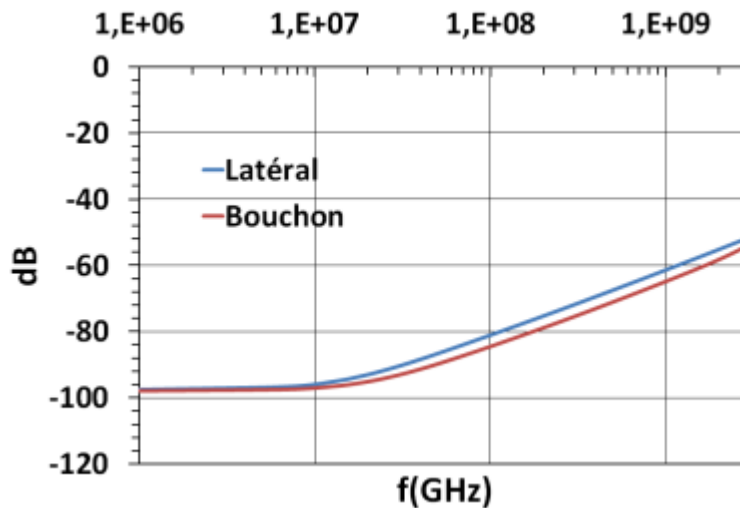


Figure II-68 Réponses fréquentielles des capteurs intégrés dans l'applicateur coaxial

II.2.5.4.2. Simulations avec l'éprouvette remplie de diélectrique sans pertes de permittivité relative égale à 81

Dans le cas de l'éprouvette remplie avec un diélectrique sans pertes de permittivité égale à 81, la Figure II-69 montre le paramètre S_{11} obtenu en simulation. Cette figure montre qu'il existe toujours une résonance dans les hautes fréquences, mais par rapport à la géométrie étudiée dans la partie II.2.4, cette fréquence de résonance, proche de 2.2GHz, est plus basse.

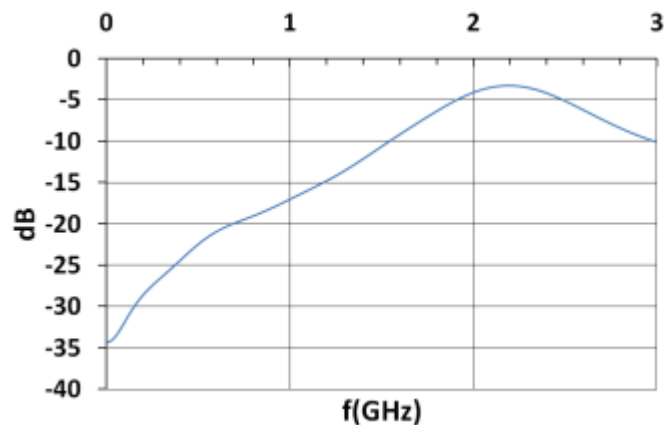


Figure II-69 S_{11} du prototype de l'applicateur lorsque l'éprouvette est remplie

Cette différence est causée par le changement du diamètre intérieur de l'éprouvette qui a modifié les paramètres du circuit oscillant de la Figure II-38, modélisé à partir des dimensions de la charge. Pour une éprouvette de diamètre intérieur de 6mm, les valeurs de la capacité et de l'inductance sont données dans le Tableau II-11.



Tableau II-11 Nouvelles valeurs des composants du circuit oscillant pour une éprouvette de diamètre intérieur de 6mm

L	5.86nH
C	0.80pF

D'après la formule II.17, la fréquence de résonance calculée à partir de ces nouveaux paramètres est de 2.3GHz et est proche de la résonance observée sur le paramètre S_{11} de l'applicateur. Cette résonance a pour conséquence de désadapter l'impédance d'entrée de l'applicateur à partir de 1.5GHz. Cette désadaptation aura forcément une influence sur le signal à l'intérieur de l'éprouvette. Par contre, le S_{11} diminue à partir de 2.3GHz, pour atteindre -10dB à 3GHz, ce qui n'était pas le cas pour le paramètre S_{11} de la Figure II-32. Ce phénomène est dû à la modification apportée au niveau du diamètre inférieur de la tresse. La Figure II-70 compare la tension calculée aux bornes de l'éprouvette avec la tension d'excitation représentative d'un signal provenant d'un générateur Kentech PBG5. Cette figure montre l'apparition d'oscillations sur l'amplitude crête du signal comme pour l'étude précédente. Cependant, la fréquence de ces oscillations est de 2.3GHz et elle est en adéquation avec la fréquence de résonance obtenue par calcul à l'aide de II.17 et avec les valeurs de la capacité et de l'inductance du Tableau II-11. De plus, ces oscillations ont des amplitudes plus importantes que celles observées sur la Figure II-44.

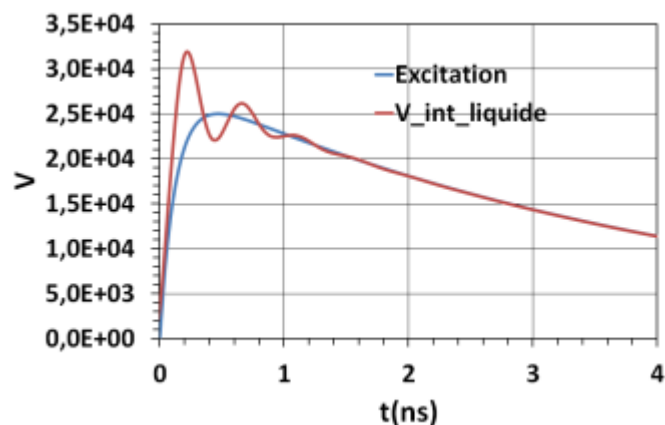


Figure II-70 Comparaison entre la tension d'excitation et la tension aux bornes de à l'intérieur de l'éprouvette

Le champ électrique calculé au centre de la solution est montré sur la Figure II-71. L'amplitude crête est de l'ordre du MV/m et est cohérente avec la formule II.9 pour l'amplitude crête de la tension obtenue à l'intérieur de l'éprouvette.



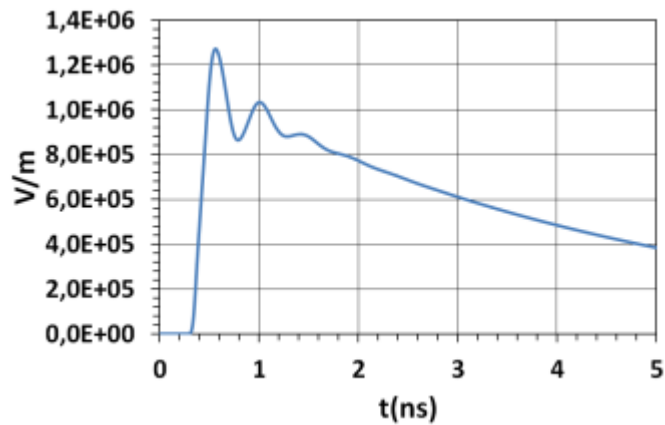


Figure II-71 Champ électrique au milieu de la solution

La Figure II-72 montre la cartographie 2D du champ électrique dans la solution. Comme dans la partie II.2.4, l'homogénéité à l'intérieur de la solution est étudiée. Les emplacements de prise de valeurs maximales du champ électrique à l'intérieur sont les mêmes que ceux montrés dans la Figure II-46.

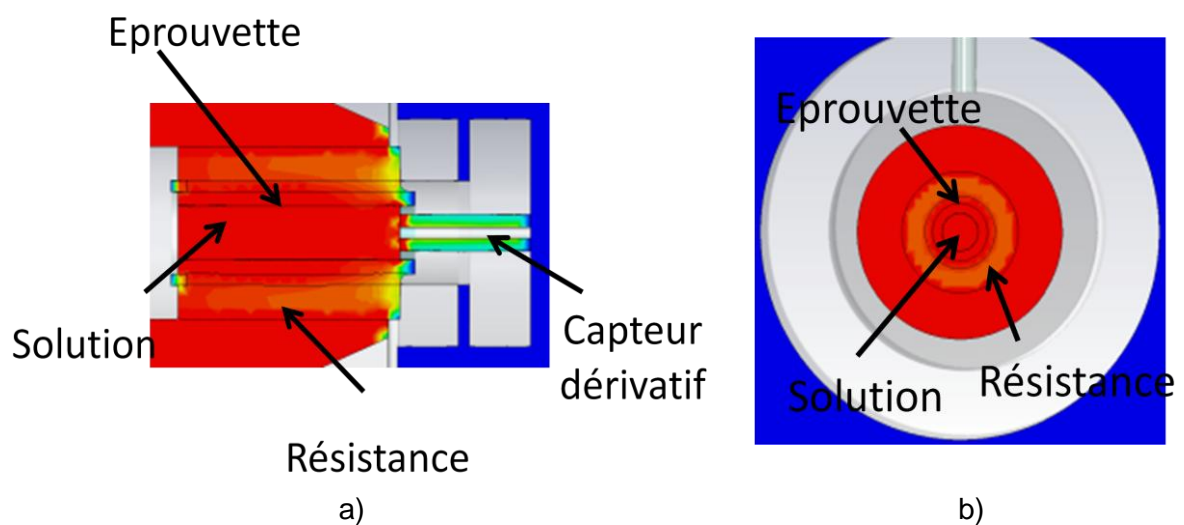


Figure II-72 a) Vue de coupe du champ électrique à l'intérieur de la solution b) Vue de face du champ électrique dans la solution

La Figure II-73 et la Figure II-74 montrent qu'à l'instar de la géométrie simplifiée étudiée précédemment, le champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette dépend sensiblement des positions axiales et radiales. Cependant le taux d'inhomogénéité maximal à l'intérieur de la solution est de 16% et reste acceptable pour des applications biologiques.

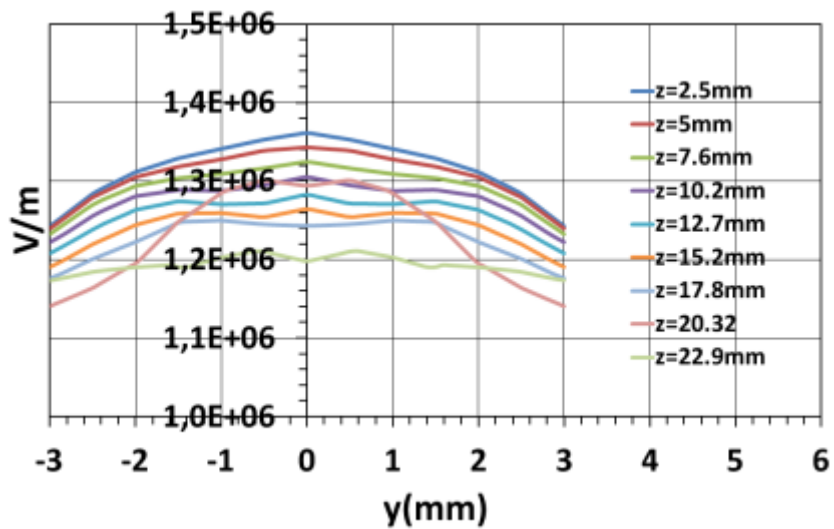


Figure II-73 Amplitudes crête de champ électrique pour différentes positions sur l'axe z

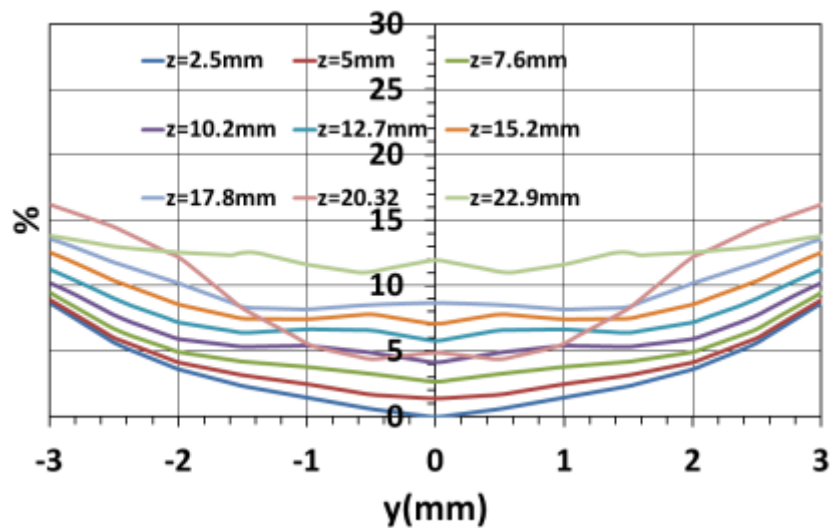


Figure II-74 Taux d'inhomogénéité par rapport à l'amplitude maximale de champ électrique sur tout l'ensemble des valeurs obtenues en simulation

La Figure II-75 donne le paramètre S21 obtenu en sortie des différents capteurs intégrés dans l'applicateur coaxial. Elle montre que chaque capteur est dérivatif de 10MHz jusqu'à 1GHz. Le capteur intégré dans le bouchon a une plus forte sensibilité que le capteur latéral. Ce phénomène est dû au fait que le capteur est en contact avec le diélectrique sans pertes, par conséquent, sa surface équivalente est plus élevée que lorsqu'il est en contact avec l'air. Pour chaque capteur, une résonance est observée aux alentours de 2GHz.



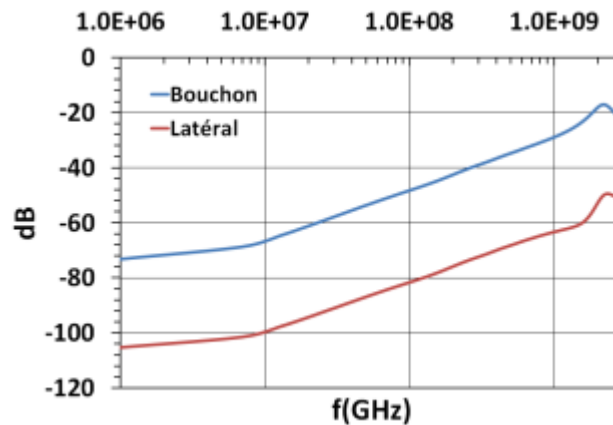


Figure II-75 Réponses fréquentielles des capteurs lorsque l'éprouvette est remplie d'un diélectrique sans pertes $\epsilon_r=81$

II.2.5.5 *Fabrication du prototype*

La Figure II-76 montre le schéma mécanique de l'ensemble du prototype de l'applicateur coaxial. Afin d'assurer la mise en position du conducteur intérieur de l'applicateur coaxial, il a fallu apporter quelques modifications en entrée du système. Le conducteur intérieur du connecteur d'entrée 7/16 est un cylindre creux de 3mm de diamètre intérieur et de 7mm de diamètre extérieur. Il est donc possible de tarauder le conducteur intérieur de ce connecteur à 3mm de diamètre. Au niveau du conducteur intérieur, un téton fileté de 3.5mm de diamètre a été ajouté.

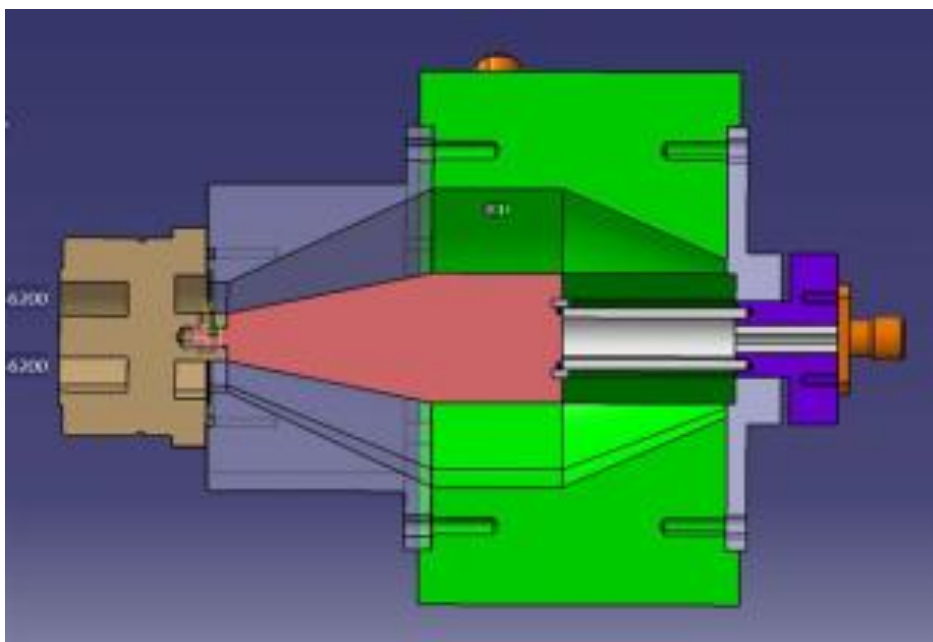


Figure II-76 Schéma mécanique de l'applicateur coaxial

L'applicateur coaxial a été entièrement réalisé au sein de l'atelier du CEA Gramat, la Figure II-77 représente une photographie de l'applicateur coaxial ainsi réalisé.



Figure II-77 Photographie de l'appliqueur coaxial réalisé

II.2.6. Conclusions sur la conception du nouveau concept d'applicateur coaxial

Cette partie reprend les différentes études effectuées dans le cadre de la mise au point d'un prototype d'applicateur coaxial. Une géométrie générique a d'abord été étudiée afin de valider l'intérêt du concept. Cette étude a montré qu'un liquide de forte permittivité ajoutait des oscillations sur le signal à l'intérieur de l'éprouvette. Ces oscillations sont principalement causées, d'une part par la capacité du liquide créé entre l'extrémité du conducteur central de l'applicateur et le court-circuit de la ligne et d'autre part par l'inductance de la ligne coaxiale constituée par la résistance tubulaire et la cuvette centrale. Sur un signal correspondant à celui délivré par un générateur Kentech PBG5, ces oscillations impactent l'amplitude crête du signal. Hormis ces oscillations, le signal utile a une bonne concordance avec le signal d'excitation. A partir de ce constat, il a été décidé de concevoir un prototype afin de valider expérimentalement le concept. L'ensemble de l'applicateur a été divisé en trois étages. Le premier étage est l'entrée du système, où il a été décidé d'utiliser une connectique de type 7/16 présentant un bon compromis entre hyperfréquences et haute tension. En plus de cela, il a fallu ajouter une transition conique entre l'entrée et la charge du système, afin d'assurer une adaptation d'impédance à 50Ω en passant des dimensions du connecteur jusqu'aux dimensions de la résistance tubulaire. Le deuxième étage intègre un capteur dérivatif, afin d'effectuer une mesure du signal traversant l'applicateur, au plus proche de la charge. Le troisième étage contient la charge, constituée d'une résistance tubulaire, d'une éprouvette et de la solution à tester. Par rapport à la géométrie générique, le troisième étage a subi quelques modifications. Un bouchon métallique a été ajouté, dans lequel est intégré un autre capteur dérivatif, afin d'obtenir une image du champ électrique à l'intérieur de la solution test. Les dimensions de l'éprouvette ont dû être modifiées, afin de permettre au capteur dans le bouchon d'être en contact avec la solution, tout en assurant son centrage et son étanchéité au niveau du conducteur intérieur de l'applicateur et au niveau du bouchon. Ces changements ont entraîné une modification de la fréquence de résonance du système lorsque le système est rempli d'un liquide de forte permittivité. Des oscillations sont toujours observées, mais le signal garde une bonne concordance avec le signal d'excitation. L'homogénéité du champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette a aussi été étudiée, montrant un taux d'inhomogénéité relativement faible et acceptable pour des études biologiques. Des pistes d'améliorations sont données et portent sur les aspects dimensionnels de la résistance et de l'éprouvette.

Suite à cette étude, le prototype de l'applicateur coaxial a pu être réalisé au sein de l'atelier du CEA Gramat. Il ne reste plus désormais qu'à évaluer ses performances durant les expérimentations.



II.3. Mesures des performances de l'applicateur coaxial

II.3.1. Conception d'une sonde haute tension

Afin de mesurer le signal en sortie du générateur Kentech PBG5 utilisé durant les expérimentations, il a été décidé de concevoir une sonde de tension qui sera insérée entre la source et l'applicateur coaxial. Cette sonde réutilise le concept de capteur dérivatif utilisé pour observer les signaux traversant l'applicateur coaxial, comme le montre la Figure II-78. La connectique utilisée est la même que celle utilisée pour l'applicateur coaxial.

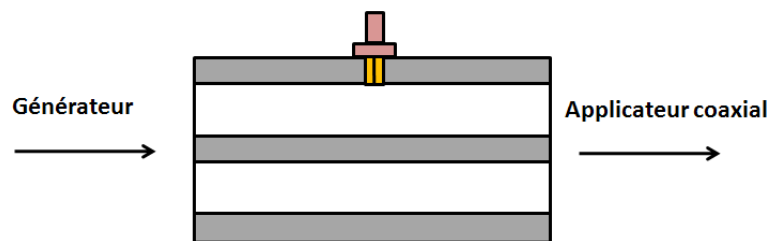


Figure II-78 Schéma de la sonde haute tension

Durant les premières expérimentations avec le générateur Kentech PBG5, un phénomène de claquage aléatoire apparaissait. Il a été décidé de diminuer la durée du signal en entrée de l'applicateur. Pour cela, la solution choisie a été de forcer le claquage en entrée de la sonde Haute Tension à l'aide d'un éclateur de surface. A cet effet, une rondelle en acier de faible épaisseur, 0.5mm typiquement, a été installée à l'intérieur du connecteur 7/16 en entrée de la sonde. La Figure II-79 schématise l'intégration de la rondelle en acier à l'intérieur du connecteur. Le diamètre interne de la rondelle a été déterminé expérimentalement et est de 10mm. Le diamètre externe est de 16mm, afin de correspondre au diamètre interne du connecteur 7/16.

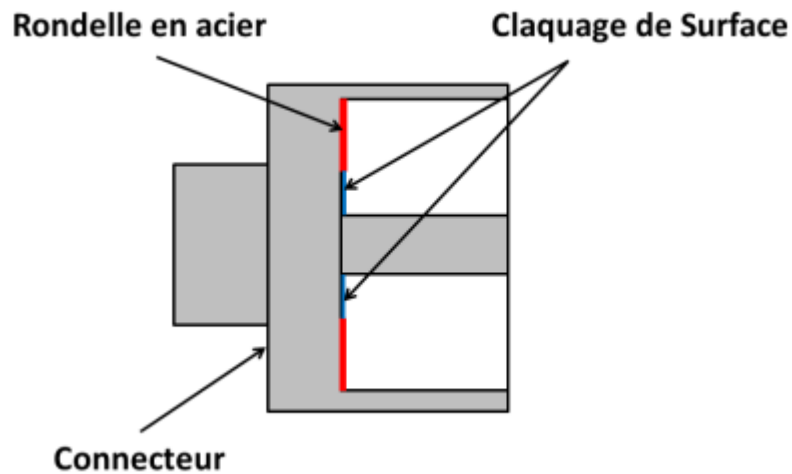


Figure II-79 Intégration d'un éclateur dans le connecteur d'entrée de la sonde haute tension

II.3.2. Présentation des bancs de mesure

II.3.2.1 Banc de mesure pour la caractérisation fréquentielle de l'appliqueur coaxial

La caractérisation fréquentielle de l'appliqueur coaxial est nécessaire afin d'évaluer la réponse fréquentielle des différents capteurs intégrés et de vérifier la concordance avec les résultats obtenus en simulation. Cette caractérisation fréquentielle est également indispensable pour valider la présence de résonances causées par l'insertion d'eau à l'intérieur de l'éprouvette. La Figure II-80 représente le schéma du banc de mesure mis en place.

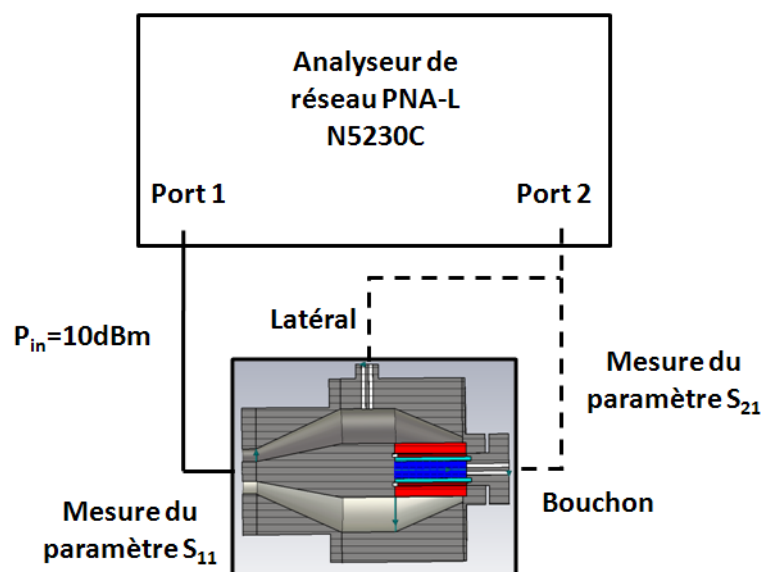


Figure II-80 Banc de mesure pour la caractérisation fréquentielle de l'appliqueur coaxial



Entre l'applicateur coaxial et le générateur, la sonde haute tension précédemment présentée est insérée. Afin de vérifier le caractère dérivatif du capteur intégré à la sonde, une caractérisation fréquentielle de celle-ci, avec ou sans éclateur, a aussi été réalisée à partir du banc de mesure présenté sur la Figure II-81.

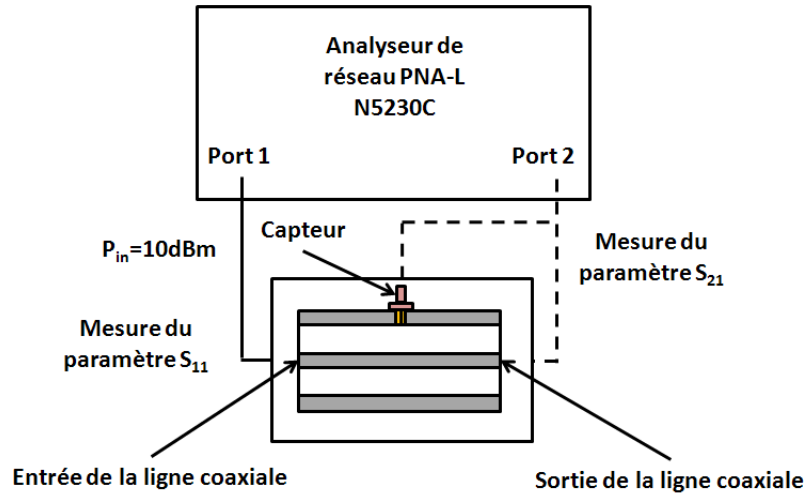


Figure II-81 Banc de mesure pour la caractérisation fréquentielle de la sonde haute tension

II.3.2.2 Banc de mesures pour les expérimentations en régime transitoire

La Figure II-82 présente le banc d'expérimentation en régime transitoire de l'applicateur coaxial. On peut observer que des atténuateurs sont placés entre la sortie des capteurs et les voies de l'oscilloscope. Ces atténuateurs permettent d'obtenir des signaux adaptés aux sensibilités de l'oscilloscope limitées à des signaux de 5 Vrms. Les valeurs des atténuateurs sont déterminées en fonction des réponses fréquentielles des différents capteurs.

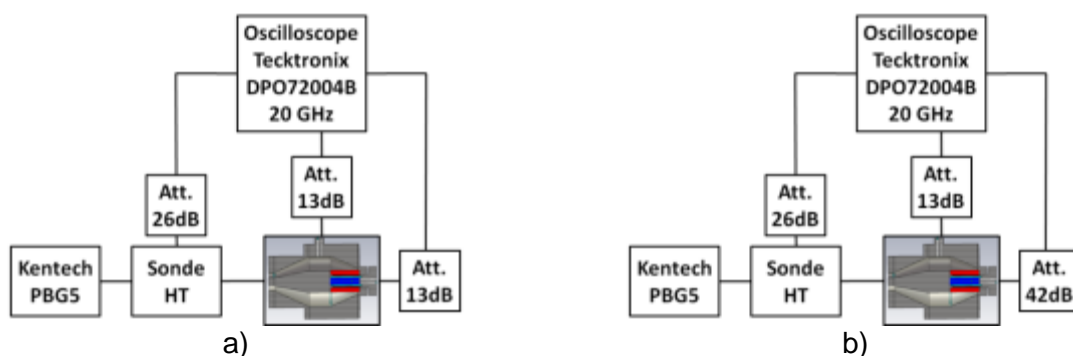


Figure II-82 a) Banc de mesure à vide b) Banc de mesure avec l'éprouvette remplie d'eau

II.3.3. Evaluation des pertes diélectriques de l'eau distillée utilisée en mesures

Les pertes diélectriques de l'eau utilisée pour les expérimentations peuvent avoir une influence sur le champ électrique à l'intérieur de la solution. Elles doivent donc être évaluées, pour cela, une sonde de mesure de permittivité complexe 85070E couplée à un analyseur de réseau PNA-L de chez Agilent Technologies® a été utilisée. Il s'agit d'une sonde capacitive qui détermine la permittivité complexe d'un liquide à partir des réflexions mesurées par l'analyseur de réseau. La Figure II-83 présente un schéma illustrant cette expérimentation.

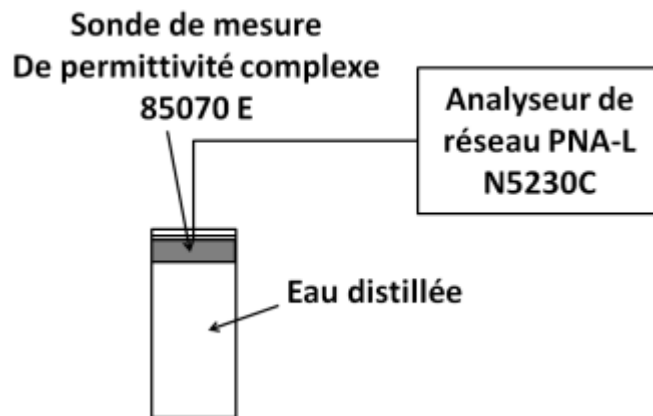


Figure II-83 Schéma de l'expérimentation permettant de mesurer la permittivité complexe de l'eau distillée

La Figure II-84 donne la partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité complexe de l'eau distillée déterminée expérimentalement. La Figure II-85 donne la conductivité de l'eau distillée déterminée à partir de la permittivité complexe à l'aide de la formule II.25.

$$\sigma = 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon''(f) \quad \text{II.25}$$

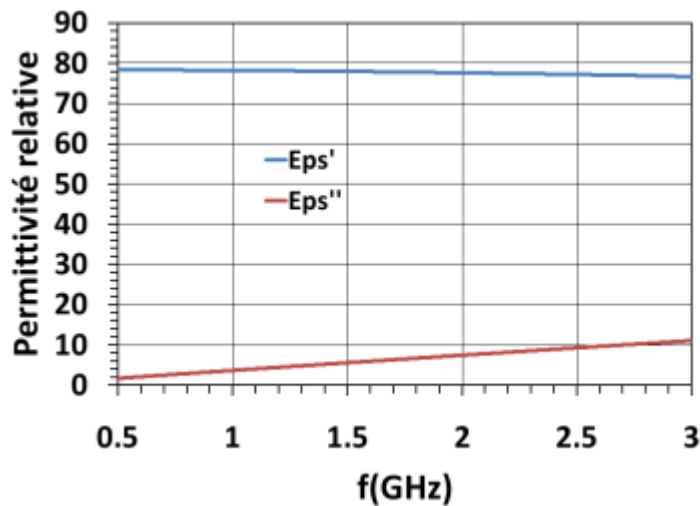


Figure II-84 Mesures de la permittivité complexe de l'eau distillée utilisée

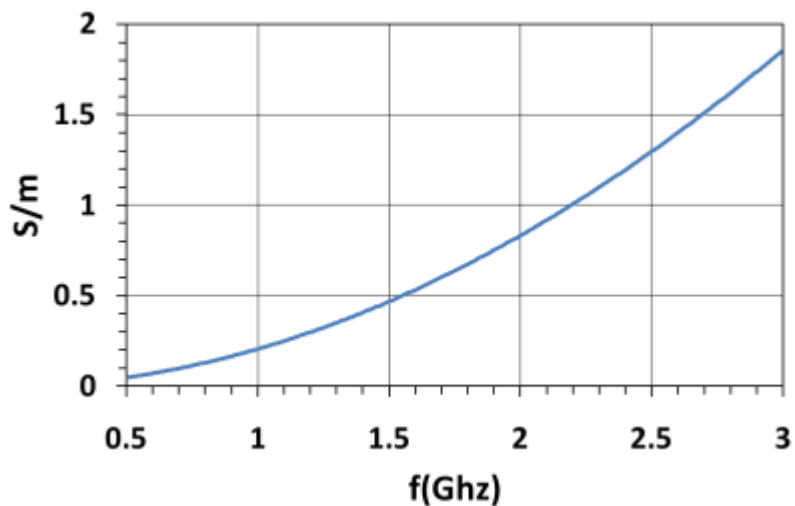


Figure II-85 Conductivité de l'eau distillée calculée à partir de la permittivité complexe

Les pertes de l'eau distillées ainsi obtenues ont été intégrées en simulation afin d'effectuer une comparaison avec les différents résultats expérimentaux obtenus.

II.3.4. Caractérisation fréquentielle

II.3.4.1 Caractérisation fréquentielle à vide de l'applicateur coaxial

La Figure II-86 donne la mesure du paramètre S_{11} de l'applicateur coaxial lorsqu'il est à vide. Ce paramètre S_{11} est comparé avec les résultats obtenus en simulation pour une éprouvette à vide. Tout d'abord elle montre que le paramètre S_{11} mesuré est inférieur à -10dB sur toute la bande de fréquence, montrant ainsi que le système est adapté à 50Ω sur toute la bande de fréquence.

Cependant, le paramètre S_{11} mesuré diffère de celui obtenu en simulation, avec des écarts de près de 10dB à partir de 1.2GHz. Ce phénomène pourrait être causé par la conductivité de la résistance de charge qui varierait en fonction de la fréquence. Pour le prouver, des simulations ont été effectuées avec plusieurs valeurs de conductivités. Le paramètre S_{11} obtenu pour chaque conductivité est montré sur la Figure II-87. Cette figure montre que dans la bande 2-3GHz, le paramètre S_{11} obtenu en mesure se rapproche de la simulation pour une conductivité comprise entre 3.46 S/m et 4.23 S/m. Cette comparaison nous conforte dans l'idée que la conductivité de la résistance varie en fonction de la fréquence. Afin de se rapprocher de la mesure, il faudrait modéliser le matériau de la résistance par un modèle dispersif qu'il reste à déterminer.

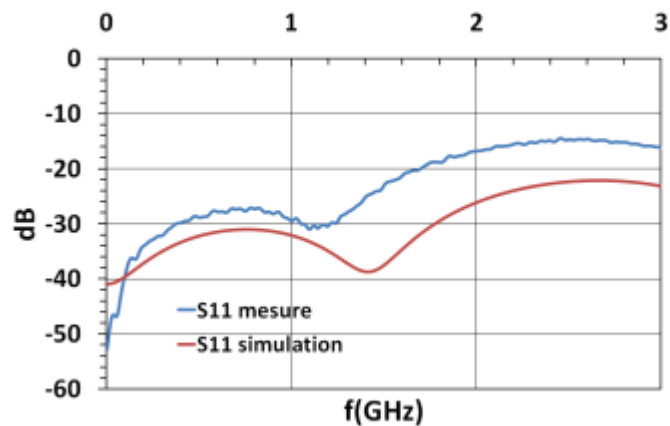


Figure II-86 Comparaison du S11 entre mesure et simulation

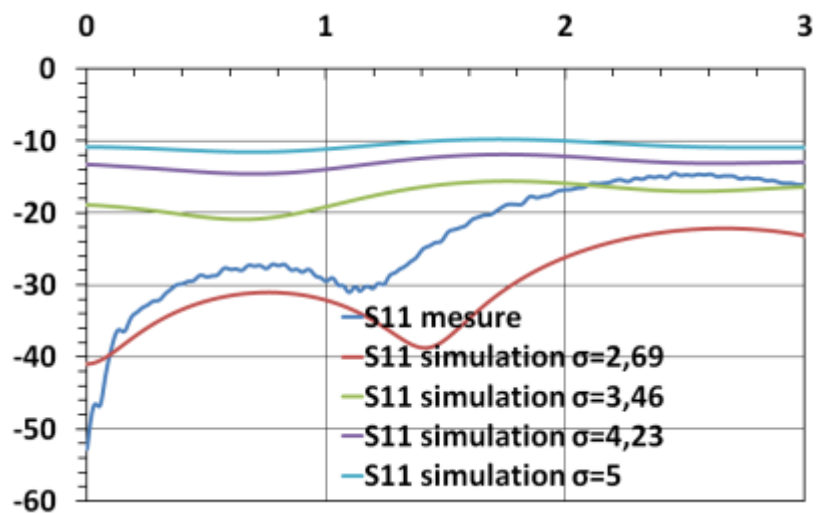


Figure II-87 Evolution du paramètre S11 pour différentes conductivités de la résistance tubulaire

La Figure II-88 et la Figure II-89 donnent la réponse fréquentielle du capteur latéral et du capteur intégré dans le bouchon. Ces courbes montrent une excellente concordance entre les résultats expérimentaux et les résultats obtenus en simulations numériques, malgré le bruit provenant de l'analyseur de réseau en basses fréquences.



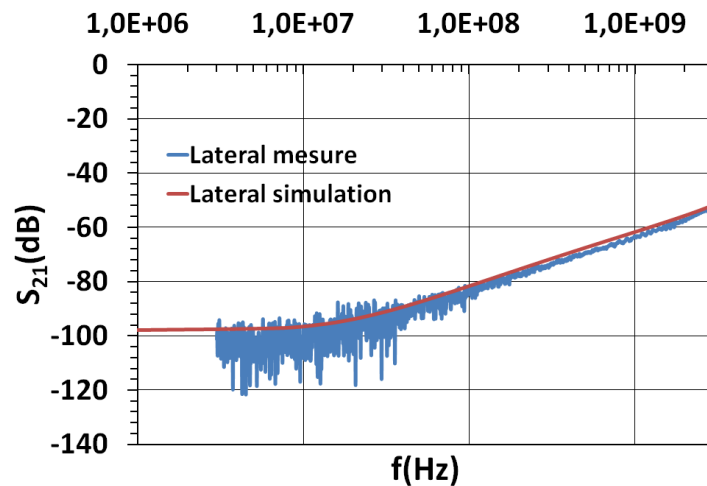


Figure II-88 Comparaison du paramètre S_{21} du capteur latéral obtenue en mesure et en simulation

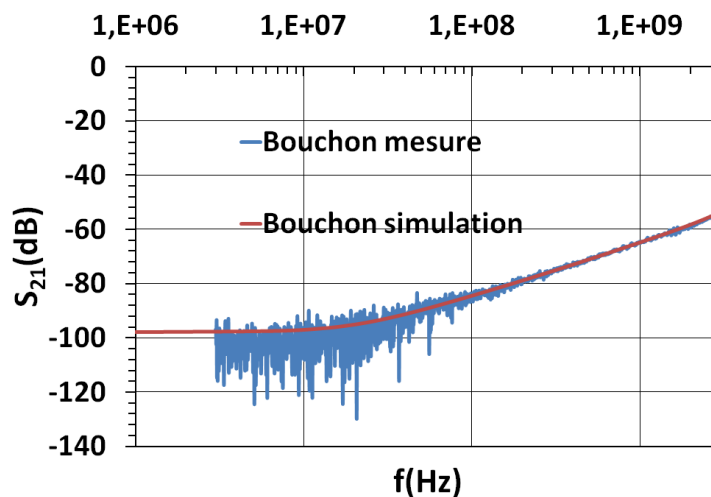


Figure II-89 Comparaison du paramètre S_{21} du capteur intégré au bouchon obtenue en mesure et en simulation

II.3.4.2 Caractérisation fréquentielle avec l'éprouvette remplie d'eau distillée

La Figure II-90 donne le paramètre S_{11} obtenu en mesure lorsque l'éprouvette est remplie d'eau distillée. Le S_{11} ainsi obtenu est comparé aux différents résultats obtenus en simulation. Elle montre qu'il existe une bonne concordance entre la mesure et la simulation lorsque les pertes sont prises en compte, notamment à la fréquence de résonance de 2.2GHz. Le paramètre S_{11} obtenu en mesure indique que l'applicateur coaxial est désadapté à partir de 1.5GHz comme en simulation. Cette comparaison montre aussi que malgré la prépondérance de la capacité créée entre le court-circuit et l'extrémité du conducteur central de la ligne, les pertes de l'eau distillée tendent à amortir la résonance à 2.2GHz.



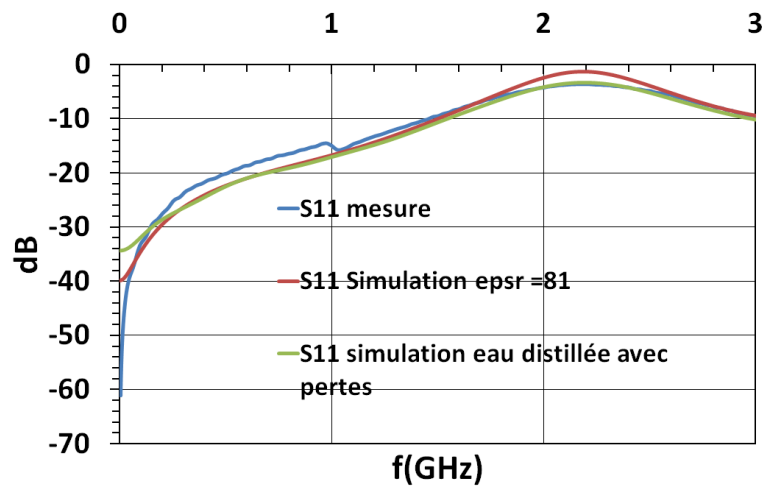


Figure II-90 Comparaison du paramètre S_{11} obtenu en mesure et en simulation

La Figure II-91 et la Figure II-92 donnent la réponse fréquentielle du capteur latéral et du capteur intégré dans le bouchon. Comme dans le cas de l'éprouvette à vide, il existe une bonne concordance entre la mesure et les simulations pour chaque capteur, malgré le bruit provenant de l'analyseur de réseau en basses fréquences.

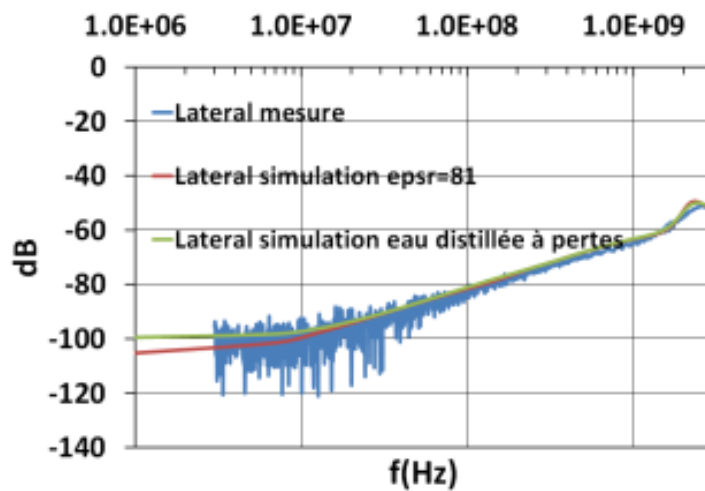


Figure II-91 Paramètres S_{21} du capteur latéral obtenue en mesure et en simulation



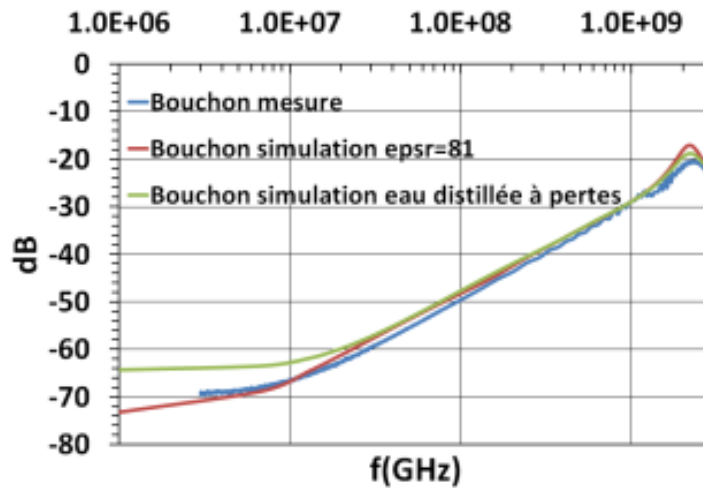


Figure II-92 Comparaison de la réponse fréquentielle du capteur intégré dans le bouchon obtenue en mesure et en simulation

II.3.4.3 Caractérisation fréquentielle de la sonde haute tension

La Figure II-93 correspond au paramètre S_{11} obtenu en mesure suivant deux configurations : avec ou sans éclateur. La Figure II-94 correspond au paramètre S_{21} obtenu en sortie de la sonde haute tension pour ces deux configurations. Ces deux figures montrent que l'insertion de la rondelle en acier à l'intérieur du connecteur d'entrée de la sonde a une faible influence sur les réflexions et la transmission du signal bas niveau traversant la sonde jusqu'à 4GHz.

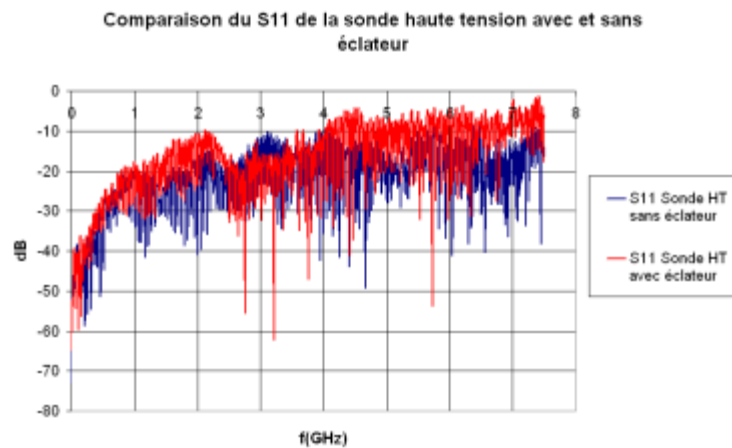


Figure II-93 Paramètre S_{11} de la sonde haute tension avec et sans éclateur

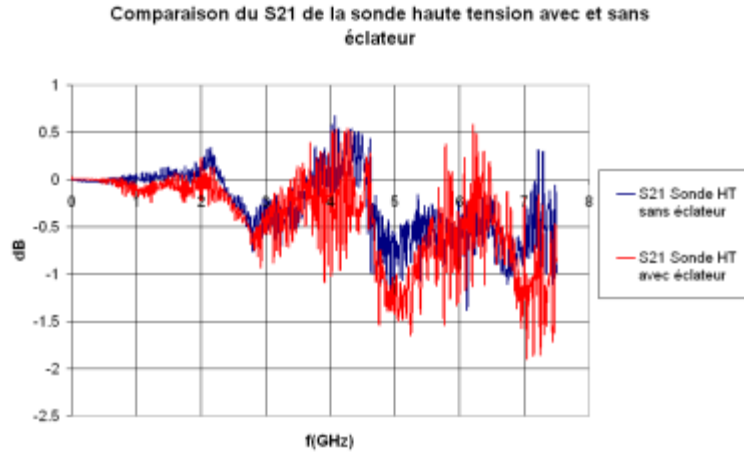


Figure II-94 Paramètre S_{21} de la sonde haute tension avec et sans éclateur

La Figure II-95 donne la réponse fréquentielle en sortie du capteur qui est intégré à la sonde haute tension. Cette réponse fréquentielle indique tout d'abord que le capteur de la sonde est bien dérivatif dans la bande 100MHz-3GHz. En-dessous de cette bande de fréquence, la réponse fréquentielle du capteur n'apparaît plus linéaire. Ce phénomène est lié à un problème de dynamique de l'analyseur de réseau utilisé.

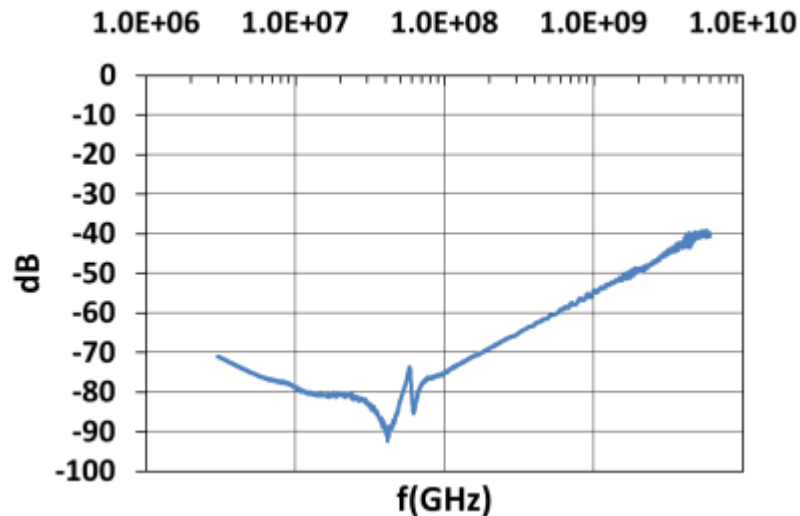


Figure II-95 Paramètre S_{21} du capteur dérivatif intégré à la sonde haute tension

II.3.4.4 Conclusions sur la caractérisation fréquentielle des différents éléments de l'expérimentation

La caractérisation fréquentielle de l'applicateur coaxial a montré tout d'abord que les réponses fréquentielles des capteurs intégrés, suivant les deux configurations d'utilisation, ont une bonne concordance avec celles obtenues en simulation. Il en va de même avec le paramètre S_{11} de l'applicateur lorsque l'éprouvette est remplie d'eau distillée. Par contre, lorsque l'éprouvette est à vide, une nette différence est observée entre le paramètre S_{11} obtenu en mesure et celui obtenu en

simulation. Cette différence provient du fait que la résistance est faite d'un matériau à pertes, dont les caractéristiques diélectriques sont susceptibles de varier en fonction de la fréquence, cette hypothèse a été vérifiée en simulation en faisant varier la conductivité de la résistance tubulaire. Ces résultats montrent que pour se rapprocher au plus près de la réalité, il serait nécessaire de développer un modèle dispersif du matériau de la résistance. Malgré cette différence, le paramètre S_{11} de l'applicateur à vide reste tout de même inférieur à -10dB, indiquant que l'applicateur reste adapté à 50Ω.

II.3.5. Mesures en régime transitoires de l'applicateur

II.3.5.1 Traitements appliqués

Deux types de traitements ont été appliqués sur les signaux bruts en provenance de l'oscilloscope. La première approche consiste à mesurer séparément les paramètres S_{21} suivants :

- Le paramètre S_{21} des différents câbles utilisés, dénommé câbles(f) dans l'équation II.26
- Le paramètre S_{21} des atténuateurs utilisés, dénommé atténuateurs(f)
- Le paramètre S_{21} mesuré entre l'entrée de l'applicateur et chaque sortie 50Ω de capteurs DDot, dénommé applicateur(f)

$$s(t) = TF^{-1} \left[\frac{TF[si g_{mesure}(t)]}{applicateur(f) * câbles(f) * atténuateurs(f)} \right] \quad \text{II.26}$$

Cette méthode présente un inconvénient, si l'applicateur n'est pas parfaitement adapté, elle ne permet pas de remonter rigoureusement aux tensions localisées au niveau de chaque capteur. En effet, le paramètre S_{21} est caractérisé par le rapport entre la tension de sortie et la tension incidente en entrée et en aucun cas la tension totale.

La deuxième approche, consiste à considérer les réponses fréquentielles intrinsèques des capteurs dérivatifs. Il a été montré analytiquement et constaté expérimentalement que ces capteurs de champ électrique sont purement dérivatifs sur une très large plage de fréquences. Leur réponse fréquentielle intrinsèque peut s'exprimer simplement par le produit $f_{sensibilité} \cdot j\omega$, $f_{sensibilité}$ étant un coefficient constant représentant la sensibilité du capteur. Une fois $f_{sensibilité}$ déterminé, il est possible de remonter aux tensions localisées au niveau de chaque capteur à partir de l'équation II.27 qui fait intervenir le facteur de sensibilité et l'intégrale du signal mesuré.



$$s(t) = TF^{-1} \left[\frac{TF[\int sig_{mesure}(t)]}{câbles(f) * atténuateurs(f)} \right] * f_{sensibilité} \quad \text{II.27}$$

En effet, en régime harmonique, intégrer une fonction équivaut à appliquer la formule II.28, où ω correspond à la pulsation.

Pour déterminer le facteur de sensibilité, le paramètre S21 est mesuré entre l'entrée de l'applicateur et la sortie 50Ω de chaque capteur dérivatif. Après division par $j\omega$ (correspondant à une intégrale temporelle) les fonctions de transferts deviennent constantes sur de larges plages de fréquences qui correspondent aux plages d'adaptation de l'applicateur. Le coefficient $f_{sensibilité}$ est tout simplement égal au module constant sur les plages considérées, comme l'illustre la Figure II-96. Il est donc possible de définir un facteur de sensibilité global pour chaque capteur.

$$\int x(t) \Leftrightarrow \frac{x(\omega)}{j\omega} \quad \text{II.28}$$

$$f_{sensibilité}(\omega) = \left| \frac{capteur(\omega)}{j\omega} \right| \quad \text{II.29}$$

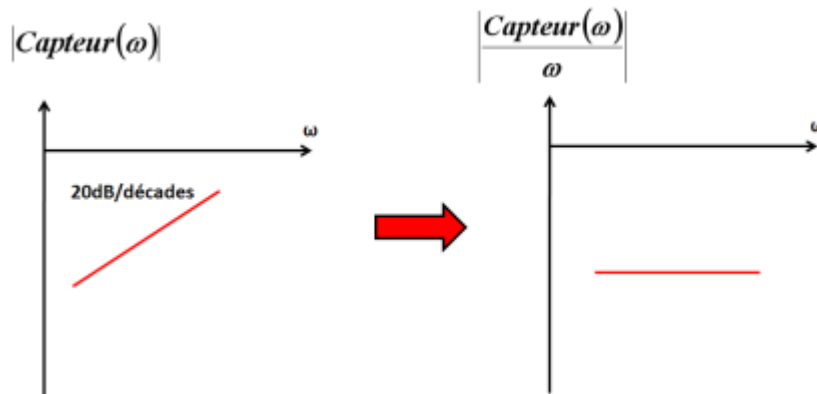


Figure II-96 Illustration de l'application de la formule sur la réponse fréquentielle d'un capteur dérivatif

La Figure II-97 donne le facteur de sensibilité pour chaque capteur. Il est valide pour le capteur latéral, pour le capteur de la sonde haute tension et pour le capteur intégré dans le bouchon lorsque l'éprouvette est à vide de 100MHz à 2GHz. Par contre, lorsque l'éprouvette est remplie d'eau distillée, il est valide de 100MHz à 1.6GHz. Le Tableau II-12 donne les valeurs de chaque facteur de sensibilité ainsi obtenu.



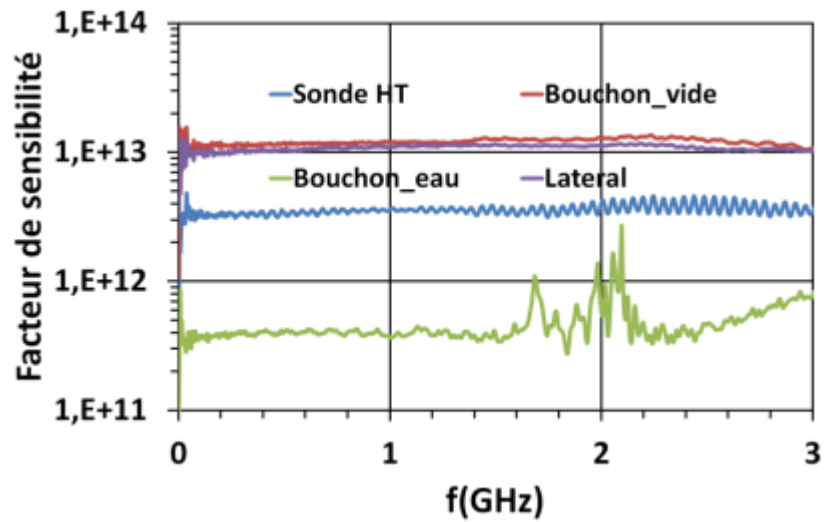


Figure II-97 Facteur de sensibilité déterminé à partir du paramètre S21 de chaque capteur

Tableau II-12 Facteur de sensibilité pour chaque capteur

Capteur	Facteur de sensibilité	Bande de validité
Sonde haute tension	$3.5 \cdot 10^{12}$	100MHz-2GHz
Latéral	$1.02 \cdot 10^{13}$	100MHz-2GHz
Bouchon à vide	$1.15 \cdot 10^{13}$	100MHz-2GHZ
Bouchon avec de l'eau distillée	$1.9 \cdot 10^{11}$	100MHz-1.6GHz

II.3.5.2 Mesures à vide

La Figure II-98 représente les différents signaux bruts obtenus avec l'oscilloscope. Elle montre une bonne concordance entre ces différents signaux.

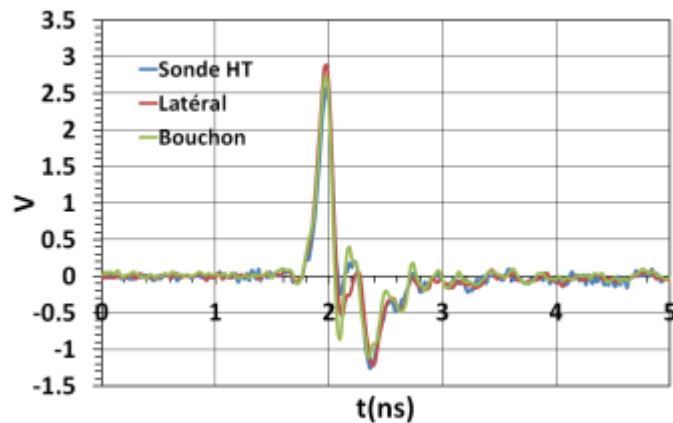


Figure II-98 Signaux obtenus en sortie des différents capteurs lorsque l'éprouvette est à vide



Sur ces signaux bruts, les deux méthodes de traitement décrites précédemment ont été appliquées. Les différents résultats ainsi obtenus ont été superposés pour effectuer une comparaison des deux méthodes. Les signaux ainsi comparés sont montrés sur la Figure II-99, la Figure II-100 et la Figure II-101.

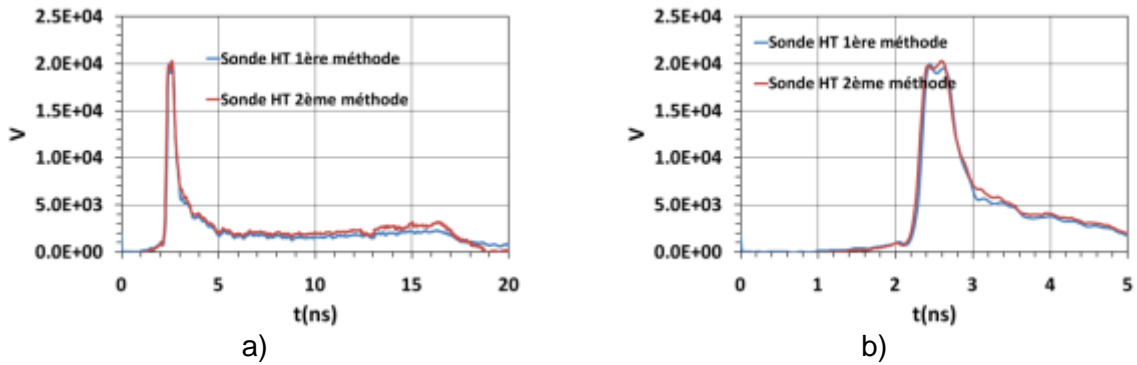


Figure II-99 a) Comparaison entre les deux méthodes pour la sonde haute tension b) Zoom sur la comparaison entre les deux méthodes pour la sonde haute tension

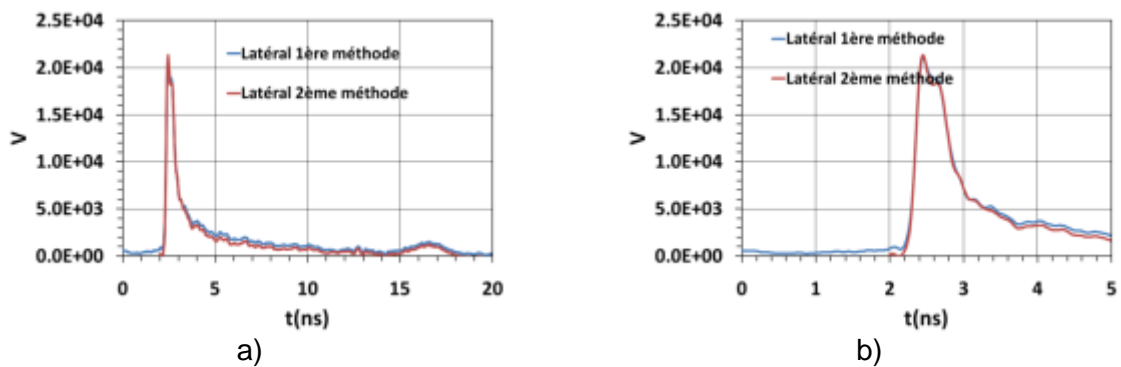


Figure II-100 a) Comparaison entre les deux méthodes pour le capteur latéral b) Zoom sur la comparaison entre les deux méthodes pour le capteur latéral

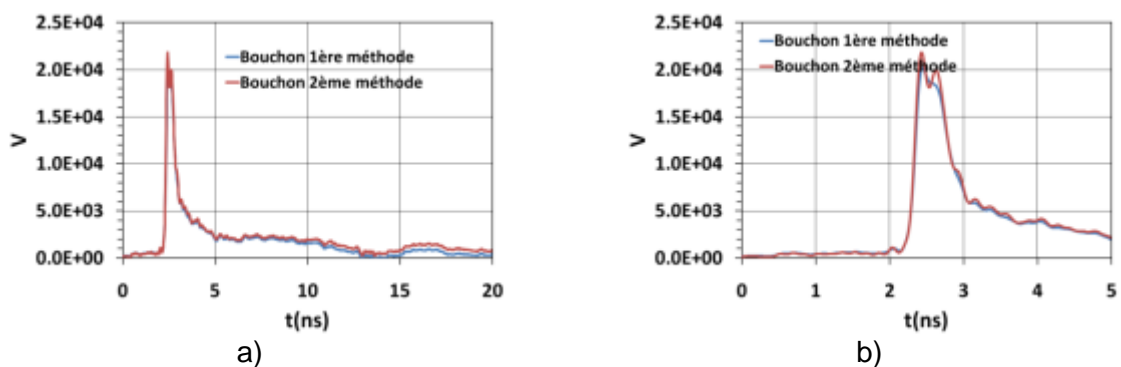


Figure II-101 a) Comparaison entre les deux méthodes pour le capteur intégré au bouchon b) Zoom sur la comparaison entre les deux méthodes pour le capteur intégré au bouchon

La Figure II-102 montre la superposition des différents signaux provenant des capteurs après traitements. Elle montre une bonne concordance entre ces différents signaux, avec tout de même un écart des niveaux de tension à partir de 10ns entre le signal mesuré par la sonde haute tension et les deux autres signaux. Ce phénomène s'explique par le fait que le signal de la sonde prend en compte les réflexions du montage. Le Tableau II-13 résume les différentes caractéristiques de ces signaux. Le front de montée correspond à celui donné par la documentation du générateur et la largeur de l'impulsion a par contre été divisée par 6, montrant ainsi que l'éclateur en entrée de la sonde haute tension remplit bien son rôle. La Figure II-103, qui représente le module de la transformée de Fourier de chaque signal, confirme une bonne concordance entre les signaux en sortie des capteurs.

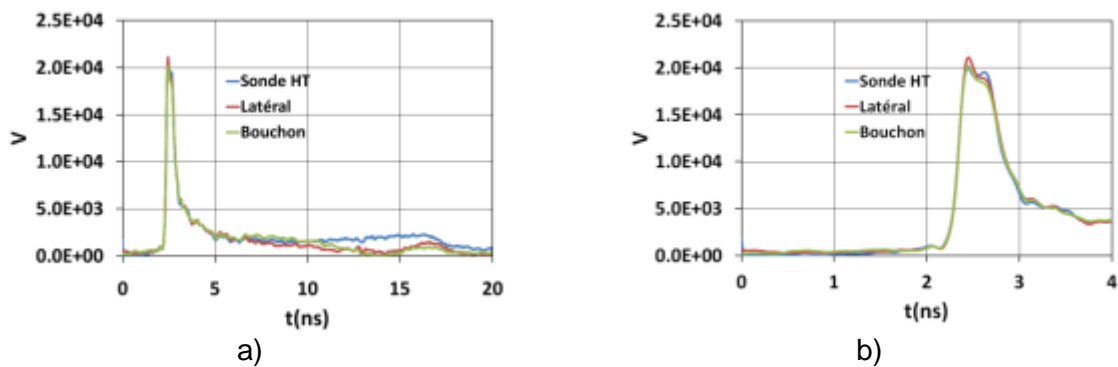


Figure II-102 a) Superposition des signaux provenant des capteurs après traitements b) Zoom sur la superposition des signaux provenant des capteurs après traitements

Tableau II-13 Caractéristiques des signaux obtenus avec les capteurs après traitements

Amplitude crête	<ul style="list-style-type: none"> • 20kV pour capteur latéral et bouchon • 21kV pour sonde HT
Temps de montée	150ps
Largeur d'impulsion	532ps
Champ électrique à l'intérieur de la solution	787kV/m pour capteur bouchon

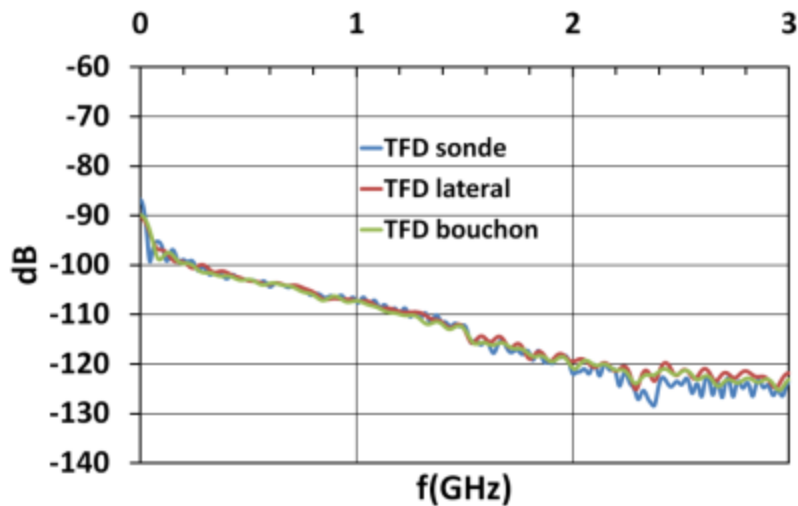


Figure II-103 Module de la Transformée de Fourier des signaux obtenus après traitements dans le cas à vide

II.3.5.3 Mesures avec l'éprouvette remplie d'eau distillée

L'éprouvette est désormais remplie d'eau distillée, les traitements effectués sur les signaux obtenus en mesure sont identiques. La Figure II-104 donne la superposition des signaux en sortie des capteurs après traitements. L'amplitude crête de ces signaux est de 20kV. Le front de montée reste inchangé et est de 150ps. Par contre la largeur de l'impulsion a augmenté et est de 647ps. L'amplitude crête du champ électrique est là encore estimée à 787kV/m. Sur ces différents signaux, des échos parasites apparaissent à partir de 25ns. L'hypothèse la plus probable pouvant expliquer ce phénomène, est qu'il s'agit du signal réfléchi par l'applicateur. Pour le prouver, il suffit d'appliquer le traitement exposé à la Figure II-105 et d'appliquer la formule II.30, en prenant en compte le signal délivré par le générateur, obtenu à partir du signal traité en sortie de la sonde haute tension tronqué à 15ns, comme le montre la Figure II-106.

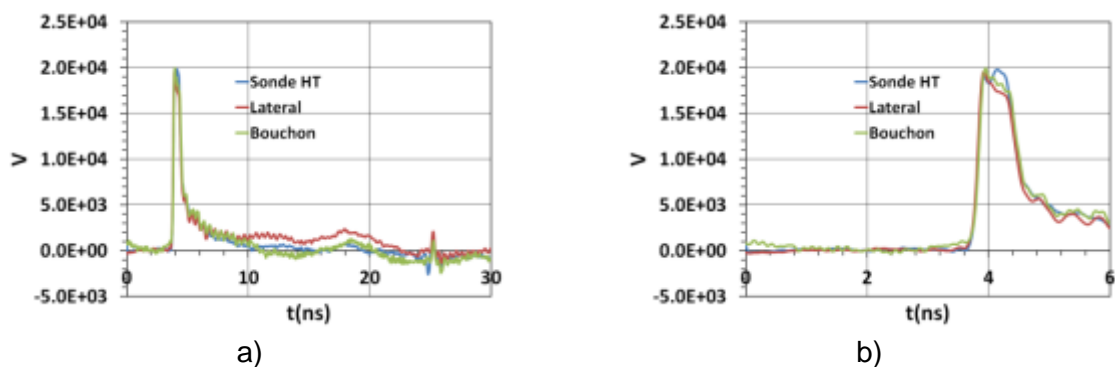


Figure II-104 a) Superposition des impulsions après traitements pour le cas de l'éprouvette remplie d'eau distillée b) Zoom sur les impulsions pour le cas de l'éprouvette remplie d'eau distillée.



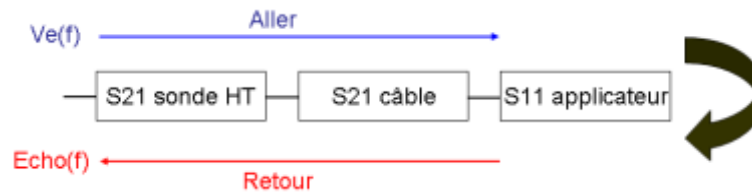


Figure II-105 Chaîne de traitement permettant d'obtenir le signal retour de l'applicateur coaxial

$$echo(t) = TF^{-1} \left[V_e(f) \times S_{21_{sondeHT}}^2 \times S_{21_{câble}}^2 \times S_{11_{applicateur}} \right] \quad \text{II.30}$$

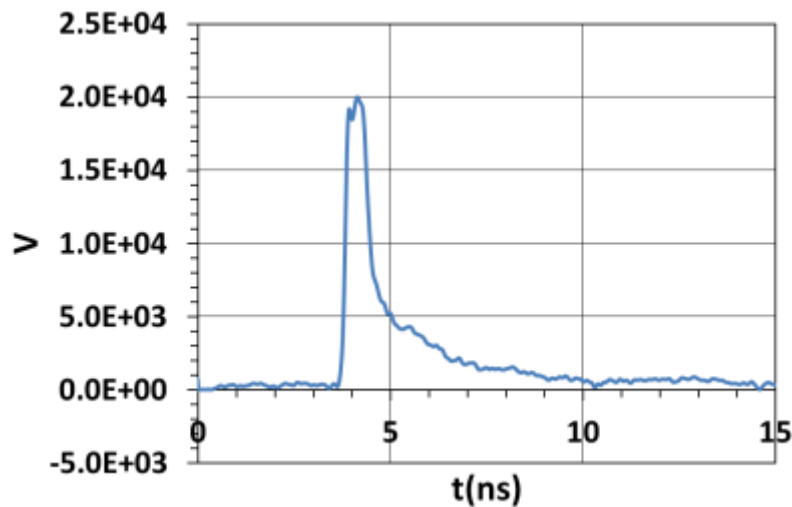


Figure II-106 Signal délivré par le générateur Kentech PBG5

La Figure II-107 superpose le signal complet mesuré par la sonde haute tension après traitement, avec le signal écho calculé à partir des paramètres S des différents éléments. Elle montre une bonne concordance entre l'écho obtenu par calcul et celui obtenu en mesure, démontrant ainsi qu'il provient de la désadaptation d'impédance en entrée de l'applicateur coaxial causée par la résonance à 2.2GHz. L'amplitude de cet écho est plus faible de 85% par rapport à celle de l'impulsion utile.



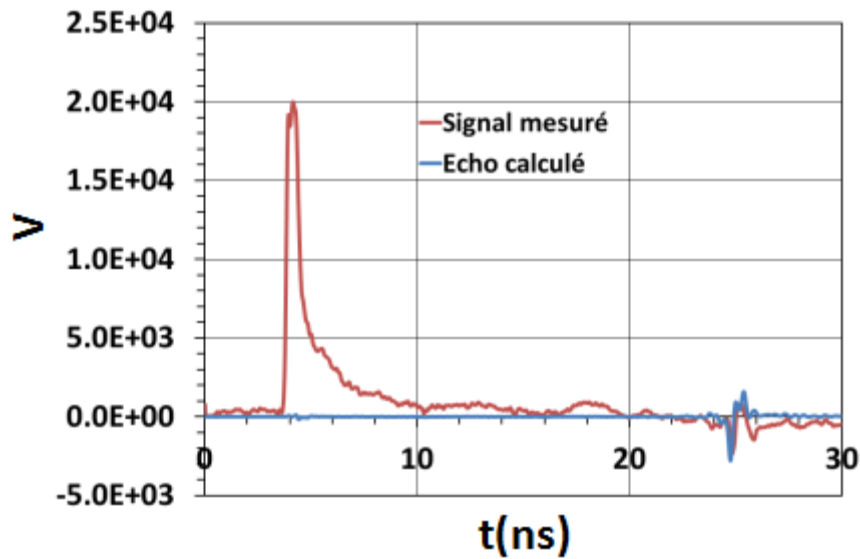


Figure II-107 Comparaison de la tension mesurée par la sonde haute tension après traitements et le signal écho calculé à partir de II.30

En plus des échos, des sur-oscillations sont observées à partir de 2.5ns sur les signaux provenant des capteurs intégrés dans l'applicateur. L'amplitude crête à crête de ces oscillations est estimée à 700V, ce qui ne représente que 3% de l'amplitude de l'impulsion utile. Ces oscillations sont causées par la résonance à 2.2GHz de l'applicateur coaxial. La Figure II-108, qui donne la transformée de Fourier de chaque impulsion, montre effectivement que pour les capteurs de l'applicateur coaxial, il y a un pic de résonance à cette fréquence.

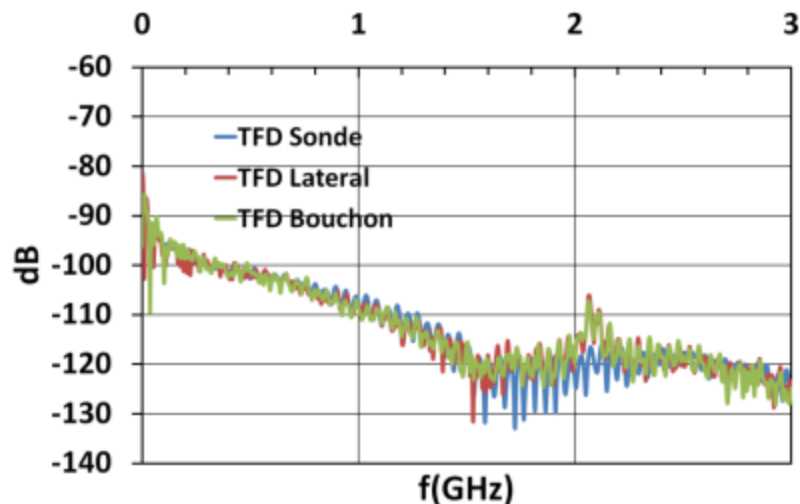


Figure II-108 Module de la transformée de Fourier des impulsions lorsque l'éprouvette est remplie d'eau distillée

II.3.5.4 Conclusions sur les mesures en régime impulsionnel de l'applicateur coaxial

Les mesures transitoires effectuées avec le générateur Kentech PBG5 ont permis d'évaluer les performances de l'applicateur avec des signaux transitoires. Durant les premières expérimentations, des phénomènes de claquage sont apparus. Pour y remédier, il a été décidé de réduire la largeur du signal en forçant le claquage en amont en insérant un éclateur dans le connecteur d'entrée de la sonde haute tension. Les différents signaux ainsi obtenus après traitements ont une largeur d'impulsion six fois plus faibles que celle prévue par le constructeur, tout en respectant le front de montée de 150ps. De plus ces différents profils d'impulsions très brefs correspondent aux besoins des expérimentations futures devant être conduites avec des impulsions subnanosecondes. Le champ électrique, dans les deux cas, est évalué à 787kV/m dans l'éprouvette.

Des échos parasites apparaissent sur les signaux lorsque l'éprouvette est remplie d'eau distillée, ainsi que des sur-oscillations sur les signaux obtenus avec les capteurs intégrés de l'applicateur. L'amplitude de ces échos est modérée, soit 5% de l'amplitude du signal utile. Il en va de même avec l'amplitude crête à crête des sur-oscillations qui n'est que de 3% de celle du signal utile. Ces différents résultats valident le fonctionnement de l'applicateur coaxial en régime transitoire.

II.3.6. Conclusions générales sur les mesures de l'applicateur

Les performances de l'applicateur coaxial sont désormais établies et sont satisfaisantes. L'étude fréquentielle est en adéquation avec les simulations effectuées, à vide, avec un diélectrique sans pertes et un diélectrique intégrant les pertes de l'eau distillée utilisée en mesure.

Les expérimentations en régime transitoire ont permis dans un premier temps de souligner les limites du prototype. La limitation la plus critique est la tenue en tension lorsque le signal du générateur Kentech PBG5 de l'applicateur coaxial est appliqué. Une solution a été apportée en diminuant la largeur du signal délivré en forçant le claquage en amont de l'applicateur. La première approche consiste à appliquer aux différents signaux obtenus, le paramètre S_{21} obtenu à la sortie 50 Ω de chaque capteur, ainsi que le paramètre S_{21} des câbles et des atténuateurs utilisés. La deuxième approche consiste à calculer l'intégrale des signaux obtenus, tout en appliquant la réponse fréquentielle des câbles et des atténuateurs, ainsi que le facteur de sensibilité des capteurs précalculés. Pour le cas de l'éprouvette remplie d'eau distillée, des échos parasites, ainsi que des oscillations apparaissent, mais leurs amplitudes sont très modérées, par rapport à celle de l'impulsion principale. Ces phénomènes sont causés par la résonance à 2.2GHz qui désadapte l'impédance d'entrée de l'applicateur. La bonne concordance des signaux mesurés par les différents capteurs intégrés à l'applicateur, indique qu'il est possible de s'affranchir de la présence d'un capteur intégré dans le bouchon de l'applicateur, permettant ainsi d'utiliser une éprouvette avec un plus faible volume.



II.4. Conclusions générales sur la conception et l'étude des performances de l'applicateur coaxial

Les différents travaux présentés dans ce chapitre ont montré les différentes étapes de conception d'un applicateur coaxial permettant d'illuminer des cellules biologiques en suspension dans des solutions liquides, avec des impulsions très brèves et de fortes amplitudes. Un nouveau concept d'applicateur coaxial utilisant une résistance de charge creuse a été développé afin d'améliorer l'homogénéité du champ électrique à l'intérieur de la solution ; il a d'ailleurs fait l'objet d'un dépôt de brevet. Un prototype a été étudié et réalisé ; ses caractéristiques ont été étudiées en simulation. Il a été montré les avantages de cet applicateur par rapport à un applicateur existant présenté dans [52], ainsi que ses limitations. En effet, il a été montré que la résistance tubulaire et la solution contenue dans l'éprouvette pouvaient former un circuit résonant. Ces résonances ont un impact modéré sur la forme du champ électrique à l'intérieur de la solution. Les expérimentations effectuées avec le prototype réalisé, ont validé les résultats obtenus en simulation.

A partir de cette étude, des pistes d'évolutions et d'amélioration peuvent être imaginées. Par exemple il est envisageable de concevoir un applicateur coaxial fonctionnant avec des niveaux de tension plus élevés, Pour augmenter le champ électrique à l'intérieur de la solution, il est ainsi possible de raccourcir la longueur de l'éprouvette, tout en analysant l'impact des nouvelles dimensions de la charge sur les résonances observées.

Il est possible aussi de remplacer la résistance tubulaire par un réseau de résistances. On peut également envisager d'utiliser des objets sous tests de différentes natures en lieu et place de l'éprouvette ; ces objets pouvant être de différentes dimensions, tels que des boîtes de Pétri ou de petits animaux. L'évaluation de la température à l'intérieur des chambres d'expositions grâce à l'intégration de capteurs adaptés est envisageable : en effet la température est un paramètre important à maîtriser, car elle peut modifier le comportement des cellules biologiques et donc fausser les observations des biologistes.







Chapitre III. Appicateur antennaire dédié aux expérimentations In Vivo





III.1. Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter les travaux effectués sur la conception d'un moyen de test, afin d'effectuer des expérimentations non invasives sur des tissus vivants, en utilisant des impulsions subnanosecondes. Pour rappel, l'onde générée par ce système devra former une tache de quelques cm^2 à l'intérieur du tissu biologique testé. Il faudra donc que ce système antennaire puisse focaliser un champ électrique impulsionnel MV/m . Une partie de ce chapitre fera l'état de l'art de différents systèmes antennaires pouvant focaliser un champ électrique impulsionnel de fort niveau. Cet état de l'art permettra de définir une architecture de système antennaire afin de répondre aux exigences biologiques liées aux impulsions subnanosecondes. La deuxième partie consistera à décrire le type d'architecture choisie, suivie d'une troisième partie qui traitera les différentes étapes de conception d'un prototype permettant de maximiser la pénétration de l'onde générée par l'antenne dans un tissu biologique. Pour clore ce chapitre, les performances obtenues expérimentalement seront présentées.

III.2. Etat de l'art de systèmes antennaires pour des impulsions électromagnétiques subnanosecondes

Cette partie concerne l'état de l'art sur les différents systèmes antennaires rayonnants des impulsions électromagnétiques subnanosecondes. Comme les impulsions subnanosecondes sont des signaux ULB (Ultra Large Bande), cet état de l'art se focalisera particulièrement sur les systèmes antennaires ULB. Dans un premier temps, il sera fait un rappel général sur les différents critères permettant d'évaluer les performances des antennes. Il sera ensuite présenté plusieurs systèmes antennaires ULB. Pour terminer, il sera présenté un système antennaire particulier dédié à des applications biologiques avec des impulsions subnanosecondes.

III.2.1.1 Caractéristiques des antennes Ultra Large Bande (ULB)

Autour d'une antenne, peuvent être définies trois zones de champ.

- La zone de « champ proche » ou de « Rayleigh » : il s'agit d'une zone proche de l'antenne qui est délimitée par une sphère de rayon R_1 autour de l'antenne.
- La zone de « Fresnel » : il s'agit d'une zone où le faisceau rayonné commence à diverger. Il s'agit d'une zone de transition pour laquelle l'onde rayonnée évolue d'une structure d'onde quasi-plane vers une structure d'onde quasi-sphérique. Cette zone est délimitée par la sphère la zone de « Rayleigh » et par une autre sphère de rayon R_2 .



- La zone de « champ lointain »: il s'agit d'une zone pour laquelle l'onde rayonnée est sphérique. Le rayon minimum de la zone de « champ lointain » est R2. Ce rayon est appelé aussi la distance de Fraunhofer.

Le rayon maximum de la sphère de champ proche est défini par l'équation III.1. Le terme λ correspond à la longueur d'onde et le terme D correspond à la plus grande dimension d'ouverture de l'antenne.

$$R1 = \frac{D^2}{2\lambda} \quad \text{III.1}$$

La distance de Fraunhofer est définie par l'équation III.2

$$R2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{III.2}$$

Ces différentes zones sont illustrées par la Figure III-1.

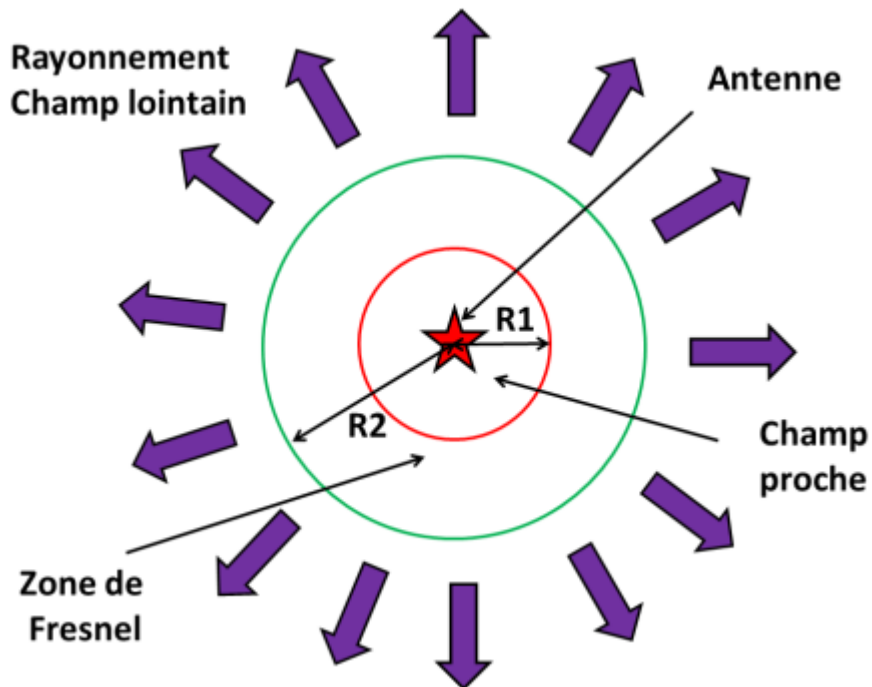


Figure III-1 Illustration des différentes zones de rayonnement

III.2.1.2 Le gain

Le gain d'une antenne traduit, par rapport à la puissance P_f délivrée par un générateur, la capacité d'une antenne à concentrer son rayonnement dans une direction (θ, φ) dans la zone de champ lointain. L'équation III.3 donne l'expression du gain pour une position quelconque. Le terme $P(\theta, \varphi)$ correspond à la densité de puissance stérique créée dans une direction donnée.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_f} \quad \text{III.3}$$

Lorsque le gain d'une antenne est donné sans préciser la direction, il s'agit du gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) et est appelé G , défini par la formule III.4.

$$G = \frac{4\pi P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_f} \quad \text{III.4}$$

Ce gain est généralement nommé « gain réalisé ». Il est possible de définir un autre gain, nommé « gain intrinsèque », qui prend en compte les pertes d'adaptation traduites par le paramètre S_{11} de l'antenne. Ce gain intrinsèque est exprimé dans l'équation III.5.

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2} \quad \text{III.5}$$

III.2.1.3 La directivité

Par analogie avec le gain d'une antenne, la directivité d'une antenne traduit sa capacité à concentrer son rayonnement dans une direction (θ, φ) et dans la zone de champ lointain, mais par rapport à la puissance totale rayonnée, appelée P_r . La directivité s'exprime à partir de l'équation III.6.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad \text{III.6}$$

La puissance totale rayonnée s'exprime à partir de la formule III.7.



$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} P(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad \text{III.7}$$

Dans la direction de rayonnement maximale (θ_0, φ_0) , la directivité est appelée D, donnée par la formule III.8.

$$D = \frac{4\pi P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_r} \quad \text{III.8}$$

III.2.1.4 Le facteur de mérite

Le facteur de mérite d'un couple générateur+antenne, est défini comme étant le rapport entre l'amplitude crête du champ électrique rayonné à une distance $r(m)$ de l'antenne, et l'amplitude crête de la tension acceptée par l'antenne, qui peut être différente du signal injecté dans l'antenne si l'antenne est désadaptée. Le facteur de mérite est obtenu à partir de l'équation III.9.

$$f_{\text{mérite}} = \frac{E_{\text{crête}}}{V_{\text{crête}}} * r(m) \quad \text{III.9}$$

L'utilisation du facteur de mérite comme critère de performances de l'antenne implique que son fonctionnement soit linéaire.

III.2.1.5 Le diagramme de rayonnement

Classiquement, pour des antennes ULB, le comportement de ce type d'antenne en champ lointain peut être caractérisé à partir de la distribution spatiale du champ rayonné (diagramme de rayonnement transitoire) ou de son gain (diagramme de rayonnement harmonique).

Ces informations sont généralement décrites dans des plans de coupes particuliers : le plan horizontal (ou plan magnétique : plan H) et le plan vertical (ou plan électrique : plan E). Ces diagrammes de rayonnement mettent en valeur les directions principales du rayonnement de l'antenne. La Figure III-2 illustre ces différents plans de coupe de diagramme de rayonnement pour un système antenne ULB quelconque.



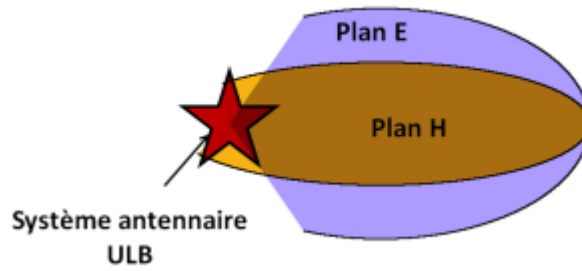


Figure III-2 Illustration des différents plans de coupe (plan E et plan H) de diagramme de rayonnement

III.2.2. Différents systèmes antennaires ULB

Dans cette partie, il sera présenté plusieurs types d'architecture de systèmes antennaires : l'architecture en réseau et l'architecture constituée d'une seule antenne. Chaque type d'architecture a été conçu afin de maximiser le gain dans une direction donnée.

III.2.2.1 Architecture en réseau

Depuis plusieurs années, l'architecture en réseau est très utilisée dans les systèmes antennaires ULB. L'intérêt de cette configuration, est que la conception des antennes est simplifiée, car les niveaux de puissances à supporter par éléments sont plus faibles. Deux types d'architecture en réseau sont principalement utilisés. La première consiste à alimenter le réseau d'antennes par le même générateur, la deuxième consiste à alimenter chaque antenne du réseau par un générateur. Ces deux architectures de réseaux d'antennes sont illustrées par la Figure III-3.

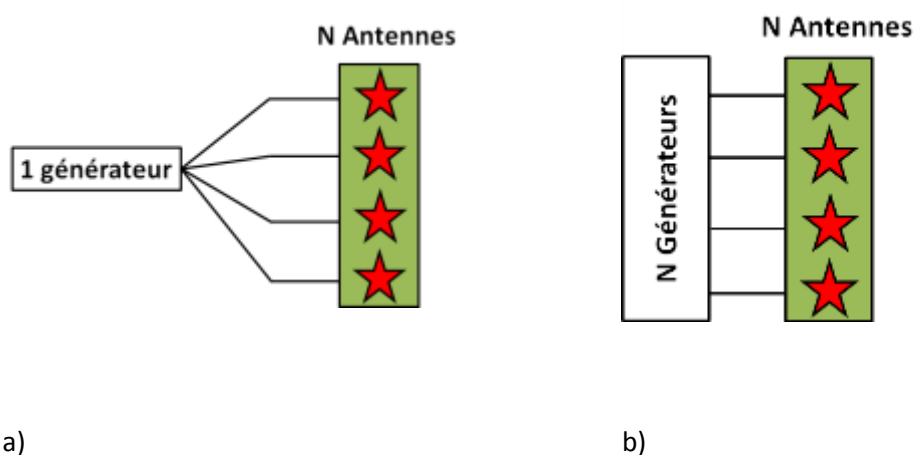


Figure III-3 a) 1 générateur N antennes b) N générateurs N antennes

La Figure III-4 est un exemple d'un système antenne dit « 1 générateur N antennes ». Cette configuration a été développée par Koshelev[55][56]. Pour les systèmes antennaires appelés « N

générateurs, N antennes », il est possible de citer en exemple les prototypes réalisés par le laboratoire XLIM, afin de détecter la présence d'objets dans le sol. Ces différents prototypes sont présentés à la Figure III-5. De manière générale, la mise en réseau d'éléments rayonnants, permet de maximiser le rayonnement du système global dans une direction donnée.

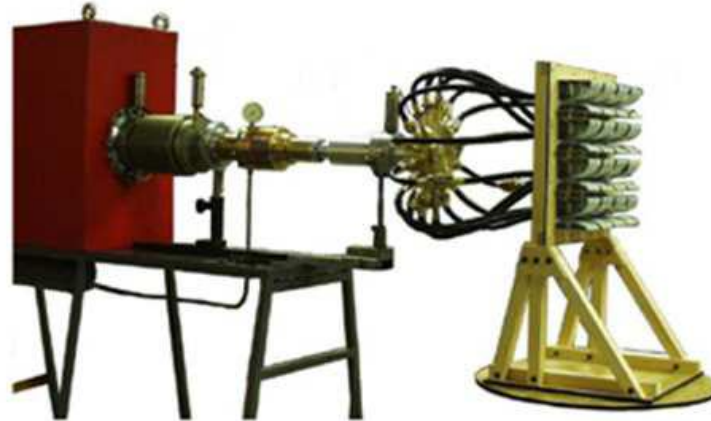


Figure III-4 Réseau de 16 antennes ULB conçu par Koshelev[56][55]



a)



b)

Figure III-5 a) Réseau 1D de 4 antennes Valentine [57] b) Réseau 2D de 12 antennes K [58]

III.2.2.2 Architecture une seule antenne alimentée par une seule source

L'architecture alimentant une seule antenne ULB par une source de forte puissance a surtout été développée aux Etats-Unis, notamment avec les travaux de C. E. Baum sur l'antenne IRA [59] (Impulse Radiating Antenna). Cette structure d'antenne possède des plans de symétrie qui peuvent être avantageusement utilisées, comme le montre la Figure III-6 qui est une photographie du système antennaire JOLT [60] correspondant à une demi IRA (Half Impulse Radiating Antenna) posée sur un plan de masse. Ce système, qui constitue un record mondial de puissance, est capable de rayonner un champ électrique (ramené à 1m) supérieur à 5 MV/m. Ce type d'antenne permet d'intégrer le générateur au plus près sous le plan de masse. Cependant sa conception et sa



fabrication est difficile, car elle doit supporter à ses bornes plusieurs centaines de mégawatts jusqu'à quelques gigawatts tout en ayant une bande passante de quelques GHz.



Figure III-6 Système antenne JOLT [60]

Cette antenne est constituée de trois parties : un réflecteur parabolique, une source d'excitation et un dipôle, comme le montre la Figure III-7. La source, placée au foyer géométrique de la parabole, émet une onde électromagnétique de forte puissance qui est rayonnée par le dipôle. L'onde se réfléchit sur le réflecteur parabolique. Au-delà de la distance dite de champ lointain qui dépend des dimensions de l'ouverture et du temps de montée du signal d'excitation, l'impulsion subnanoseconde générée atteint des niveaux très élevés (décroissance en $1/r$) : le facteur de mérite peut alors être supérieur à 5.

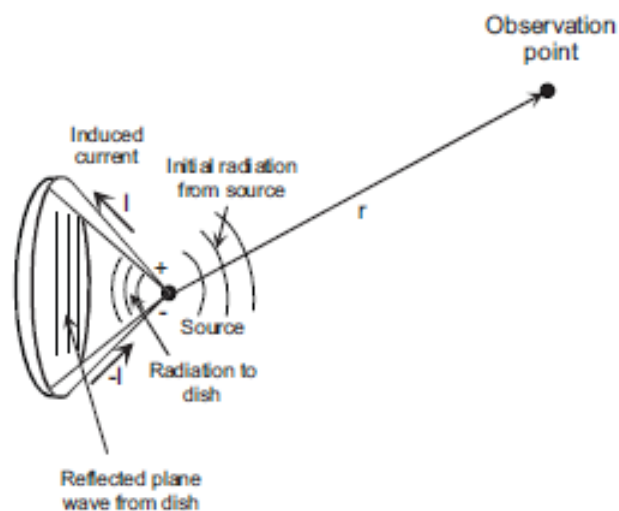


Figure III-7 Illustration du fonctionnement de l'antenne IRA[61]



La Figure III-8 donne la forme transitoire générique du signal focalisé à l'infini. Elle montre qu'il est composé de trois parties. La première partie, appelée prepulse, correspond au rayonnement arrière de la source d'excitation de l'antenne. La deuxième partie est l'impulsion utile subnanoseconde. La troisième partie, appelée postpulse, correspond au rayonnement parasite de l'antenne après formation de l'impulsion utile. Une des sources possible de ce rayonnement provient du courant réfléchi aux extrémités des brins au contact avec le réflecteur.

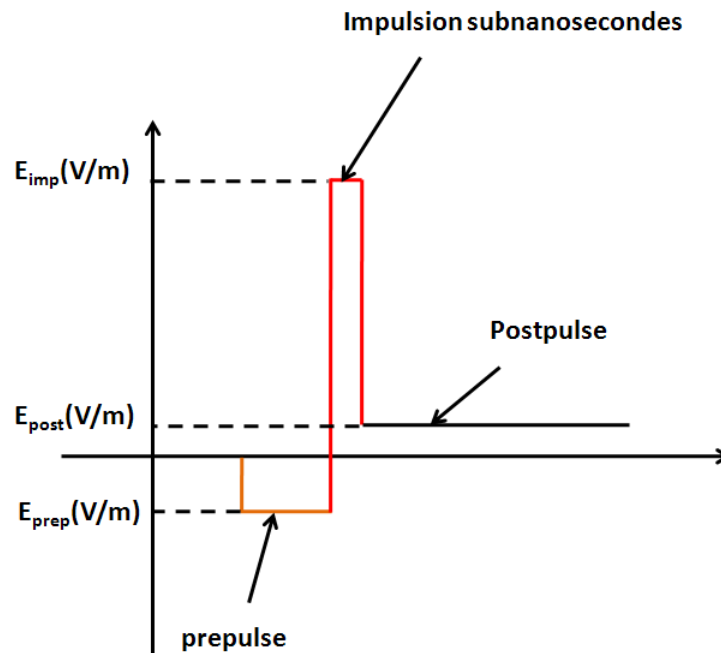


Figure III-8 Forme transitoire générique du signal focalisé par l'antenne IRA

III.2.2.3 Système antennaire dédié aux applications biologiques pour des impulsions subnanosecondes

Dans la littérature, il existe un type d'antenne développée pour des applications non invasives dans le but d'étudier les effets des impulsions électromagnétiques subnanosecondes. Il s'agit de l'antenne PSIRA (Prolate Spheroidal Impulse Radiating Antenna) imaginée par C. E. Baum[62][63]. Cette antenne est dérivée de l'antenne IRA, sauf que la focalisation du champ électrique se fait en champ proche. Comme pour l'antenne IRA, elle est constituée d'une source d'excitation, de brins métalliques et d'un réflecteur, qui n'est plus parabolique mais demi-elliptique. La géométrie de ce réflecteur dépend de deux paramètres : la profondeur et la hauteur. La profondeur est appelée a et la demi-hauteur est appelée b . Ces différents paramètres sont illustrés sur la Figure III-9. Ce type de géométrie impose aussi deux foyers géométriques dont les positions sont définies par l'équation

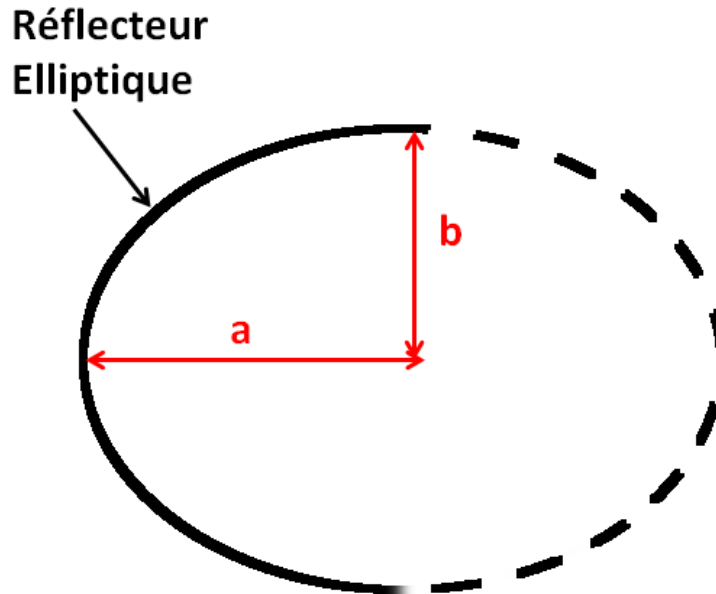


Figure III-9 Positionnement des paramètres a (profondeur) et b (demi hauteur) de l'antenne PSIRA

$$F_{1,2} = \pm\sqrt{a^2 - b^2} \quad \text{III.10}$$

La source d'excitation est placée au 1^{er} foyer, qui est situé à l'intérieur du réflecteur. Le champ électrique rayonné au point d'excitation est une onde sphérique qui se propage dans l'espace. Une partie de ce champ électrique est réfléchi par le réflecteur. C'est au niveau du 2nd foyer que le maximum de champ électrique est obtenu, car les réflexions provenant du réflecteur se retrouvent en phase à cette position et se somment, formant une impulsion subnanoseconde. Le champ électrique ainsi formé est polarisé linéairement suivant \vec{u}_x . La Figure III-10 est un schéma de principe du fonctionnement de cette antenne. Au niveau du second foyer, une tache se forme avec une longueur et un rayon maximal de quelques centimètres. La Figure III-11 est une photographie d'un prototype de demi PSIRA utilisé afin de valider le concept pour les travaux de thèse de Serhat Altunc[64].

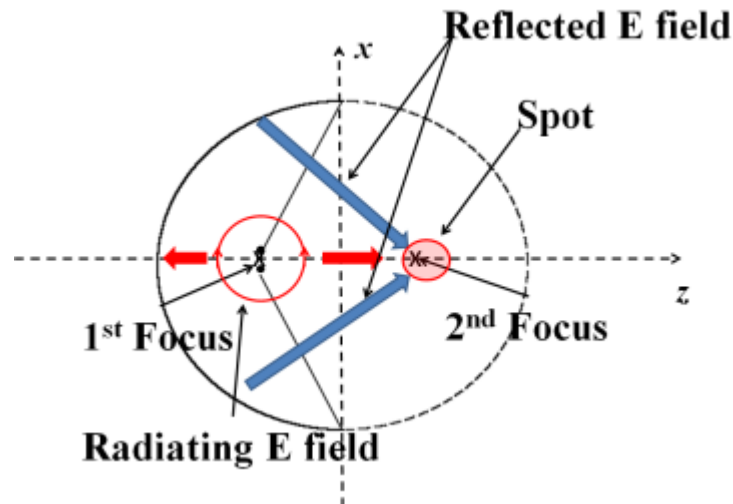


Figure III-10 Schéma de principe de l'antenne PSIRA

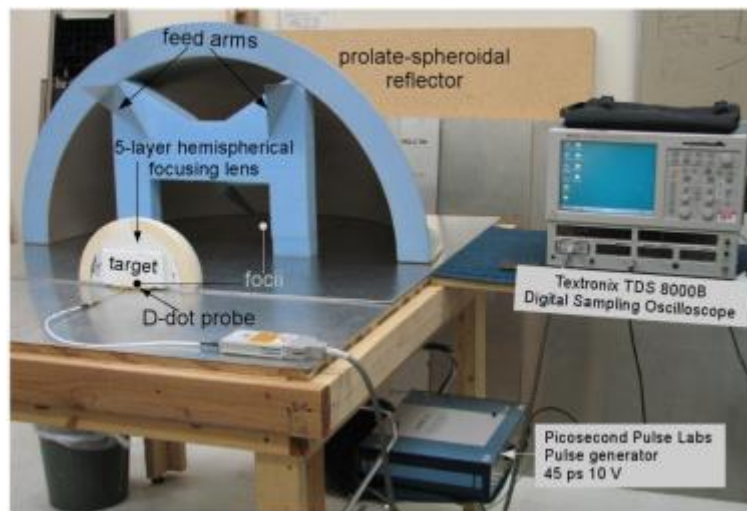


Figure III-11 Demie Demi-antenne PSIRA développée dans [64]

III.3. Etude de l'antenne PSIRA initiale

Les systèmes antennaires classiques ne sont pas adaptés à une utilisation d'impulsions subnanosecondes dans un cadre médical. En effet, pour de futures expérimentations *in Vivo* dans des tissus biologiques, il est nécessaire de former une tache de quelques cm^2 . L'antenne développée par C. E. Baum[62][63] et les différents travaux de thèses présentés dans [64][65] présentent un concept intéressant permettant de répondre à ce besoin. Il a donc été décidé d'étudier ce type d'antenne.

La description analytique de l'antenne PSIRA développée par C. E. Baum est présentée dans la partie Annexe 1 de ce mémoire dans le but d'appréhender les mécanismes de la formation de l'impulsion utile subnanoseconde et de la formation d'une tache de champ électrique de faibles dimensions. Des simulations numériques de l'antenne originale ont été effectuées en reprenant les caractéristiques dimensionnelles données dans [62][63][64][65][66][67].

III.3.1. Simulation de l'antenne PSIRA initiale

III.3.1.1 Géométrie des brins de l'antenne PSIRA initiale

Dans [62][63][64][65], l'antenne PSIRA étudiée garde des dimensions constantes, à savoir une profondeur de 62.5cm et une demi-hauteur de 50 cm. Les brins métalliques sont des brins triangulaires, comme le montre la Figure III-12.

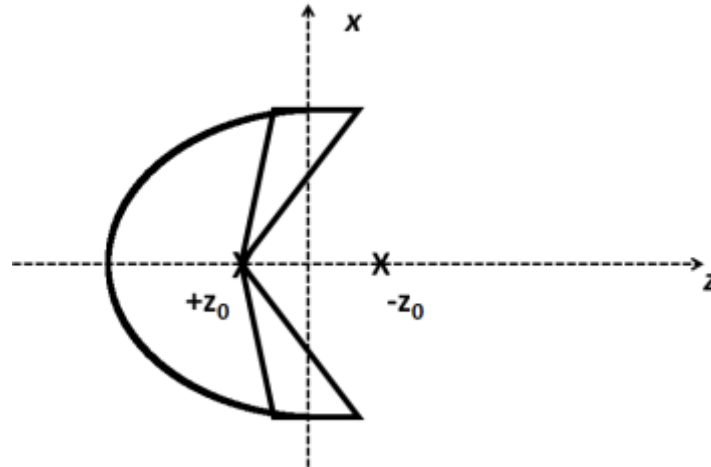
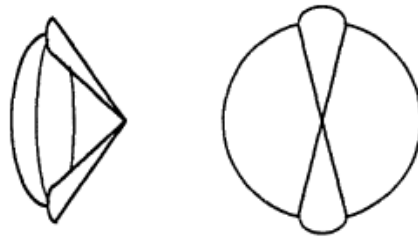


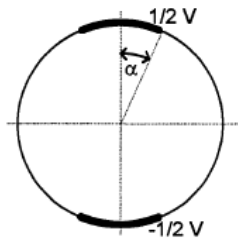
Figure III-12 Schéma de l'antenne PSIRA avec des brins triangulaires

Cette forme particulière de brin, a été choisie dès la conception de l'antenne IRA. Dans [68], le choix de cette géométrie a été justifié par une comparaison de gain normalisé en puissance pour différentes géométries présentées dans la Figure III-13. Les gains normalisés obtenus analytiquement dans [68] sont montrés dans la Figure III-14.

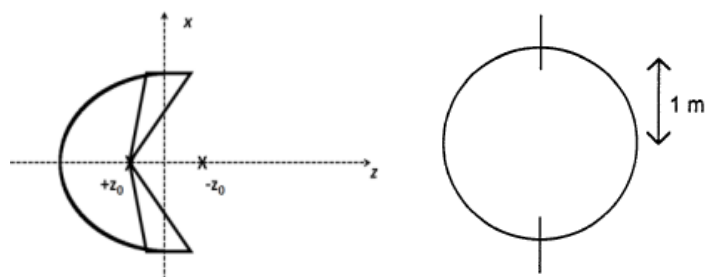




a)



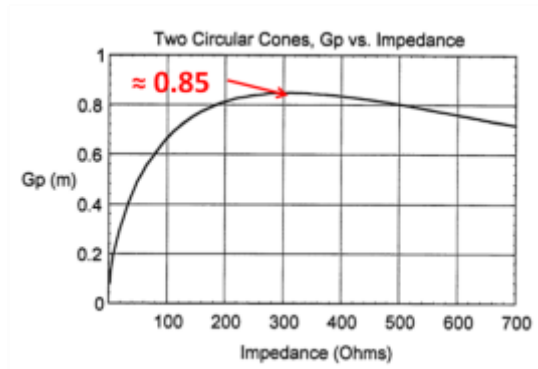
b)



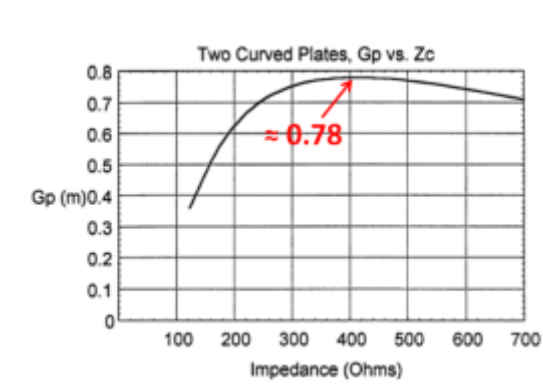
c)

Figure III-13 a) Dipôle avec des brins coniques b) Dipôle avec des brins adaptés à la forme du réflecteur c) Dipôle avec des brins triangulaires

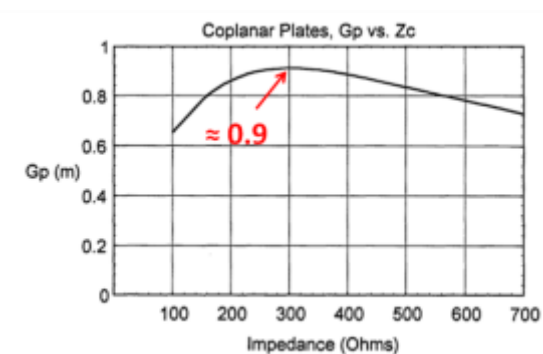




a)



b)



c)

Figure III-14 Gain normalisé en puissance en fonction de l'impédance a) Pour un dipôle à brins coniques b) Pour un dipôle avec des brins adaptés à la géométrie du réflecteur c) Pour un dipôle avec des brins triangulaires

Ces brins triangulaires sont définis par trois angles β_0 , β_1 et β_2 , comme le montre la Figure III-15.

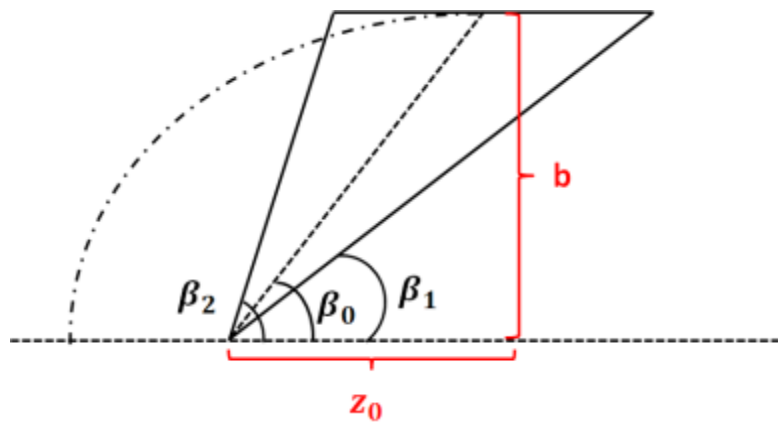


Figure III-15 Position des angles définissant les brins triangulaires

L'angle β_0 est calculé à partir de la formule III.11. La détermination des angles β_1 et β_2 est effectuée à partir de la projection stéréographique des brins. Ces projections sont appelées b_1 et b_2 . La projection stéréographique des brins triangulaires est similaire à celle des brins coniques, III.12 et III.13 donnent les coordonnées des points b_1 et b_2 d'après [69].

$$\beta_0 = \arctan\left(\frac{b}{z_0}\right) \quad \text{III.11}$$

$$b_1 = 2[a - z_0] \tan\left(\frac{\beta_1}{2}\right) \quad \text{III.12}$$

$$b_2 = 2[a - z_0] \tan\left(\frac{\beta_2}{2}\right) \quad \text{III.13}$$

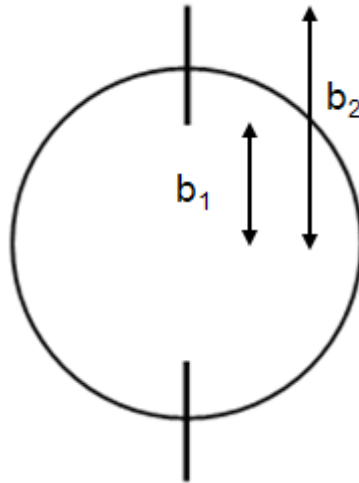


Figure III-16 Schéma de la projection stéréographique des brins de l'antenne PSIRA

Il est ensuite défini un paramètre m qui est le rapport entre les points b_1 et b_2 , comme le montre l'équation III.14. Ce paramètre m est relié au facteur géométrique par l'équation III.15, $K(m)$ et $K'(m)$, correspondant à des intégrales elliptiques. L'expression de $K(m)$ est donnée en III.16. Pour obtenir $K'(m)$, il suffit de remplacer m par $1-m$.

$$m = \frac{b_1^2}{b_2^2} = \frac{\tan^2\left(\frac{\beta_1}{2}\right)}{\tan^2\left(\frac{\beta_2}{2}\right)} \quad \text{III.14}$$

$$f_g = \frac{Z_c}{Z_0} = \frac{K(m)}{K'(m)} \quad \text{III.15}$$

$$K(m) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - m \sin^2(\theta)}} \quad \text{III.16}$$

Généralement, le facteur géométrique est connu. Par conséquent, il est possible d'obtenir une valeur de m , par le calcul, ou bien à l'aide de la Table 17.3 tirée de [70] (voir Annexe 2). En connaissant ce paramètre, il est possible de relier les angles β_1 et β_2 à l'angle β_0 par les formules III.17 et III.18 qui proviennent de [69].



$$\beta_1 = 2 \arctan \left(m^{1/4} \tan \left(\frac{\beta_0}{2} \right) \right) \quad \text{III.17}$$

$$\beta_2 = 2 \arctan \left(\frac{\tan \left(\frac{\beta_1}{2} \right)}{m^{1/2}} \right) \quad \text{III.18}$$

Pour l'antenne initiale, ces différents angles ont été calculés à partir d'une impédance fixée. Le choix de cette impédance a été déterminé en fonction de deux facteurs dans [68]. Le premier facteur, est que les performances, notamment le gain en puissance, sont optimales pour des impédances de l'ordre de quelques centaines d'Ohms, comme le prouve la Figure III-14. Pour un dipôle à brins triangulaires, cette impédance optimale est de 300Ω. Généralement, les générateurs d'impulsions ont une impédance de sortie de 50Ω, par conséquent, il est nécessaire d'adapter l'impédance d'entrée de l'antenne à l'impédance du générateur associé. Pour cette structure d'élément de type dipolaire, il est généralement inséré entre le générateur et l'antenne, un « balun » pour symétriser l'alimentation du dipôle. Dans la pratique, quand il est possible de choisir l'impédance de l'antenne, il est préférable de choisir une impédance d'entrée qui soit un multiple de 2 pour simplifier la conception du « balun ». C'est pourquoi, une impédance de 400Ω a été choisie initialement dans les différentes études menées sur l'antenne IRA avec deux brins [59][60][68]. Cette impédance a été gardée par la suite pour l'étude de l'antenne PSIRA[62][63][64][65]. Pour cette impédance, le terme f_g vaut donc 1.06.

Pour les dimensions de l'antenne PSIRA initiale et une impédance de 400Ω, les valeurs des angles β_0 , β_1 et β_2 sont données dans le Tableau III-1.

Tableau III-1 Valeurs des angles β_0 , β_1 , β_2

β_0	53.1°
β_1	47°
β_2	59.6°

La Figure III-17 est une vue 3D de la CAO réalisée sous le logiciel CST Studio®. La source d'excitation utilisée pour alimenter l'antenne est un port discret d'impédance 400Ω. Le gap entre les deux brins est de 5mm. Ce gap entre les brins modifie leurs géométries comme le montre la Figure III-18.



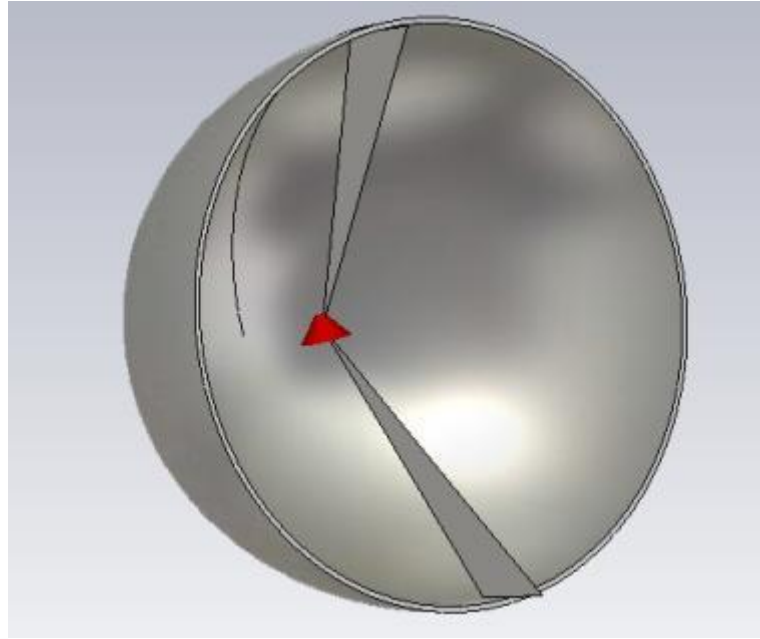


Figure III-17 CAO 3D de l'antenne PSIRA initiale

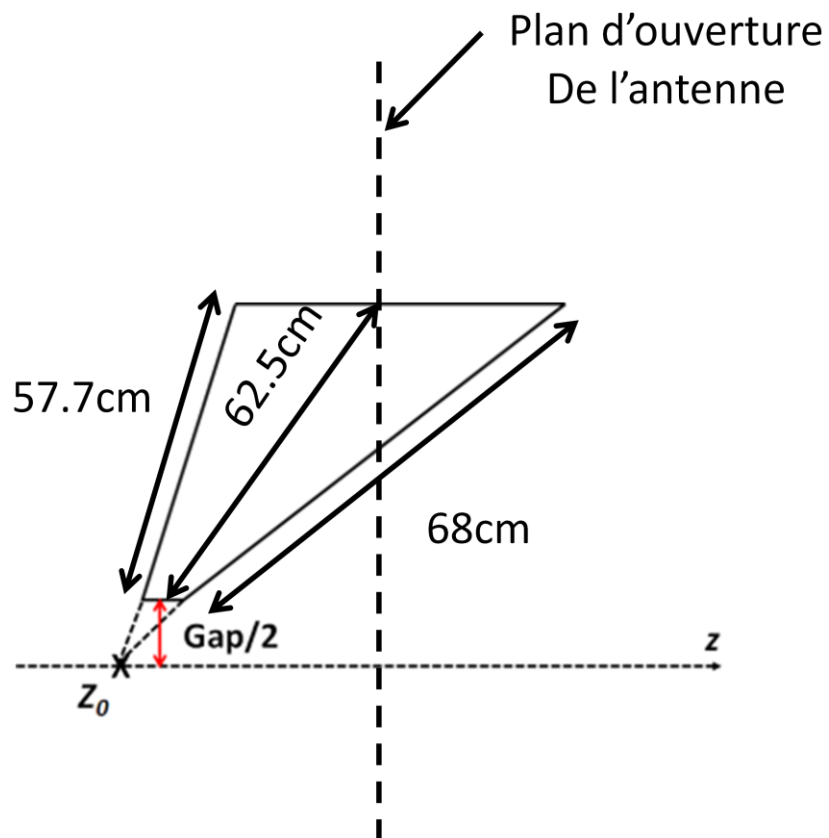


Figure III-18 Schémas de la modification de la géométrie des brins imposée par le gap entre chaque brin

III.3.1.2 Adaptation de l'antenne : Paramètre S_{11} de l'antenne PSIRA initiale

Une étude du paramètre S_{11} de l'antenne a été effectuée dans une bande de fréquence allant de 100MHz à 10GHz. Pour la simulation, le logiciel CST Studio est utilisé ®.

La Figure III-19 donne le paramètre S_{11} de l'antenne PSIRA initiale. Elle montre qu'en basse fréquence, de 100 MHz à 500MHz, le S_{11} est supérieur à -10dB, montrant ainsi que les réflexions de l'antenne sont importantes dans cette bande de fréquence. Ces réflexions en basse fréquence viennent du fait que les brins de l'antenne sont reliés au réflecteur qui lui-même est relié à la masse de l'ensemble. Au-delà de 500MHz, le S_{11} est inférieur à -10dB, indiquant que l'antenne est bien adaptée à 400Ω dans cette bande.

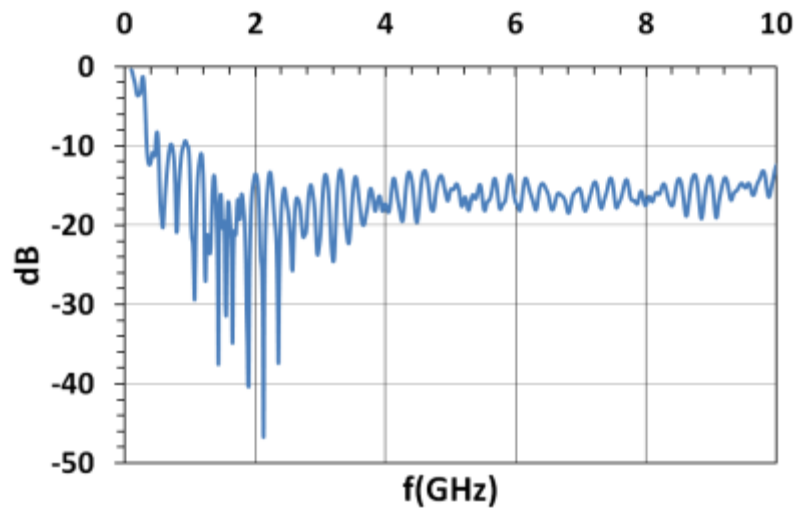


Figure III-19 Paramètre S_{11} de l'antenne PSIRA développée par Baum

Le paramètre S_{11} présente des résonances périodiques de différentes natures. La fréquence entre chaque résonance est estimée comme étant égale à 230MHz. Une sur-résonance périodique est aussi observée, avec un écart de 1.1GHz, comme l'indique la Figure III-20.

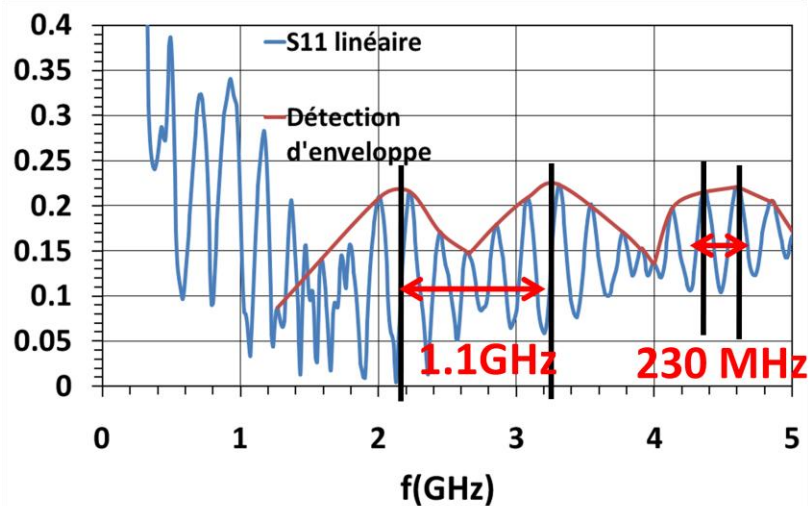


Figure III-20 Paramètre S_{11} linéaire de l'antenne PSIRA de C. E. Baum

Ces résonances sont provoquées par la longueur du dipôle rayonnant, qui est proche de la longueur d'onde associée à 230MHz, qui est de 1.3m.

III.3.1.3 Simulation de l'antenne PSIRA dans le domaine temporel

Des simulations ont aussi été effectuées en utilisant un signal double exponentielle ayant les mêmes caractéristiques que celui utilisé durant l'étude analytique. Sous le logiciel CST Studio®, les amplitudes crêtes des signaux d'excitation sont calculées afin de normaliser la puissance de l'excitation à 1W en fonction de l'impédance de l'accès utilisé. Pour une impédance de 400Ω , l'amplitude crête du signal double exponentielle sera donc de 20V, pour une impédance de 50Ω , elle est de 7V. La Figure III-21 donne le signal d'excitation avec le signal réfléchi aux bornes de l'accès discret d'excitation de l'antenne. Cette figure montre que de fortes réflexions apparaissent. Ces réflexions proviennent de la désadaptation d'impédance en basses fréquences.

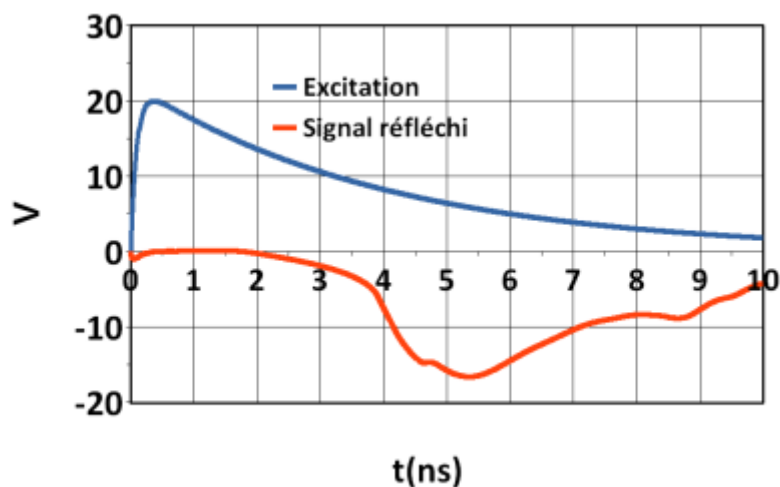


Figure III-21 Tensions aux bornes du port discret pour l'antenne PSIRA initiale

La Figure III-22 donne l'évolution transitoire du champ électrique au second foyer de chaque antenne. Pour l'antenne initiale développée par Baum, la forme du signal obtenu correspond à celle décrite par la théorie pour le prepulse et l'impulsion utile, mais pas pour le postpulse, qui pourrait être perturbé par un rayonnement parasite provoqué par le courant réfléchi en extrémité des brins. L'instant d'arrivée de ce rayonnement parasite peut être déduit par la formule III.19. D'après les dimensions de l'antenne données précédemment, le temps d'apparition de ce rayonnement parasite est de 7.5ns, ce temps est cohérent avec le champ électrique transitoire obtenu en simulation. Le Tableau III-2 donne les différentes caractéristiques de ce signal.

$$t_{parasite} = \frac{(2a + 2b)\sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad \text{III.19}$$

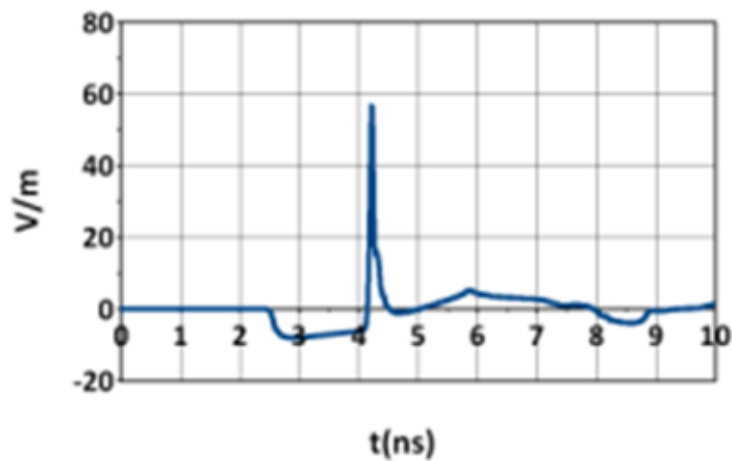


Figure III-22 Champ électrique transitoire obtenu au second foyer de l'antenne PSIRA initiale

Tableau III-2 Amplitudes de prepulse et d'impulsion, largeur d'impulsion et facteur de mérite de l'antenne du champ électrique transitoire au second foyer de l'antenne pour l'antenne PSIRA initiale

prepulse	8V/m
impulsion	56.6V/m
Δt impulsion	80ps
facteur de mérite	2.83m ⁻¹

III.3.1.4 Détermination des dimensions de la tache

Un autre paramètre à prendre en compte dans l'étude de l'antenne PSIRA est la forme de la tache formée au second foyer de ces deux antennes ainsi que ses dimensions. La Figure III-23 donne l'évolution de la tache à plusieurs instants pour cette antenne. Sur cette figure, la formation de la tache est nettement visible. Cette figure montre aussi que la tache ainsi formée est très localisée. Afin de quantifier les dimensions de ces taches, une cartographie 2D des amplitudes crêtes maximales de champ électrique dans tout l'espace de calcul a été établie. A partir de cette cartographies, les amplitudes crêtes de champ électrique ont été relevées afin d'établir un profil de la tache sur les axes x et z. La Figure III-24 donne la configuration qui a permis de relever ces données.

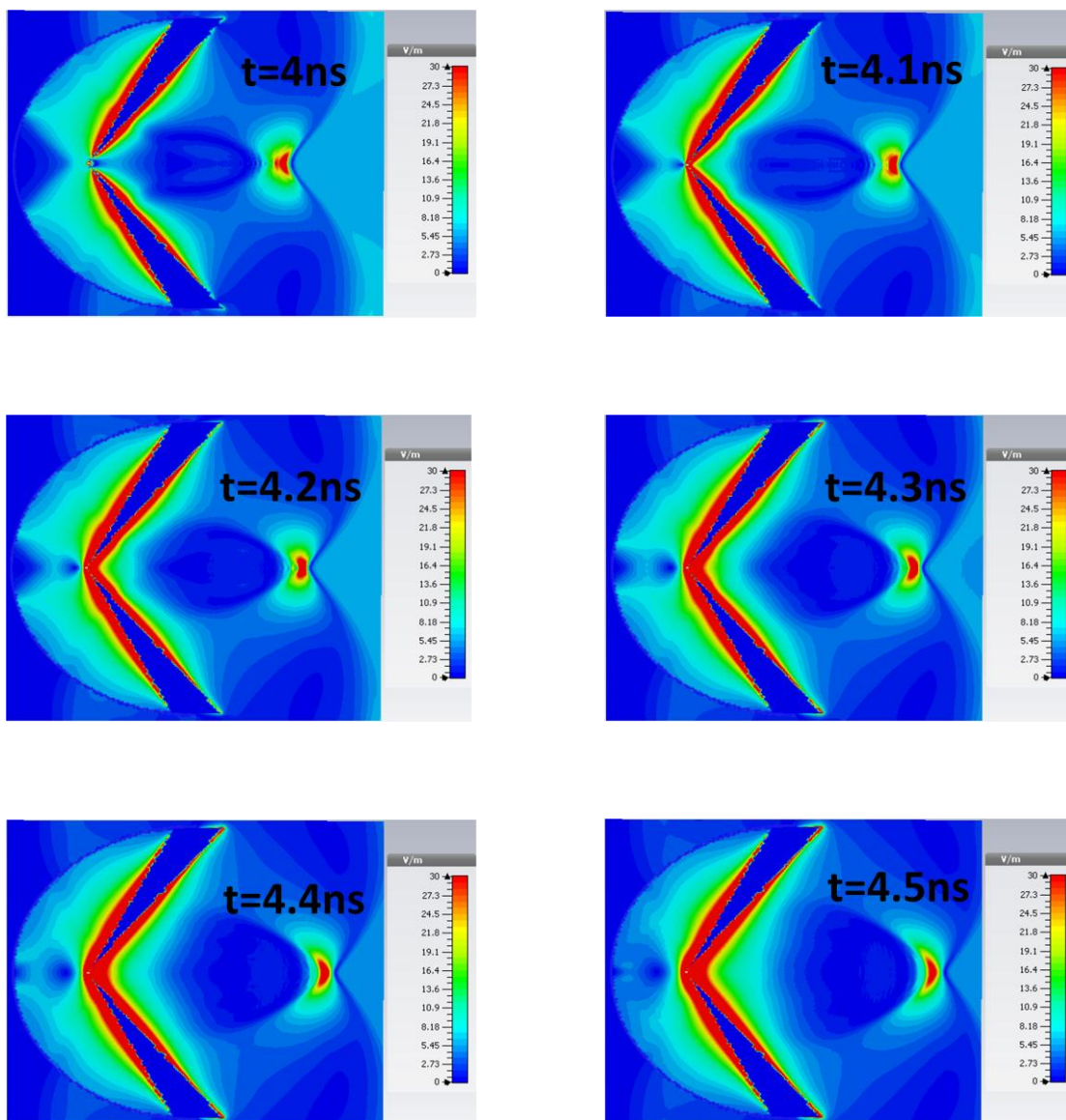


Figure III-23 Evolution temporelle de la tache générée par l'antenne PSIRA développée par C. E. Baum

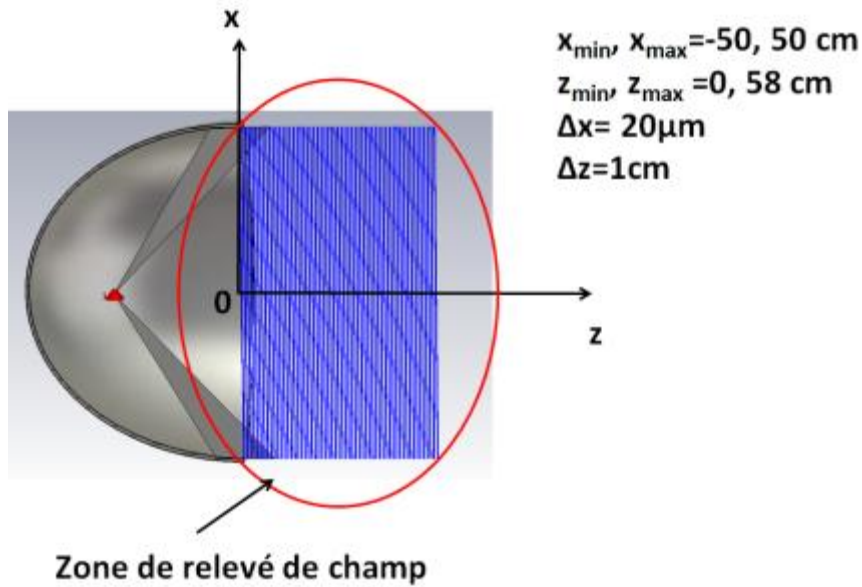


Figure III-24 Configuration du relevé des valeurs maximales de champ électrique

La Figure III-25 donne la cartographie 2D des valeurs maximales des amplitudes crêtes de champ électrique. La Figure III-26 donne le profil, normalisé par rapport à l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer, des maxima de champ électrique suivant les axes x et z , normalisé par rapport à l'amplitude crête de l'impulsion subnanoseconde obtenue au second foyer. Le Tableau III-3 donne les dimensions de la tache à 70% et 50% de l'amplitude crête du signal au second foyer de l'antenne.

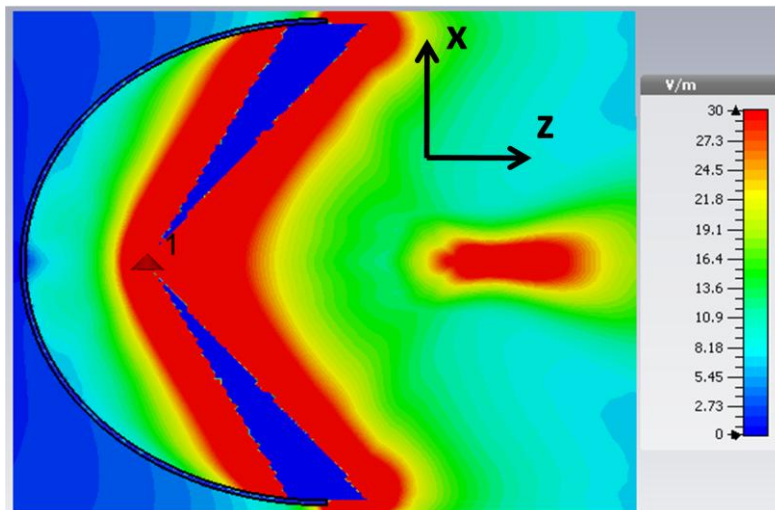
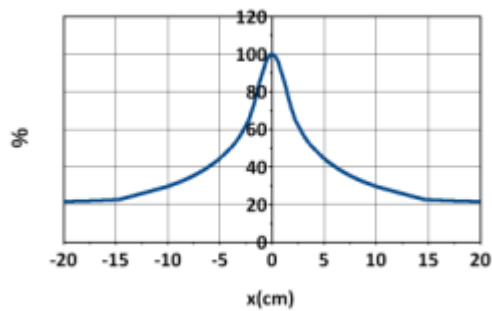
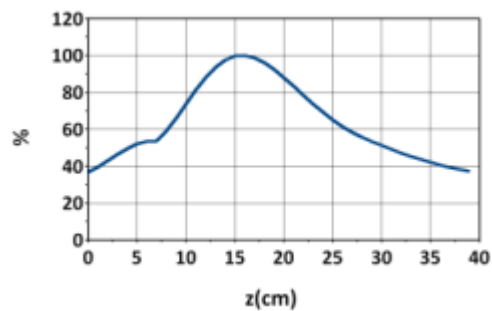


Figure III-25 Cartographie 2D des amplitudes crêtes de champ électrique pour l'antenne PSIRA initiale



a)



b)

Figure III-26 a) Profil normalisé des maxima de champ électrique suivant l'axe x pour l'antenne PSIRA initiale
 b) Profil normalisé des maxima de champ électrique suivant l'axe z pour l'antenne PSIRA initiale

Tableau III-3 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer de l'antenne PSIRA avec un monopôle conique

Diamètre à 70% (axe x)	4cm
Diamètre à 50% (axe x)	8cm
Longueur à 70% (axe z)	14.8cm
Longueur à 50% (axe z)	26.25 cm

III.3.2. Conclusions

Dans cette partie, les différents mécanismes de la formation du champ électrique généré au second foyer de l'antenne PSIRA ont été décrits grâce aux différentes études analytiques menées sur l'antenne IRA[59][68][69]. Cette étude analytique a été par la suite appliquée pour l'antenne PSIRA [62][63][64][65]. Ces différentes études ont montré que l'impulsion rayonnée par l'antenne PSIRA était composée de trois parties : un prepulse qui correspond au rayonnement du dipôle rayonnant, l'impulsion utile formée à partir du champ électrique réfléchi par le réflecteur et d'un postpulse. Afin de vérifier cette étude analytique, une étude numérique a été menée avec le logiciel CST Studio®. Les dimensions de l'antenne utilisées sont les mêmes que celles données dans [62][63][64][65], pour une impédance de 400Ω . Les résultats obtenus ont montré que la forme du champ électrique transitoire ainsi obtenue est semblable à celle décrite par l'étude analytique, sauf pour le postpulse qui est perturbé par un rayonnement parasite. Dans cette étude, les dimensions de la tache de champ électrique ont aussi été estimées. Cette tache est très localisée dans l'espace, mais ses dimensions sont trop importantes. Par la suite, il sera nécessaire de tenter de les réduire. De plus, cette étude ne prend pas en compte la présence d'un tissu biologique, qui pourrait venir perturber la formation de la tache. Ce paramètre sera donc important à prendre en compte afin de concevoir un prototype opérationnel.

III.4. Problématiques de la pénétration d'une onde électromagnétique dans un tissu biologique

III.4.1. Caractéristiques diélectriques des tissus biologiques

Les tissus biologiques, d'un point de vue électromagnétique ont une capacité isolante, mais aussi des pertes qui se traduisent par la circulation de courants électriques qui dissipent la puissance transmise par effet Joule. La capacité isolante de ces matériaux, ainsi que leurs pertes sont réunies par une permittivité relative complexe décrite par la formule III.20.

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \quad \text{III.20}$$

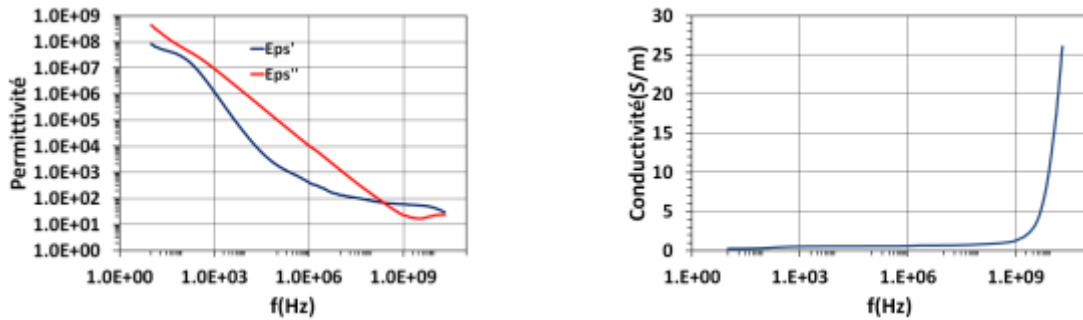
La partie réelle de cette permittivité traduit la capacité isolante des matériaux, la partie imaginaire traduit par contre les pertes des matériaux et est appelée « absorption diélectrique ». A partir de l'absorption diélectrique, il est possible de déterminer la conductivité diélectrique des matériaux à l'aide de la formule III.21 lorsqu'un champ électrique alternatif est appliqué.



$$\sigma_d = \omega \varepsilon_0 \varepsilon''(\omega)$$

Dans la littérature, il existe plusieurs études traitant de la mesure de la permittivité complexe de différents tissus biologiques, aussi bien humains qu’animaux, les premiers résultats publiés datant de la fin des années 30. C. Gabriel et S. Gabriel ont répertorié dans [71] tous les résultats des différentes études de mesures de caractéristiques diélectriques de tissus biologiques. Ces mêmes chercheurs ont par la suite effectué des mesures de permittivité complexe sur une très large bande allant de 10Hz à 10GHz [72] avec des tissus provenant de différentes origines : ovine, porcine et humaine.

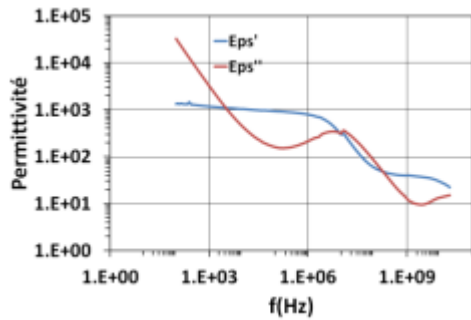
Les Figure III-27, la Figure III-28 et la Figure III-29 montrent la permittivité complexe relative et la conductivité de différents organes du corps humain.



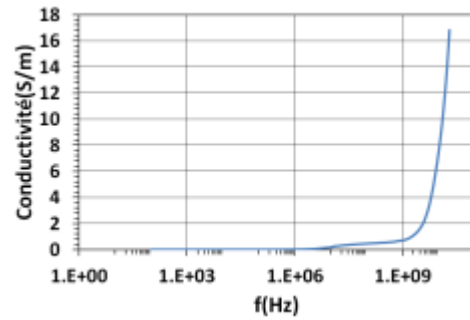
a) b)
Figure III-27 a) Permittivité complexe de muscle humain b) Conductivité de muscle humain [72]

De manière générale, les résultats obtenus par C. Gabriel et S. Gabriel donnent une partie réelle et une partie imaginaire très élevées de la permittivité complexe de chaque tissu testé. Il faut étudier les paramètres de propagation d’une onde électromagnétique dans ce type de milieu, afin de trouver la configuration la plus favorable pour optimiser la distance de propagation.



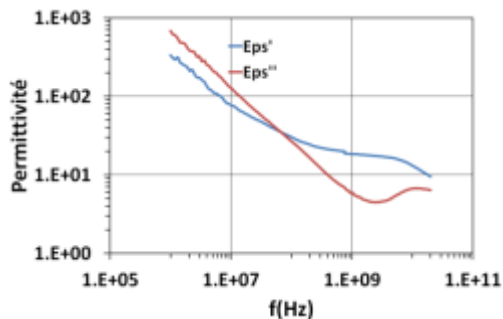


a)

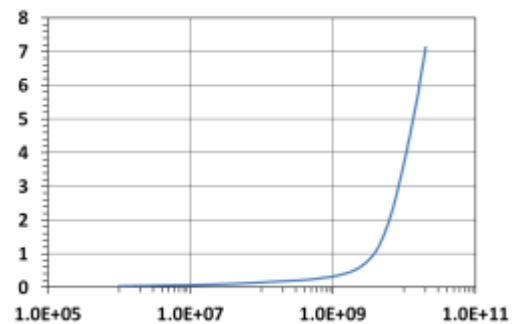


b)

Figure III-28 a) Permittivité complexe de la peau humaine b) Conductivité de la peau humaine



a)



b)

Figure III-29 a) Permittivité complexe d'os humain b) Conductivité d'os humain

III.4.2. Etude de la propagation d'une onde électromagnétique plane à l'intérieur de tissus biologiques

III.4.2.1 Configuration de l'analyse analytique

La Figure III-30 présente la configuration utilisée afin d'étudier la propagation d'une onde électromagnétique à l'intérieur d'un tissu biologique. L'onde est générée dans un milieu diélectrique parfait, afin qu'elle puisse arriver au niveau de l'interface sans atténuation. Le milieu 2 est un milieu à pertes et la permittivité complexe utilisée est celle du muscle présentée dans la Figure III-27. Ces deux milieux sont considérés comme étant infinis. L'observation du champ électrique à l'intérieur du milieu 2 se fait sur une distance de 1m. Afin de simplifier l'étude, le modèle d'une onde électromagnétique à incidence normale est utilisé. Sur le schéma de la Figure III-30, les termes E_i et H_i sont respectivement le champ électrique et le champ magnétique incident. Les termes E_r et H_r quant à eux, correspondent aux champs électrique et magnétique réfléchi au niveau de l'interface entre les deux milieux. Le champ électrique et le champ magnétique transmis dans le milieu 2 sont représentés par les termes E_t et H_t .



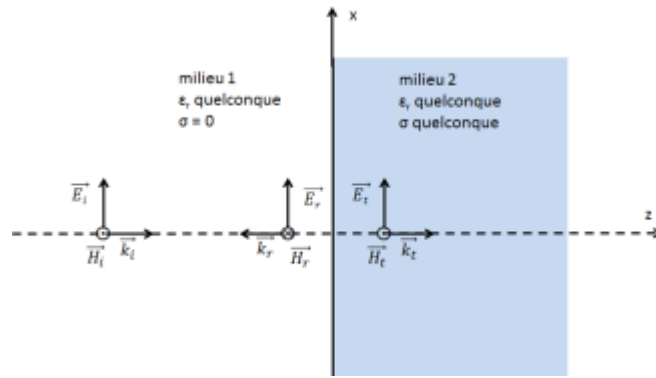


Figure III-30 Configuration pour une onde plane à incidence normale

III.4.2.1.1. Propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu réel

Dans un milieu diélectrique à pertes, l'évolution de la propagation d'une onde électromagnétique est obtenue à partir des équations de Maxwell pour un milieu réel à permittivité complexe dont les formules III.22, III.23, III.24 et III.25 sont des rappels, avec E et H étant respectivement le champ électrique et le champ magnétique.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{\rho_c(\vec{r}, t)}{\varepsilon} \quad \text{III.22}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H}(\vec{r}, t) = 0 \quad \text{III.23}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\mu \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad \text{III.24}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}(\vec{r}, t) = \sigma_{dc} \vec{E}(\vec{r}, t) + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad \text{III.25}$$

Le terme ρ_c correspond à la densité de charge du matériau, le terme μ correspond à la perméabilité du matériau, le terme ε à la permittivité du matériau et le terme σ_{dc} à la conductivité du matériau lorsqu'un courant continu est appliqué. Dans la pratique, le terme ρ_c est considéré comme étant nul.

Les équations III.26, III.27, III.28 et III.29 sont les équations de Maxwell en régime harmonique.



$$\nabla \cdot \vec{E}(\vec{r}) = 0 \quad \text{III.26}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad \text{III.27}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu\vec{H}(\vec{r}) \quad \text{III.28}$$

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}) = \sigma_{dc}\vec{E}(\vec{r}) + j\omega\varepsilon\vec{E}(\vec{r}) \quad \text{III.29}$$

Avec les équations III.20 et III.29, il est possible de définir une permittivité équivalente.

$$\underline{\varepsilon_e(\omega)} = \varepsilon'(\omega) - j \left(\frac{\sigma_{dc}}{\omega} + \varepsilon''(\omega) \right) \quad \text{III.30}$$

Les équations différentielles de la propagation du champ électrique et du champ magnétique III.31 et III.32, encore appelées équations de Helmholtz, sont obtenues à partir des équations de Maxwell.

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}) - \underline{\gamma^2} \vec{E}(\vec{r}) = 0 \quad \text{III.31}$$

$$\Delta \vec{H}(\vec{r}) - \underline{\gamma^2} \vec{H}(\vec{r}) = 0 \quad \text{III.32}$$



Dans le cas d'une onde électromagnétique plane, les équations III.31 et III.32 admettent les solutions suivantes :

$$\underline{\vec{E}} = \vec{E} e^{-\underline{\gamma} \vec{r}} \quad \text{III.33}$$

$$\underline{\vec{H}} = \vec{H} e^{-\underline{\gamma} \vec{r}} \quad \text{III.34}$$

Le terme $\underline{\gamma}$ correspond au paramètre de propagation dans le milieu et vaut :

$$\underline{\gamma} = j\omega \sqrt{\mu \underline{\epsilon}_e(\omega)} = \alpha + j\beta \quad \text{III.35}$$

Le terme α correspond au paramètre d'atténuation de l'onde dans le milieu, son unité est le Np/m, le terme β correspond au paramètre de déphasage de l'onde à l'intérieur du milieu, son unité est le rad/m.

L'impédance complexe du milieu est définie par l'équation III.36.

$$\frac{|\underline{\vec{E}}|}{|\underline{\vec{H}}|} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\underline{\epsilon}_e(\omega)}} \quad \text{III.36}$$

III.4.2.1.2. Interaction d'une onde électromagnétique au niveau de l'interface entre un milieu diélectrique sans pertes et un milieu diélectrique réel

Les différents paramètres décrivant la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu réel sont désormais définis. Il reste maintenant à étudier l'interaction d'une onde électromagnétique au niveau de l'interface entre les deux milieux. Comme il a été dit précédemment, le milieu de génération de l'onde est un milieu diélectrique sans pertes avec une permittivité fixe. Pour rappel, dans un tel milieu, les solutions des équations III.31 et III.32 sont données dans les équations III.37 et III.38, avec le terme k qui correspond au nombre d'onde dans un milieu sans pertes.



$$\underline{\vec{E}} = \vec{E} e^{-j\vec{k}\vec{r}} \quad \text{III.37}$$

$$\underline{\vec{H}} = \vec{H} e^{-j\vec{k}\vec{r}} \quad \text{III.38}$$

$$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad \text{III.39}$$

Par rapport à la Figure III-30, les expressions du champ électrique et du champ magnétique incident dans le milieu 1 sont rappelées dans III.40 et III.41.

$$\underline{\vec{E}}_i = E_0 e^{-jk_1 z} \vec{u}_x \quad \text{III.40}$$

$$\underline{\vec{H}}_i = \frac{E_0}{\eta_1} e^{-jk_1 z} \vec{u}_y \quad \text{III.41}$$

Pour le champ électrique et magnétique réfléchi au niveau de l'interface, il faut introduire un coefficient de réflexion appelé Γ . Les expressions du champ électrique et du champ magnétique réfléchis sont rappelées par III.42 et III.43.

$$\underline{\vec{E}}_r = \Gamma E_0 e^{jk_1 z} \vec{u}_x \quad \text{III.42}$$

$$\underline{\vec{H}}_r = -\frac{\Gamma E_0}{\eta_1} e^{jk_1 z} \vec{u}_y \quad \text{III.43}$$

Pour le champ électrique et magnétique transmis dans le milieu 2, il faut introduire un coefficient de transmission appelé T . Les expressions du champ électrique et du champ magnétique transmis sont rappelées par III.44 et III.45.



$$\underline{\vec{E}}_t = TE_0 e^{-\gamma_2 z} \underline{\vec{u}}_x \quad \text{III.44}$$

$$\underline{\vec{H}}_t = \frac{TE_0}{\eta_2} e^{-\gamma_2 z} \underline{\vec{u}}_y \quad \text{III.45}$$

Les coefficients de réflexion et de transmission sont déterminés par l'établissement des conditions limites au niveau de l'interface entre les deux milieux. Cette interface est positionnée en $z=0$. Le milieu 2 est considéré comme étant un diélectrique à pertes, par conséquent les courants en surface de ce milieu sont nuls. Dans cette configuration, les expressions du coefficient de réflexion et de transmission données dans III.46 et III.47, sont exprimées ici en fonction de l'impédance des deux milieux.

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad \text{III.46}$$

$$T = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad \text{III.47}$$

III.4.2.2 Etude analytique de la pénétration d'une onde électromagnétique dans un muscle

L'étude analytique de la pénétration d'onde à l'intérieur d'un milieu à pertes, dont la permittivité complexe correspond à celle d'un muscle, s'est effectuée en faisant varier plusieurs paramètres. Le premier paramètre à faire varier est la fréquence de l'onde électromagnétique générée, afin d'observer l'évolution de la pénétration d'onde en fonction de la fréquence. Le deuxième paramètre à faire varier, est la permittivité du milieu 1, afin d'obtenir un milieu de génération d'onde adéquat afin de maximiser la pénétration de l'onde à l'intérieur du milieu 2. L'amplitude du champ électrique généré dans le milieu 1 est de 1 V/m. Pour le milieu de génération de l'onde, 3 permittivités relatives ont été choisies : 1 correspondant au vide, 40 correspondant à la glycérine et 81 correspondant à l'eau.



La Figure III-31 Paramètre d'atténuation du muscle donne l'évolution du paramètre d'atténuation du milieu en fonction de la fréquence. Elle montre que le paramètre d'atténuation augmente avec la fréquence, pour atteindre 200 Np/m à 10GHz, ce qui implique que pour les hautes fréquences, à partir de 1 MHz, l'onde pénétrant à l'intérieur du milieu 2 sera fortement atténuée.

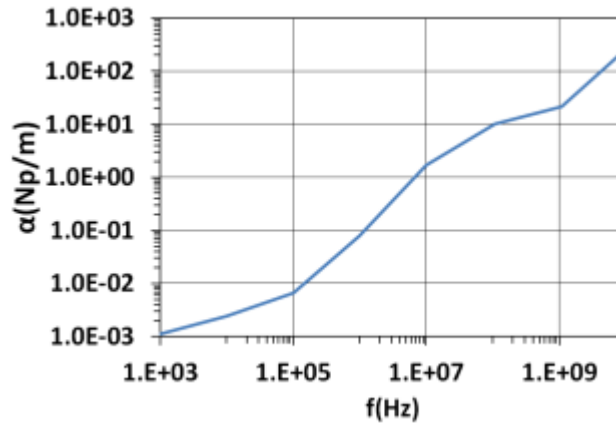


Figure III-31 Paramètre d'atténuation du muscle

La Figure III-32 donne l'évolution du champ électrique réfléchi au niveau de l'interface en fonction de la fréquence et de la permittivité relative du milieu d'excitation. Elle montre qu'à 1kHz, l'amplitude du champ électrique réfléchi est quasiment égale à l'amplitude de l'onde incidente. Cela s'explique par le fait qu'à cette fréquence, la permittivité du milieu est plus élevée que celles utilisées pour cette étude. L'atténuation de la permittivité du milieu 2 en fonction de la fréquence, impose l'atténuation de la réflexion au niveau de l'interface pour chaque cas. Par contre, pour une permittivité relative du milieu d'excitation égale à 1, le champ électrique réfléchi reste très élevé, par rapport à celui obtenu pour les deux autres permittivités relatives. Cette différence s'explique par le fait que la permittivité relative, correspondant à la partie réelle de la permittivité complexe du milieu 2, s'approche de la permittivité relative du milieu 1 lorsqu'elle est égale à 40 où à 81.

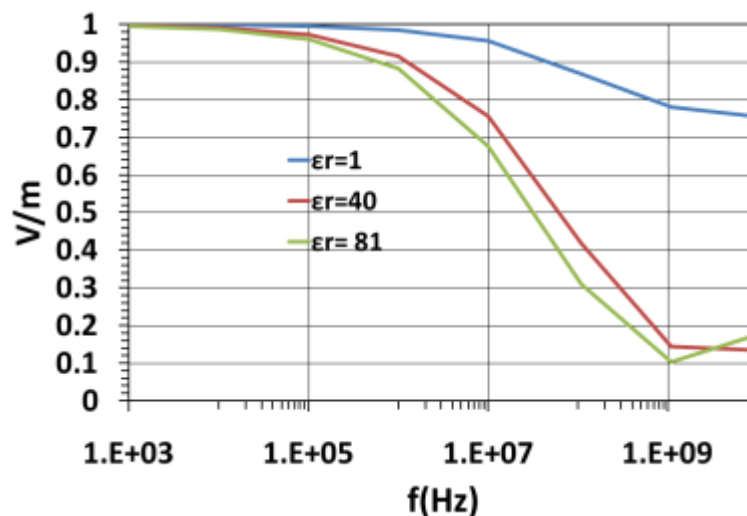
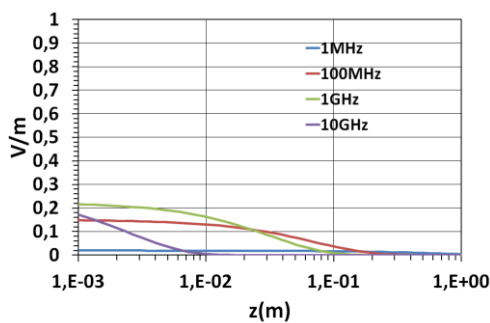


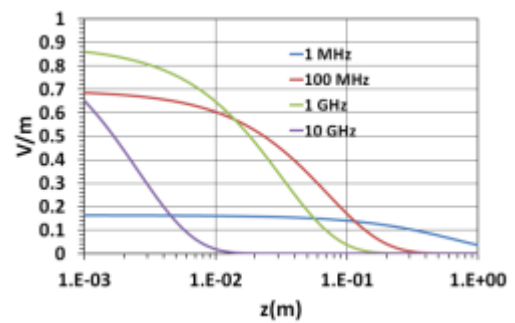
Figure III-32 Champ électrique réfléchi au niveau de l'interface entre les deux milieux



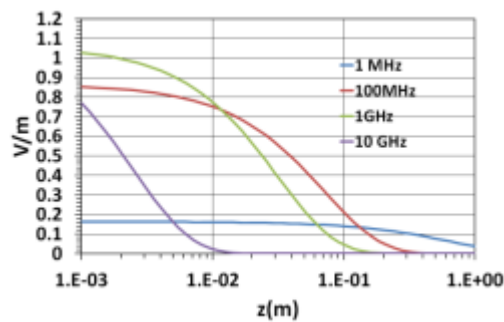
La Figure III-33 présente le champ électrique transmis à l'intérieur du milieu pour chaque cas en fonction de la distance et pour quatre fréquences : 1 MHz, 100 MHz, 1GHz et 10 GHz. La Figure III-34 représente des histogrammes d'amplitudes de champ électrique à trois distances : 1mm, 1cm et 10 cm. Ces différentes figures montrent trois particularités. Premièrement, elles montrent qu'utiliser l'air comme milieu de génération de l'onde électromagnétique n'est pas une solution viable pour atteindre en profondeur les tissus illuminés. Elles montrent aussi que pour assurer une meilleure pénétration de l'onde, il est avantageux d'utiliser un milieu de forte permittivité, le mieux étant une permittivité de 81. Pour terminer, ces figures montrent aussi que les pertes diélectriques des tissus atténuent fortement le champ électrique transmis.



a)



b)



c)

Figure III-33 a) Champ transmis pour $\epsilon_{r_{milieu 1}} = 1$ b) Champ transmis pour $\epsilon_{r_{milieu 1}} = 40$ c) Champ transmis pour $\epsilon_{r_{milieu 1}} = 81$



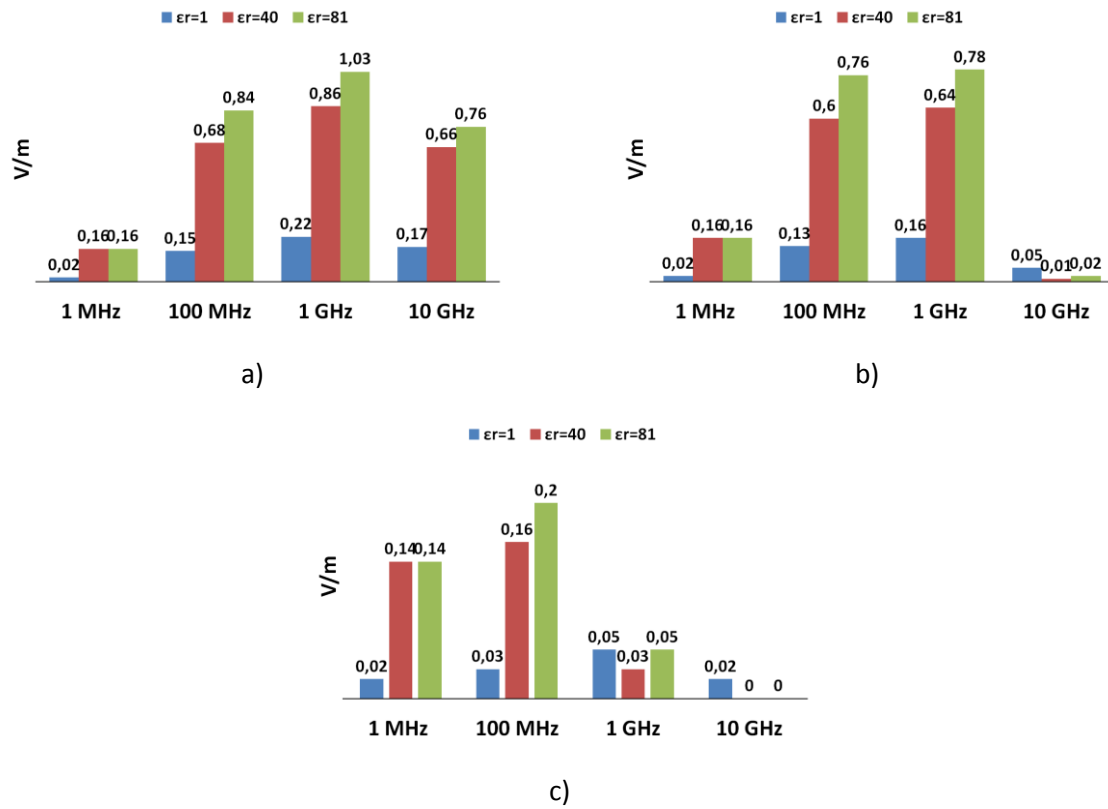


Figure III-34 a) Amplitudes de champ électrique à d=1mm b) Amplitudes de champ électrique à d=1cm c) Amplitudes de champ électrique à d=10cm

III.4.2.3 Conclusions

Les tissus vivants, tels que les organes du corps humain, sont des diélectriques à pertes. Ces diélectriques ont donc une permittivité relative complexe qui varie en fonction de la fréquence. La partie réelle de cette permittivité complexe traduit la capacité isolante des tissus. La partie imaginaire correspond aux pertes diélectriques et est appelée « absorption diélectrique ». Une étude analytique a été menée afin de déterminer l'influence de ces pertes sur la pénétration d'une onde électromagnétique dans les tissus biologiques avec différents milieux de génération de l'onde. Il a été montré tout d'abord que générer une onde électromagnétique dans l'air n'est pas favorable pour obtenir le maximum de champ électrique dans les tissus. Pour des milieux de génération de l'onde électromagnétique de fortes permittivités, le niveau de champ électrique au niveau de l'interface est plus élevé, quelle que soit la fréquence. Il a été montré aussi que les pertes du tissu étudié atténuent le champ électrique en fonction de la distance. Par exemple, à 1GHz, le champ électrique est atténué de près de la moitié de son amplitude maximale à une distance de 2cm.

De ces différents résultats, il faut donc retenir que pour maximiser la pénétration du champ électrique au niveau de l'interface du tissu à illuminer, il faut trouver un moyen d'adapter l'impédance du milieu d'excitation à celle du tissu. Il faut retenir aussi que les tissus biologiques atténuent fortement le champ électrique sur de courtes distances n'excédant pas la dizaine de cm. Ces contraintes devront être prises en compte lors de la conception de l'applicateur antennaire.

III.5. Conception du prototype

Cette partie de ce chapitre a pour but de faire le point sur la propagation d'une onde électromagnétique à l'intérieur de tissus biologiques humains qui, d'un point de vue électromagnétique, sont des diélectriques réels ayant une permittivité complexe. Afin de concevoir un système antennaire, il est important de connaître le comportement d'une onde électromagnétique dans un tel milieu, afin de définir les différents paramètres à prendre en compte lors de la conception du système antennaire pour répondre aux exigences liées aux utilisations biologiques des impulsions subnanosecondes.



III.5.1. Solutions pour assurer la continuité entre les différents milieux et modifications de l'antenne en conséquence

III.5.1.1 Solution innovante pour optimiser la pénétration du champ électrique dans les tissus biologiques

Comme il a été présenté précédemment, pour maximiser la pénétration d'une onde électromagnétique dans un tissu biologique, il faut que la continuité entre le milieu d'excitation et le tissu soit assurée. En effet, la génération de l'impulsion subnanoseconde uniquement dans l'air n'est pas envisageable, comme le montre la Figure III-33. Dans les travaux de thèse présentés dans [64], il était question de placer une lentille diélectrique sur la surface du tissu à tester. Cette lentille devait permettre d'assurer la continuité des milieux entre l'air et le tissu. La Figure III-35 illustre cette configuration.

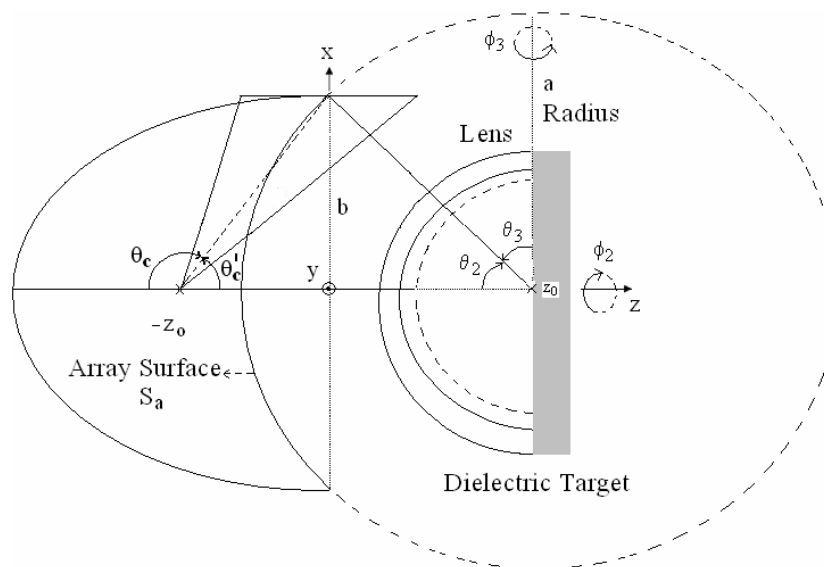


Figure III-35 Configuration de l'utilisation de l'antenne PSIRA couplée à une lentille diélectrique [64]

L'inconvénient de cette solution est sa complexité de conception. En effet, pour passer d'un milieu diélectrique tel que l'air, vers un milieu diélectrique de forte permittivité, il faut que la lentille soit composée de plusieurs couches, au moins une dizaine, pour une adaptation d'impédance entre ces deux milieux. De plus, cela nécessite que la lentille soit adaptée aux différentes morphologies du tissu illuminé afin d'éviter toute poche d'air entre les deux milieux.

Afin d'assurer la continuité des milieux, d'après l'étude de pénétration d'onde électromagnétique dans un tissu biologique effectuée au préalable, une autre solution originale est envisageable pour favoriser la transmission du champ électrique. Elle consiste à immerger l'antenne et le tissu à tester dans un milieu diélectrique de forte permittivité comme l'illustre la Figure III-36.

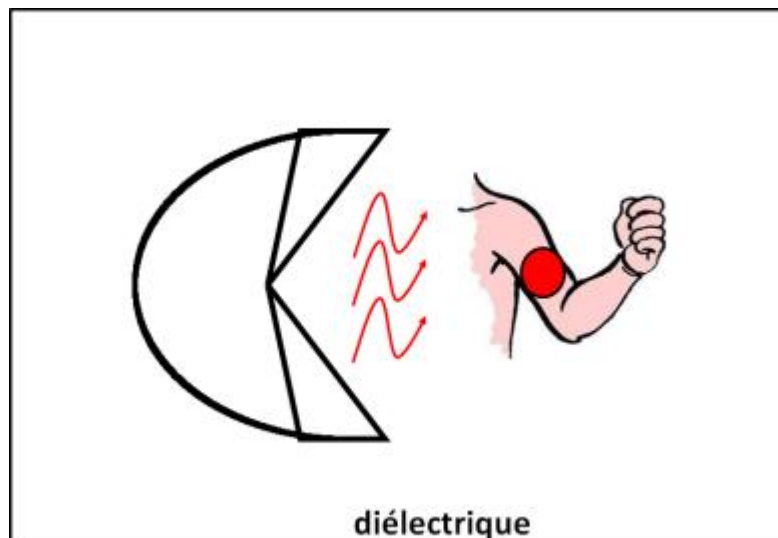


Figure III-36 Immersion de l'antenne et du membre à traiter dans un même diélectrique de forte permittivité

Dans cette thèse, les travaux suivants se focaliseront donc sur la conception d'une antenne PSIRA qui devra fonctionner dans un milieu diélectrique différent de l'air. D'un point de vue pratique, deux milieux d'immersion ont été choisis : l'eau et la glycérine. Leur permittivité relative est proche de 81 pour l'eau et proche de 40 pour la glycérine. Outre d'avoir de fortes permittivités, l'utilisation de ces liquides ne nécessite pas de prendre des précautions particulières quant à leur manipulation.

Un changement du milieu d'excitation de l'antenne, implique obligatoirement certaines modifications par rapport à la géométrie initiale développée par Baum en fonction des caractéristiques diélectriques du milieu d'excitation.

III.5.1.2 Optimisation des dimensions du réflecteur à partir des formules analytiques

Dans un premier temps, une optimisation analytique des dimensions du réflecteur a été menée en considérant un milieu d'excitation de permittivité relative quelconque. Les formules analytiques développées dans la partie Annexe 1 ont été modifiées en intégrant une nouvelle variable, appelée r , qui correspond au ratio entre la demi hauteur de l'antenne et sa profondeur. En introduisant cette nouvelle variable, les relations Ann.1- 21 et Ann.1- 32 deviennent les relations III.48, III.49 et III.50. À partir de ces équations, il est possible de définir à la fois un minimum pour E_p et E_s et maximiser l'amplitude de l'impulsion utile. Il est supposé dans cette étude que le signal d'excitation est un échelon ayant un front de montée de 100ps (Figure Annexe 1- 9). D'après la formule Ann.1- 36, la durée de l'impulsion utile au second foyer de l'antenne, ne dépend que de la dérivée du signal d'excitation et ne variera donc pas. Par conséquent, afin de maximiser son amplitude, il faut maximiser « l'aire » de l'impulsion (le paramètre E_δ), définie par la formule III.48. Dans cette étude, le terme f_g est considéré comme constant et égal à 1.06. Il s'agit de la même valeur utilisée pour



l'antenne PSIRA initiale qui était considéré comme étant optimale. Le fait de garder une valeur de f_g constante, implique un changement d'impédance de l'antenne en fonction des permittivités relatives de trois milieux diélectriques étudiés : $\varepsilon_r = 1$, $\varepsilon_r = 40$ et $\varepsilon_r = 81$.

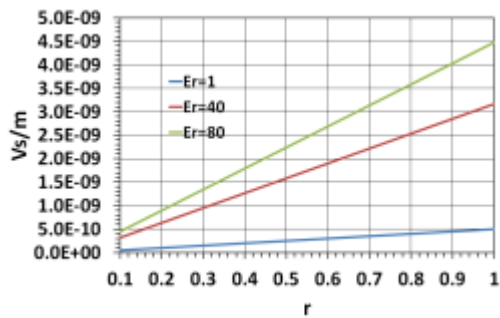
$$E_\delta = \frac{V_0}{\pi f_g c_{milieu}} r, r = \frac{b}{a} \quad \text{III.48}$$

$$E_p = \frac{V_0 [1 + \sqrt{1 - r^2}]}{2\pi f_g a r \sqrt{1 - r^2}} \quad \text{III.49}$$

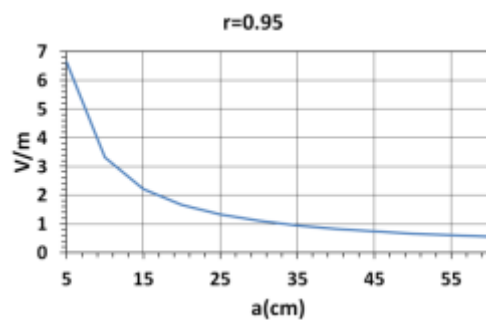
$$E_s = \frac{V_0 r^3}{2\pi f_g a [\sqrt{1 - r^2} - 1 + r^2]} \quad \text{III.50}$$

Pour cette étude, l'évolution de la surface de l'impulsion en fonction de r et de la permittivité relative de trois milieux est donnée par la Figure III-37 a). Cette figure, montre tout d'abord que « l'aire » de l'impulsion augmente linéairement en fonction de r . Elle montre aussi qu'elle est plus élevée lorsque le milieu d'excitation est de forte permittivité. Physiquement, pour garder un profil du réflecteur, il faut que r soit différent de 1, sinon le réflecteur deviendrait sphérique, il n'y aurait alors qu'un seul point focal qui serait le centre de la sphère. Par conséquent, pour maximiser la surface de l'impulsion, il faut que $0.9 \leq r < 1$. Pour le reste de l'étude, r est fixé à 0.95 afin d'étudier l'évolution de l'amplitude du prepulse et du postpulse. Les termes E_p et E_s ne dépendent pas du milieu d'excitation, mais uniquement des dimensions du réflecteur et du terme f_g qui reste constant. La Figure III-37 b) et la Figure III-37 c) montrent que lorsque la profondeur du réflecteur augmente, les amplitudes du prepulse et du postpulse diminuent.

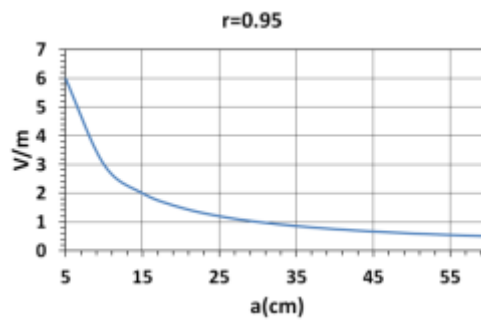




a)



b)



c)

Figure III-37 a) Evolution de E_δ en fonction de la permittivité relative et de r b) Evolution de E_p en fonction de a pour $r=0.95$ c) Evolution E_s en fonction de a pour $r=0.95$

La Figure III-38 donne la forme transitoire du champ électrique au foyer pour différentes profondeurs d'antenne (paramètres a), avec les valeurs de permittivités relatives utilisées précédemment et pour une valeur de r égale à 0.95. Le signal d'excitation est le signal rectangulaire de la Figure Annexe 1- 9. Cette figure prouve qu'en augmentant la permittivité du milieu d'excitation, l'amplitude crête de l'impulsion augmente aussi. Pour des permittivités relatives de 40 et de 81, l'amplitude crête est près de 6 à 9 fois supérieure à celle obtenue pour une permittivité relative de 1. Ces facteurs multiplicatifs correspondent à la racine carrée des permittivités relatives. Cette figure montre aussi la diminution du prepulse et du postpulse en fonction de la profondeur. Pour une profondeur de 5cm, dans tous les cas, l'amplitude crête de l'impulsion est plus élevée que celle obtenue pour les profondeurs plus élevées. Cela s'explique par le fait que pour cette profondeur, le postpulse, qui se somme avec l'impulsion, est élevé : 6V/m.

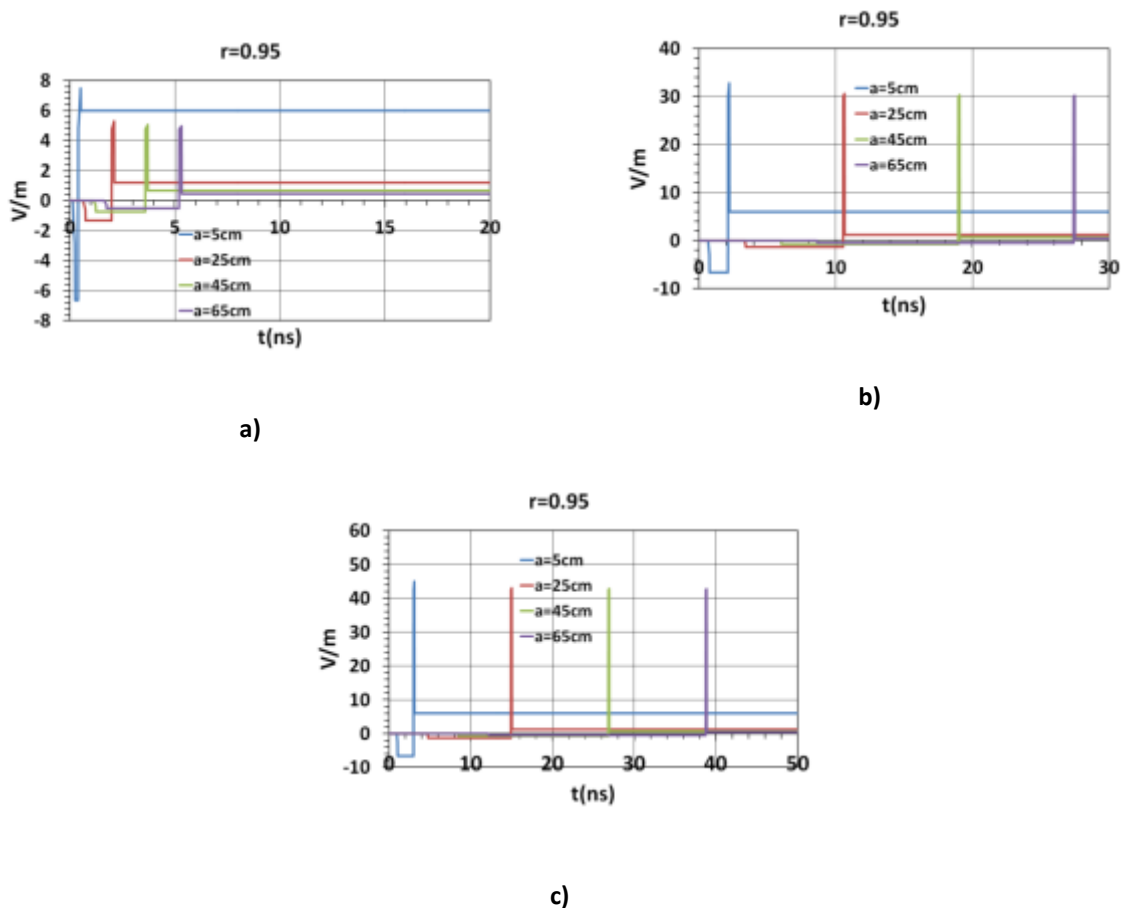


Figure III-38 a) Champ électrique au 2^{ème} foyer pour $\epsilon_r = 1$ b) Champ électrique au 2^{ème} foyer pour $\epsilon_r = 40$ c) Champ électrique au 2^{ème} foyer pour $\epsilon_r = 81$

Cette étude montre donc que pour maximiser l'amplitude de l'impulsion, il est intéressant d'immerger l'antenne dans un milieu de forte permittivité. De plus, elle montre bien l'influence des dimensions de l'antenne sur la diminution de l'amplitude du prepulse et du postpulse.

Afin de simuler l'antenne PSIRA dans des milieux diélectriques différents de l'air, il faut tout d'abord définir les dimensions du réflecteur. Pour le choix de ces dimensions, un compromis entre performances de l'antenne et compacité doit être trouvé. Il est important d'avoir une antenne la plus compacte possible, afin de faciliter sa manipulation dans les milieux liquides dans lesquelles elle sera immergée lors des expérimentations. Les courbes montrées par la Figure III-37 b) et c), montrent qu'entre 10 cm et 20 cm de profondeur d'antenne, le prepulse et postpulse, sont inférieures à 2V/m pour une amplitude crête entre les brins de 1V. Pour des milieux diélectriques de permittivités relatives égales à 40 et 81, l'écart entre l'amplitude crête de l'impulsion et ces amplitudes est supérieur à 90%. Par conséquent, le compromis trouvé entre compacité de l'antenne et performances a été trouvé pour une profondeur du réflecteur de 16cm et une demi-hauteur de 15cm, ces dimensions sont illustrées sur la Figure III-39.



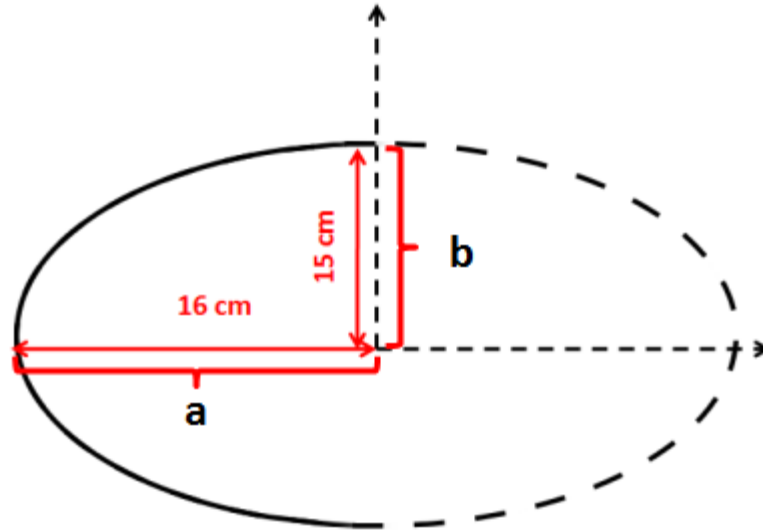


Figure III-39 Dimensions du réflecteur utilisées pour l'étude de l'antenne PSIRA dans des milieux de fortes permittivités

Ces changements de dimensions du réflecteur induisent automatiquement de changer les brins du dipôle d'excitation. Dans cette étude, le terme f_g est constant et toujours égal à 1.06. Le fait de garder ce terme constant dans chaque cas, implique donc que les angles $\beta_0, \beta_1, \beta_2$ resteront donc constants quel que soit le milieu. Le Tableau III-4 donne les nouvelles valeurs de ces angles pour les nouvelles dimensions du réflecteur.

Tableau III-4 Nouvelles valeurs des angles $\beta_0, \beta_1, \beta_2$ pour $a=16\text{cm}$ et $b=15\text{cm}$

β_0	70°
β_1	62.4°
β_2	78°

Le fait de garder un terme f_g constant, et donc des angles $\beta_0, \beta_1, \beta_2$ constants, implique un changement de l'impédance de l'antenne lorsque le milieu d'immersion change. Le Tableau III-5 donne les valeurs d'impédances de l'antenne pour chaque milieu d'immersion étudié.

Tableau III-5 Impédances des brins en fonction de la permittivité relative des milieux d'excitations

	Impédances
$\epsilon_r = 40$	63.2 Ω
$\epsilon_r = 81$	44.4 Ω

Afin de se rapprocher d'une configuration d'expérimentation en haute tension, il a été décidé d'utiliser en simulation un signal correspondant à celui provenant d'un générateur d'impulsion haute tension présent au CEA Gramat qui est le Kentech PBG5 (voir caractéristiques du générateur au Chapitre II. L'espace entre les brins est toujours de 5mm pour chaque milieu d'excitation.

III.5.1.3 Paramètre S_{11} de l'antenne pour chaque milieu d'immersion

La Figure III-40 donne le paramètre S_{11} de l'antenne lorsqu'elle est immergée dans les deux milieux diélectriques de permittivité relative respectivement égale à 40 et 81. Elle montre que les réflexions sont inférieures à -10dB de 1GHz à 3GHz, montrant ainsi que l'antenne est adaptée à l'impédance théorique dans ces milieux. Comme précédemment, des résonances sont observées à une fréquence de l'ordre de 130MHz pour une permittivité relative de 40 et de 90 MHz pour une permittivité relative de 81. Le tableau donne la longueur d'onde associée pour chacune de ces fréquences et compare ces longueurs d'ondes avec la longueur d'un brin triangulaire qui est estimée comme étant égale à 16cm. Cette comparaison montre que la longueur des brins est la cause de ces résonances périodiques.



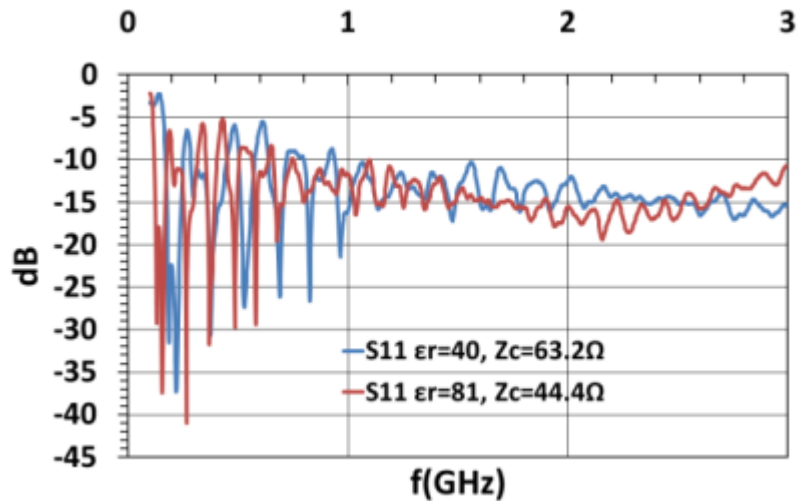


Figure III-40 S_{11} de l'antenne PSIRA immergée dans un diélectrique $\epsilon_r = 40$ et $\epsilon_r = 81$

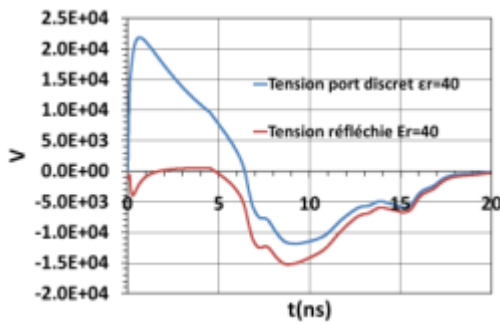
Tableau III-6 Longueur d'onde des fréquences de résonances pour chaque milieu d'immersion

f	λ_{milieu}	$l_{\text{brin}} = 16\text{cm}$
130 MHz	$\lambda_{40} = 36\text{cm}$	$\approx \lambda_{40}/2$
90 MHz	$\lambda_{81} = 37\text{cm}$	$\approx \lambda_{81}/2$

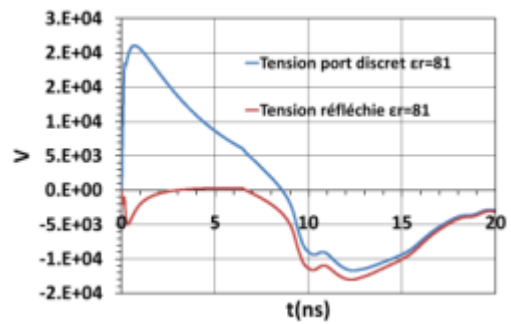
III.5.1.4 Etude dans le domaine temporel pour chaque milieu d'immersion

La Figure III-41 donne le signal délivré aux bornes de l'accès discret pour chaque milieu d'immersion de l'antenne. À ce signal est superposé le signal réfléchi. Cette figure montre des réflexions non négligeables aux bornes de l'accès discret. Ces réflexions proviennent du court-circuit formé par les brins et le réflecteur qui désadapte l'antenne en basses fréquences.





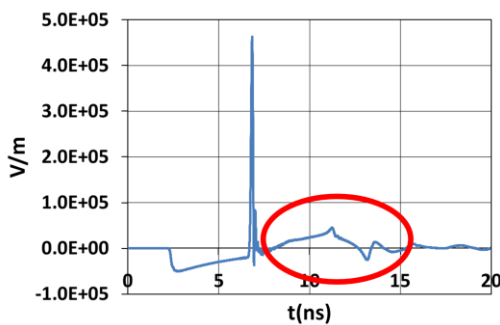
a)



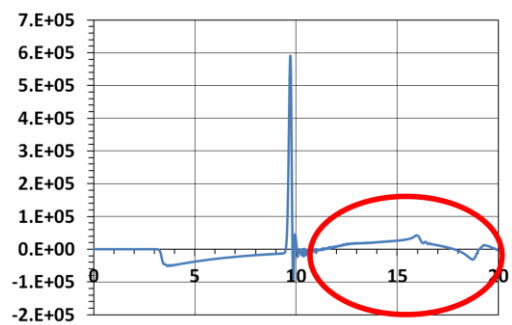
b)

Figure III-41 a) Signal aux bornes de l'accès discret et signal réfléchi pour $\epsilon_r = 40$ b) Signal aux bornes de l'accès discret et signal réfléchi pour $\epsilon_r = 81$

La Figure III-42 compare la forme transitoire du signal reçu au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'immersion. Cette figure montre que dans les deux cas, la forme du prepulse et de l'impulsion est conforme à la théorie. Ce qui n'est pas le cas du postpulse. Elle montre que l'amplitude crête de l'impulsion est plus élevée lorsque l'antenne est immergée dans un milieu de permittivité relative égale à 81, ce qui est en accord avec la théorie. Le Tableau III-7 et le Tableau III-8 répertorient les différentes caractéristiques de ces signaux pour une comparaison plus fine.



a)



b)

Figure III-42 a) Champ électrique transitoire au second foyer de l'antenne pour $\epsilon_r = 40$ b) Champ électrique transitoire au second foyer pour $\epsilon_r = 81$

Tableau III-7 Caractéristique du champ électrique transitoire pour $\epsilon_r = 40$

	Signal au second foyer de l'antenne
prepulse	56kV/m
impulsion	462,6kV/m
Δt impulsion	118.2ps
facteur de mérite	21.2 m ⁻¹

Tableau III-8 Caractéristique du champ électrique transitoire pour $\epsilon_r = 81$

	Signal au second foyer de l'antenne
prepulse	52kV/m
impulsion	591kV/m
Δt impulsion	150ps
facteur de mérite	28 m ⁻¹

Sur la Figure III-42, des échos sont aussi visibles (entourés en rouge). Ces échos sont causés par un rayonnement parasite du dipôle, créé par le courant réfléchi au bout des brins du dipôle qui s'ajoute au signal utile. Le temps de formation de ces échos peut être estimé à partir de la formule III.19 en fonction des dimensions du réflecteur (a : profondeur et b : demi hauteur) et de la permittivité du milieu d'excitation. Pour les deux milieux étudiés ici, ce temps d'apparition est de 13ns pour un milieu de permittivité relative égale à 40 et de 18.6ns pour un milieu de permittivité relative égale à 81. Ces résultats sont cohérents par rapport aux résultats obtenus en simulation.

III.5.1.5 Dimensions et forme de la tache pour les deux milieux d'immersion

Dans cette partie, il sera question de la caractérisation des dimensions de la tache de champ électrique obtenue au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'immersion. La Figure III-43 et la Figure III-44 donnent une cartographie 2D des amplitudes maximales de champ électrique dans le plan xz de l'antenne. Elles montrent que la tache formée par le champ électrique au second foyer de l'antenne est très localisée dans l'espace.



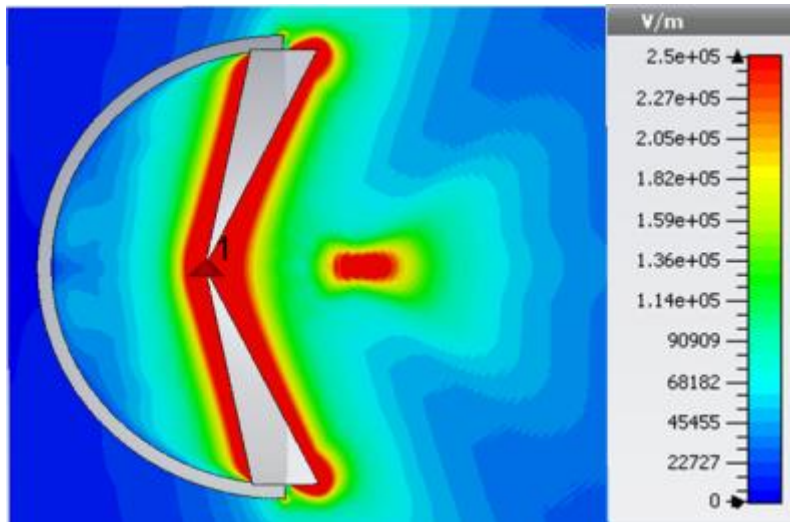


Figure III-43 Cartographie 2D de l'antenne immergée dans un milieu diélectrique $\epsilon_r = 40$

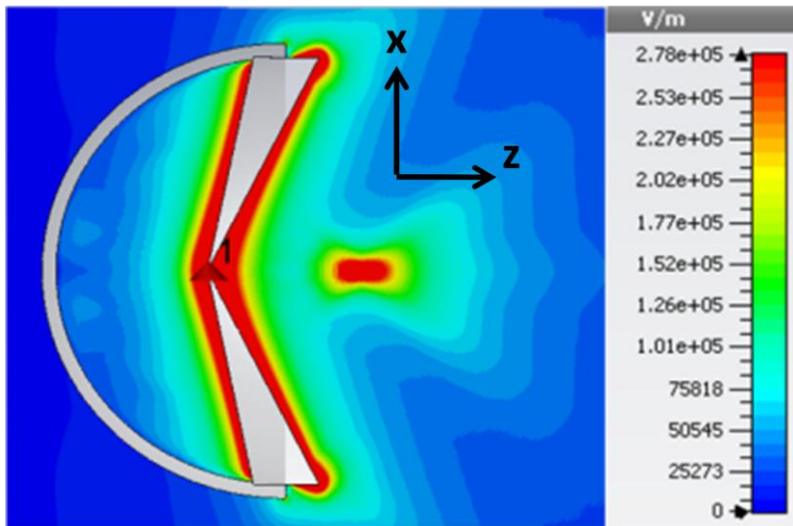
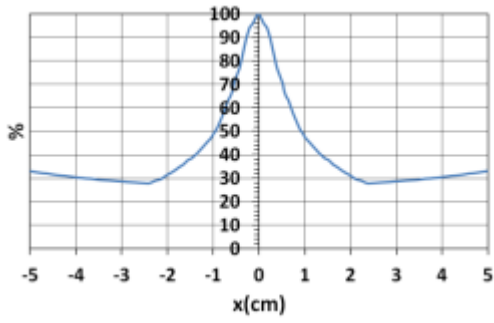


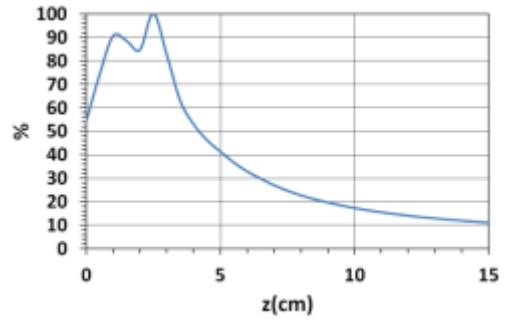
Figure III-44 Cartographie 2D de l'antenne immergée dans un milieu diélectrique $\epsilon_r = 81$

La Figure III-45 et la Figure III-46 donnent les profils normalisés, suivant les axes x et z, des amplitudes crêtes de champ électrique au niveau de la tache par rapport à l'amplitude maximale obtenue pour le champ électrique transitoire au second foyer de l'antenne. Le Tableau III-9 et le Tableau III-10 donnent les dimensions le long des axes x et z à 70 % et à 50% de l'amplitude maximale du champ électrique transitoire au second foyer de l'antenne. Ces différents résultats confirment le fait que les dimensions de la tache ont été fortement diminuées par rapport à l'antenne PSIRA fonctionnant dans l'air, avec une diminution de plus de 70% pour le diamètre et de plus de 80% pour la longueur dans les deux cas à 70% et 50% de l'amplitude crête du champ électrique.



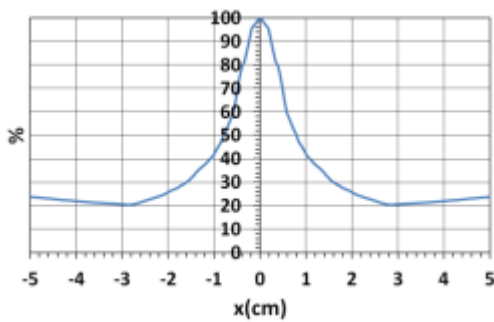


a)

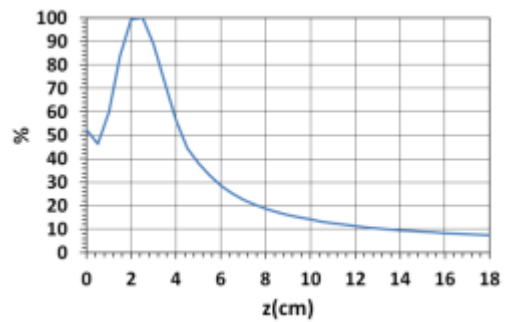


b)

Figure III-45 a) Profil des valeurs maximales le long du diamètre de la tache pour $\epsilon_r = 40$ b) Profil des valeurs maximales de champ électrique sur la longueur de la tache pour $\epsilon_r = 40$



a)



b)

Figure III-46 a) Profil des valeurs maximales le long du diamètre de la tache pour $\epsilon_r = 81$ b) Profil des valeurs maximales de champ électrique sur la longueur de la tache pour $\epsilon_r = 81$



Tableau III-9 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour $\epsilon_r = 40$

Diamètre à 70% (axe x)	1.2cm
Diamètre à 50% (axe x)	2cm
longueur à 70% (axe z)	2.92cm
longueur à 50% (axe z)	4cm

Tableau III-10 Dimensions de la tache à 50% de l'amplitude crête de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour $\epsilon_r = 81$

Diamètre à 70% (axe x)	1cm
Diamètre à 50% (axe x)	1.6cm
longueur à 70% (axe z)	2.35cm
longueur à 50% (axe z)	4cm

III.5.1.6 Conclusions

Dans cette partie, il a été montré la faisabilité d'immerger l'antenne PSIRA dans des milieux diélectriques différents de l'air, analytiquement et numériquement. Outre la possibilité d'adapter le milieu de génération du champ électrique, cette propriété possède plusieurs avantages. Le premier, est que pour un même signal d'excitation, il a été prouvé que l'amplitude de l'impulsion augmentait proportionnellement à la racine carrée de la permittivité relative du milieu. Par exemple, pour une permittivité relative de 81, l'amplitude est multipliée par un facteur 9, par rapport à une permittivité relative de 1. Un autre avantage, est qu'il est possible de fortement réduire les dimensions du réflecteur tout en gardant de très bonnes performances. Le dernier avantage, est une réduction des dimensions de la tache.

Suite à cette étude, il a été décidé de développer un prototype gardant les mêmes dimensions de réflecteur que l'étude menée ici. De plus, il a été montré que dans les milieux étudiés, l'impédance de l'antenne était proche de 50Ω . Il a donc été décidé de redimensionner les brins en conséquence, afin de l'adapter à l'impédance de générateurs 50Ω .



III.5.2. Architecture du prototype

III.5.2.1 Prototype avec des brins triangulaires et une alimentation par câble coaxial

Une manière simple d'alimenter l'antenne, est de mettre en contact la tresse du câble en sortie du générateur à l'un des brins du dipôle rayonnant et de connecter à l'extrémité de l'autre brin le conducteur intérieur du câble. Cette configuration est illustrée par la Figure III-47. Le type de câble choisi est un câble coaxial haute tension RG213/U qui s'adapte très bien au générateur. Le diamètre du diélectrique de ce câble est de 7.2mm et le diamètre du conducteur intérieur est de 2.1mm.

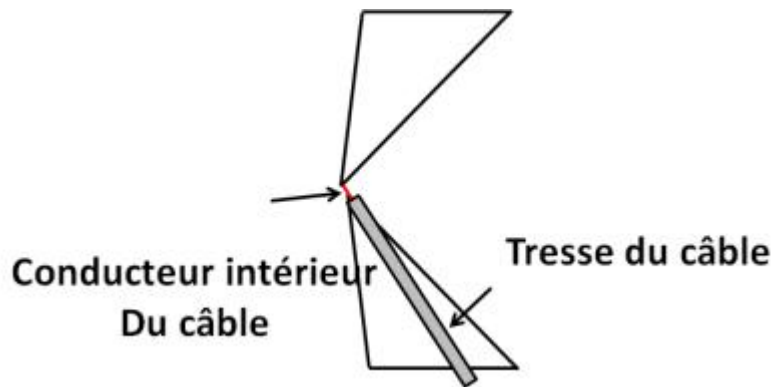


Figure III-47 Brins triangulaires avec une alimentation par câble coaxial

Le tableau donne les différentes valeurs de β_0 , β_1 et β_2 , pour avoir une impédance théorique de 50Ω dans un milieu de permittivité relative égale à 81.

Tableau III-11 Angles pour une impédance 50Ω pour $\epsilon_r = 81$

β_0	70°
β_1	65°
β_2	75.1°

La Figure III-48 est une vue 3D de ce prototype simulé avec le logiciel CST Studio®.

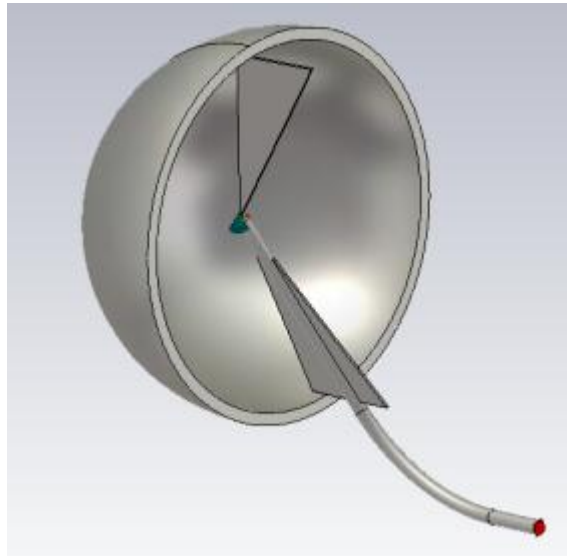


Figure III-48 Vue 3D d'un prototype avec des brins triangulaires

La Figure III-49 correspond au paramètre S_{11} de l'antenne. Le paramètre S_{11} de l'antenne, montre qu'en l'état actuel le prototype n'est pas adapté à 50Ω . Cette désadaptation d'impédance s'explique par le fait que la présence du câble dissymétrise l'antenne.

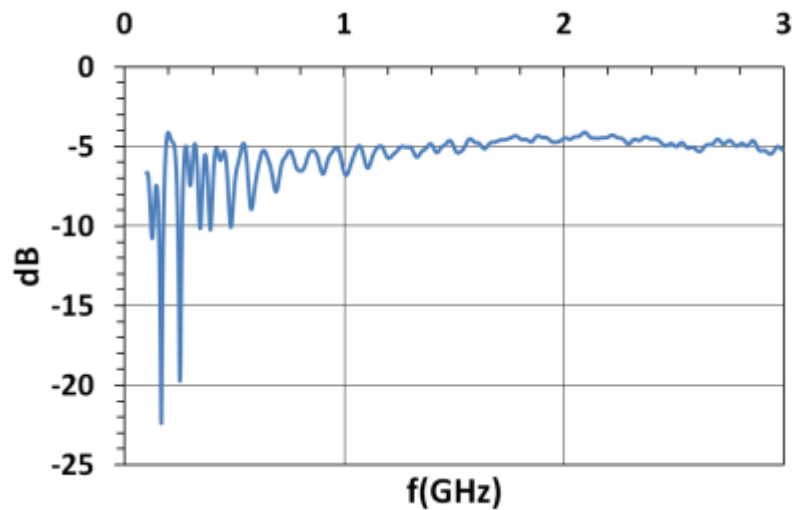


Figure III-49 S_{11} du prototype avec des brins triangulaires

La Figure III-50 donne la forme transitoire du champ électrique au second foyer de l'antenne et le Tableau III-12 donne les différentes caractéristiques de ce signal. La forme du signal au second foyer est conservée par rapport aux autres résultats de simulations. Par contre, les performances au niveau de l'impulsion de crête et de sa largeur. Cela s'explique par le fait que la dissymétrie de l'alimentation a un impact négatif sur la focalisation du champ électrique au second foyer, comme le montre la Figure III-51.

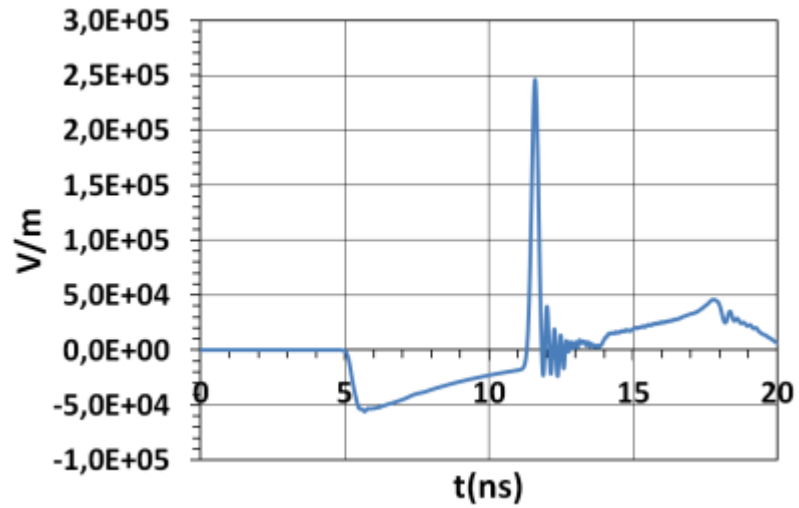


Figure III-50 Champ électrique obtenu au second foyer de l'antenne avec le dipôle à brins triangulaires

Tableau III-12 Caractéristique du champ électrique transitoire au 2nd foyer de prototype avec le dipôle à brins triangulaires

	Signal au second foyer de l'antenne
prepulse	56kV/m
impulsion	246kV/m
Δt impulsion	275.71ps
facteur de mérite	10 m^{-1}

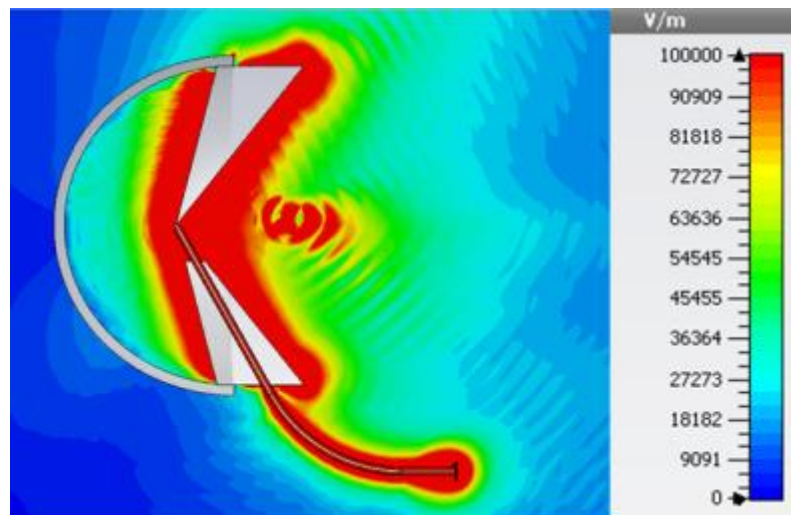


Figure III-51 Cartographie 2D des maxima de champ électrique généré par le prototype avec le dipôle à brins triangulaires

En l'état, les performances de l'antenne ne sont pas suffisantes et une étude numérique a été menée sur la géométrie des brins. Suite à cette étude, il s'est avéré que les performances de l'antenne sont nettement améliorées lorsque les brins triangulaires sont remplacés par un dipôle filaire droit, comme l'illustre la Figure III-52. Cette structure présente aussi l'avantage de faciliter la fabrication du prototype final.

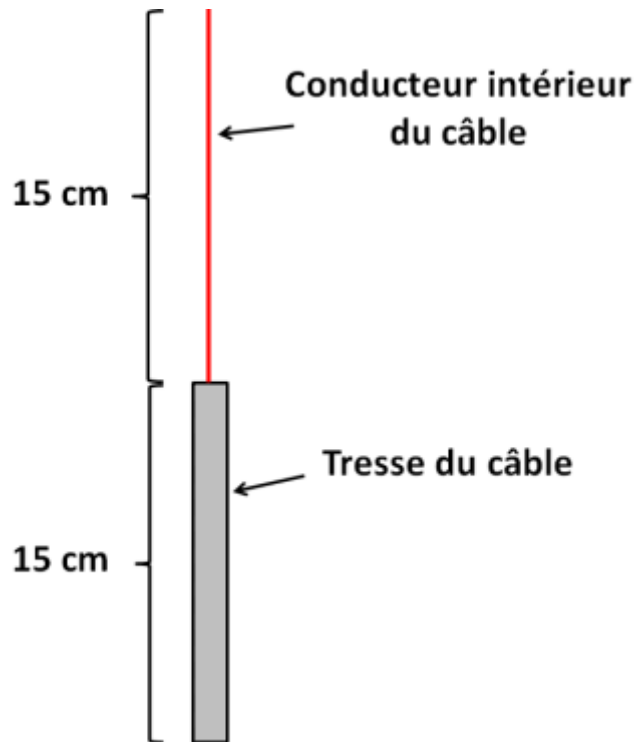


Figure III-52 Schéma d'un câble coaxial dénudé utilisé comme dipôle d'excitation de l'antenne PSIRA

III.5.2.2 Simulations de l'antenne PSIRA avec un dipôle filaire

La Figure III-53 représente la CAO du prototype avec un dipôle filaire à l'intérieur du réflecteur. Comme précédemment, le champ électrique au second foyer de l'antenne sera évalué, ainsi que les dimensions de la tache pour chaque milieu d'excitation. Le paramètre S_{11} de cette nouvelle architecture pour chaque milieu d'immersion est rappelé par la Figure III-54.

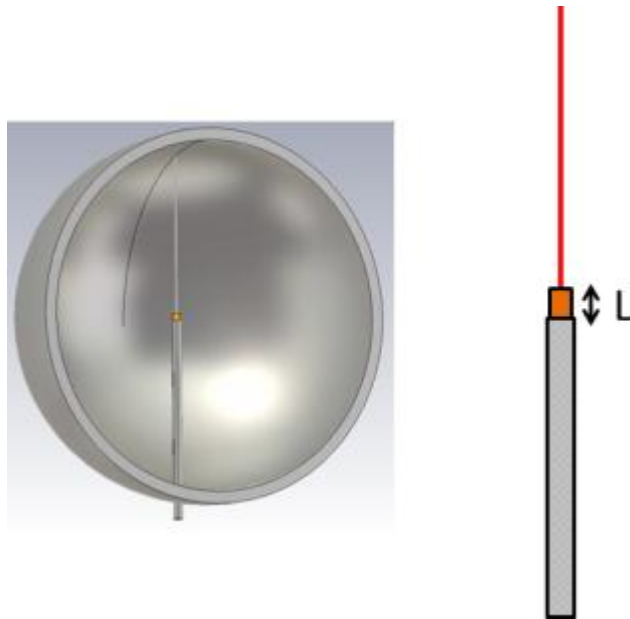


Figure III-53 Vue 3D du prototype d'antenne PSIRA avec un dipôle filaire

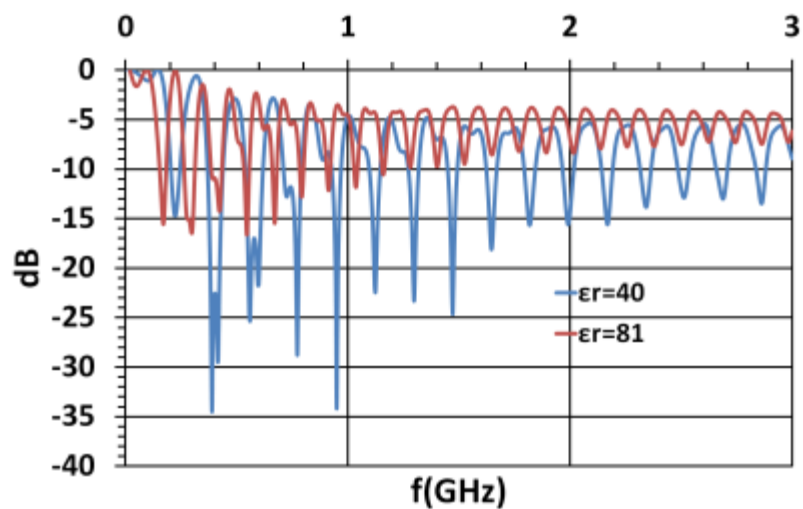


Figure III-54 Paramètres S11 de la nouvelle architecture d'antenne pour chaque milieu d'immersion

La Figure III-55 donne la forme transitoire du champ électrique reçu au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation et pour une longueur de diélectrique de 5mm. Comme précédemment, la forme de ces signaux ressemble à celle prédite par Baum. Le Tableau III-13 donne les différentes caractéristiques des signaux. Ces caractéristiques sont quasiment les mêmes que celles obtenues avec un dipôle à brins triangulaires perpendiculaires à l'axe de propagation.

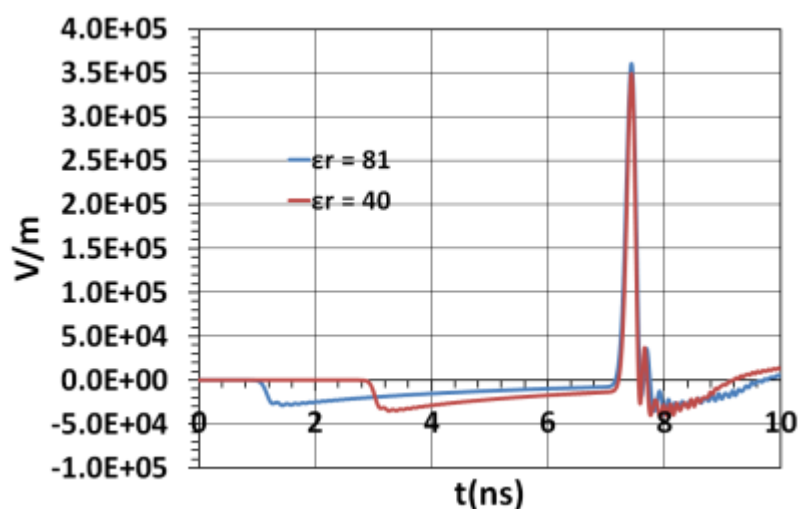
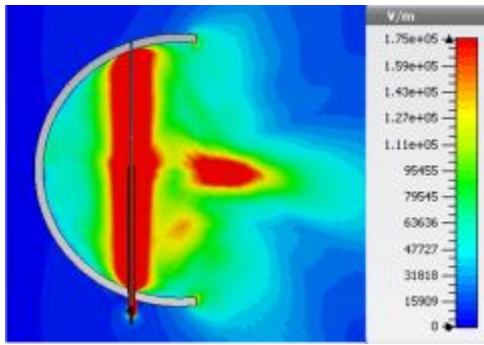


Figure III-55 Superposition du champ électrique reçu au foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation

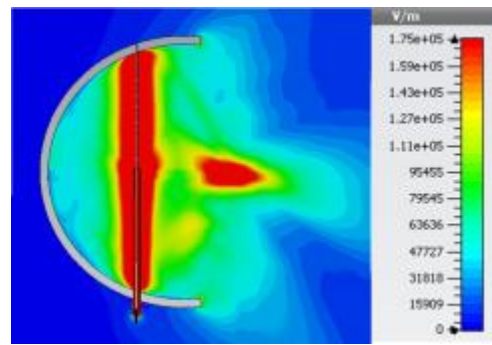
Tableau III-13 Amplitudes de prepulse et d'impulsion, largeur d'impulsion et facteur de mérite pour chaque milieu d'excitation

	$\epsilon_r = 40$	$\epsilon_r = 81$
prepulse	34.1kV/m	27.89kV/m
impulsion	349.4kV/m	361kV/m
Δt	166.2ps	186.7ps
facteur de mérite	13.98m ⁻¹	18.6m ⁻¹

La Figure III-56 donne la cartographie 2D de la tache de champ électrique au 2nd foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation et pour un signal d'excitation ayant les caractéristiques du signal délivré par un générateur Kentech PBG5. Ces taches sont similaires à celles observées précédemment. Par conséquent, les profils de la tache en fonction des valeurs maximales de champ électrique sur le diamètre et la longueur de la tache ont été évalués et sont présentés sur la Figure III-57. Les caractéristiques de la tache pour chaque milieu sont présentées dans le Tableau III-14. Ces caractéristiques indiquent que la tache obtenue pour chaque milieu dans cette configuration sont de l'ordre de quelques centimètres.

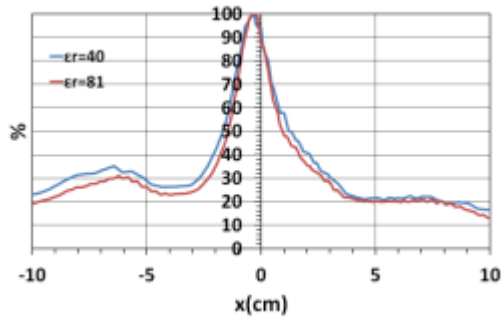


a)

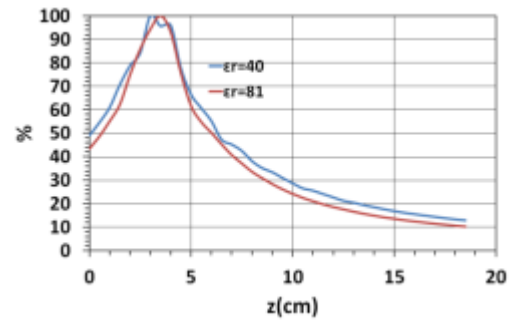


b)

Figure III-56 a) Cartographie 2D pour $\epsilon_r = 40$ b) Cartographie 2D pour $\epsilon_r = 81$



a)



b)

Figure III-57 a) Profil du diamètre de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour chaque milieu b) Profil de la longueur de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour chaque milieu

Tableau III-14 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de la valeur maximale de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation

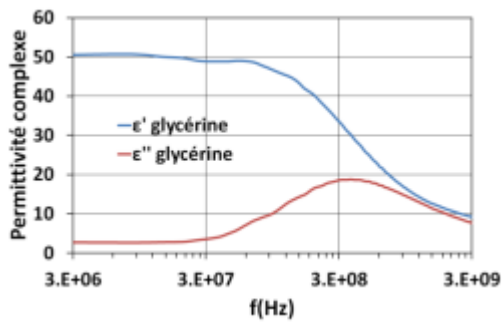
	$\epsilon_r = 40$	$\epsilon_r = 81$
Diamètre à 70%	1.67cm	1.47cm
Diamètre à 50%	2.8cm	2.4cm
Longueur à 70%	3.5cm	2.9cm
Longueur à 50%	6cm	5cm

A la vue de ces différents résultats, il est montré qu'en l'état actuel, la configuration de l'antenne PSIRA avec un dipôle filaire semble être très intéressante pour la suite de l'étude. L'amplitude crête de l'impulsion est inférieure au MV/m visé, mais reste tout de même élevée. La largeur de l'impulsion est supérieure à 100ps, mais est inférieure à 200ps. La tache de champ électrique pour chaque configuration est légèrement dissymétrique, mais ces dimensions restent assez faibles. Par conséquent, pour la réalisation d'un prototype, il a été décidé de garder cette configuration qui permet d'améliorer les performances, tout en facilitant la conception mécanique.

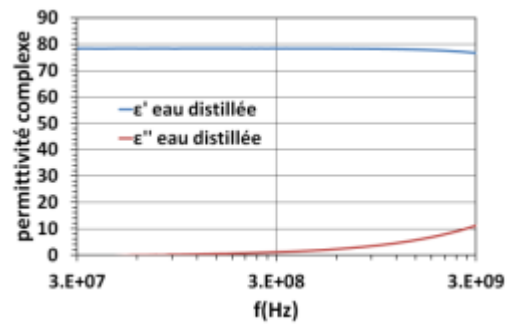
III.5.2.3 Prise en compte de milieux diélectriques réels

III.5.2.3.1. Impacts sur les performances de l'antenne

D'un point de vue expérimental, il a été décidé d'immerger l'antenne dans deux milieux diélectriques liquides qui sont la glycérine ($\epsilon_r = 40$) et l'eau ($\epsilon_r = 81$). Ces différents milieux, à l'instar des tissus biologiques, ont des pertes diélectriques qu'il est nécessaire de connaître. Ces pertes ont été estimées expérimentalement à l'aide d'une sonde de permittivité complexe 85070E couplée à un analyseur de réseau PNA-L de chez Agilent Technologies. Cette même sonde avait été utilisée antérieurement dans le Chapitre II afin d'obtenir la permittivité complexe de l'eau distillée utilisée pour l'applicateur coaxial. Le même type d'eau distillée a été utilisé durant les expérimentations avec l'antenne PSIRA conçue. La permittivité complexe de la glycérine utilisée durant les expérimentations a aussi été évaluée. La Figure III-58 donne la permittivité relative complexe de ces deux liquides. La Figure III-59 donne la conductivité de chaque liquide calculée à partir de la formule III.21. Sur la Figure II-80, la permittivité complexe de la glycérine est moins stable que celle de l'eau distillée, notamment au niveau de la partie réelle qui chute à partir de 400MHz. De plus, comme le montre la Figure III-59, la conductivité de la glycérine est plus élevée que celle de l'eau distillée jusqu'à 1GHz. Ces différents paramètres auront forcément un fort impact négatif sur les performances de l'antenne lorsqu'elle sera immergée dans ce liquide. Pour l'eau distillée, il faut souligner que sa conductivité diélectrique est plus élevée que celle de la glycérine à partir de 1GHz, cette forte conductivité en haute fréquence aura forcément un impact sur la focalisation du champ électrique au second foyer de l'antenne durant son immersion dans ce liquide.



a)



b)

Figure III-58 a) permittivité complexe de la glycérine b) permittivité complexe de l'eau distillée

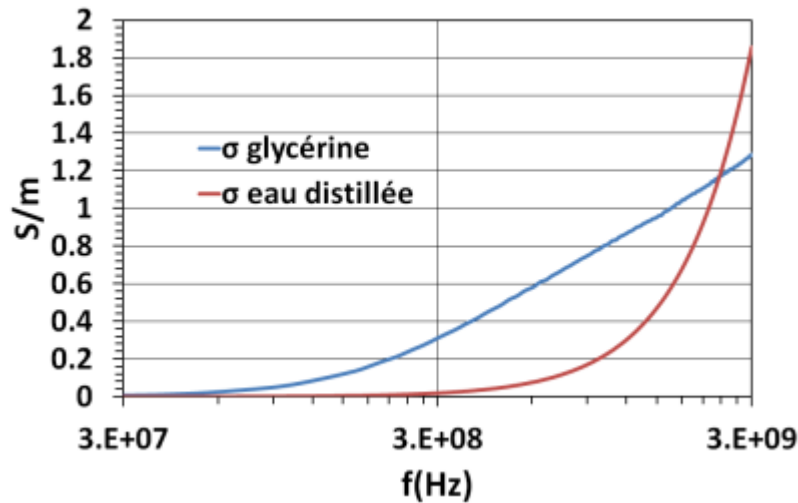


Figure III-59 Conductivité diélectrique de chaque liquide

La Figure III-60 donne la forme transitoire du champ électrique obtenu au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'immersion. Elle montre que pour la glycérine, le signal obtenu ne correspond pas du tout à une impulsion subnanoseconde. Cette dégradation du champ électrique au second foyer de l'antenne dans ce milieu, par rapport à celui obtenu dans un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 40, est principalement causée par la conductivité diélectrique du liquide qui est très élevée et atténue donc fortement le champ électrique rayonné. Pour l'eau distillée, la forme de l'impulsion est conservée et reste inférieure à la nanoseconde, mais

elle est tout de même dégradée par les pertes de ce liquide. Les différentes caractéristiques de ces signaux sont données par le Tableau III-15 qui donne les différentes caractéristiques de ce signal, le Tableau III-15 compare ces caractéristiques avec celles données par le Tableau III-13 pour une permittivité relative de 81.

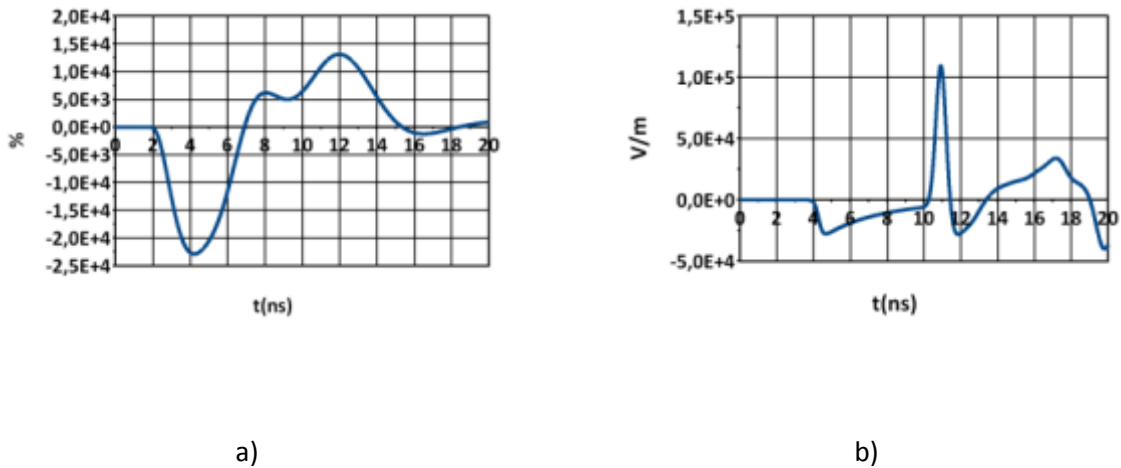


Figure III-60 a) Champ électrique transitoire obtenu en simulation pour de la glycérine b) Champ électrique transitoire obtenu en simulation pour de l'eau distillée

Tableau III-15 Caractéristique du champ électrique transitoire pour l'eau distillée avec un dipôle filaire

	Signal au second foyer
prepulse	27.5kV/m
impulsion	115kV/m
Δt	630ps
facteur de mérite	5.75m ⁻¹



Tableau III-16 Tableau comparatif entre les caractéristiques données par le Tableau III-15 pour l'eau distillée et celles données par le Tableau III-13 pour un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 81

	Signal au second foyer
prepulse	↘ 1.3%
impulsion	↘ 68%
Δt	↗ 220%
facteur de mérite	↘ 69%

La Figure III-61 donne une cartographie 2D de la tache formée au second foyer pour les deux milieux d'immersions réels. Elle montre que pour une immersion dans de la glycérine, aucune tache de champ électrique ne se forme, montrant ainsi que les fortes pertes de ce liquide empêchent la focalisation du champ électrique au second foyer de l'antenne. Pour l'eau distillée, une tache de champ électrique se dessine, mais elle est moins localisée dans l'espace, par rapport aux différents cas d'études utilisant un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 81.

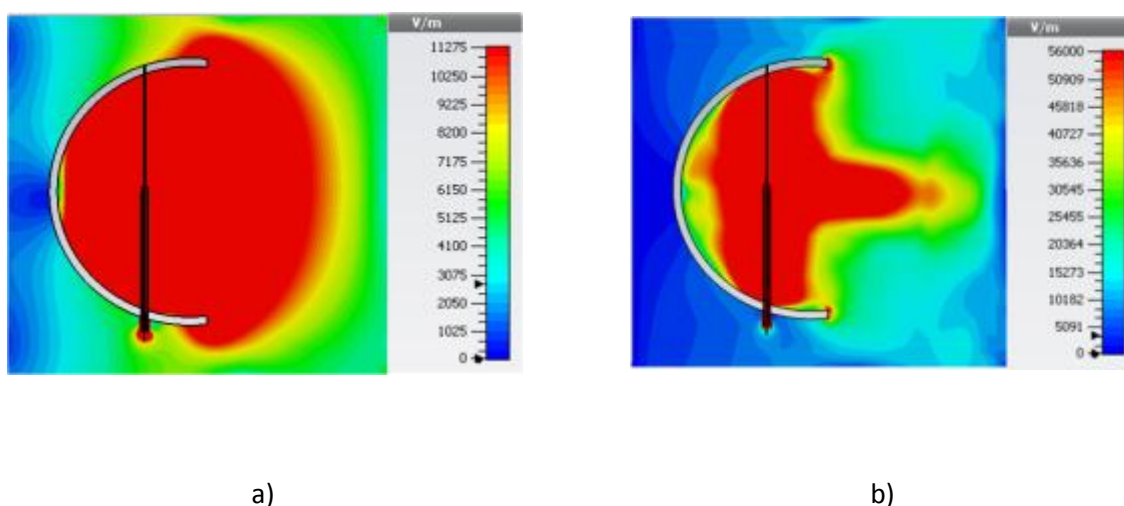
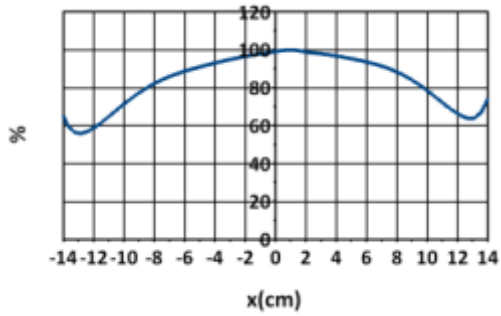


Figure III-61 a) Cartographie 2D du champ électrique obtenu en simulation pour de la glycérine b) Cartographie 2D du champ électrique obtenu en simulation pour de l'eau distillée

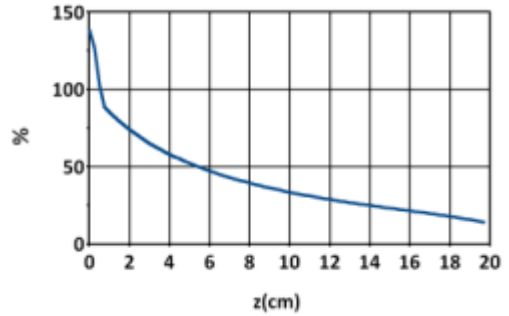
La Figure III-62 et la Figure III-63 donnent les différents profils de taches pour chaque milieu d'immersion. Le Tableau III-17 donne les différentes caractéristiques des différentes taches. Ce tableau, ainsi que la Figure III-62, montrent que le champ électrique rayonné par l'antenne, obtenu en simulation pour un milieu d'excitation correspondant à de la glycérine, à un diamètre proche de celui du réflecteur, mais s'atténue rapidement suivant l'axe de propagation z . Au niveau de la tache



obtenue en simulation pour de l'eau distillée, les différents profils sont semblables à ceux obtenus précédemment avec un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 81, mais les dimensions de la tache ont plus que doublée, comme le montre le Tableau III-17 qui compare ces dimensions avec celles données dans le Tableau III-14.

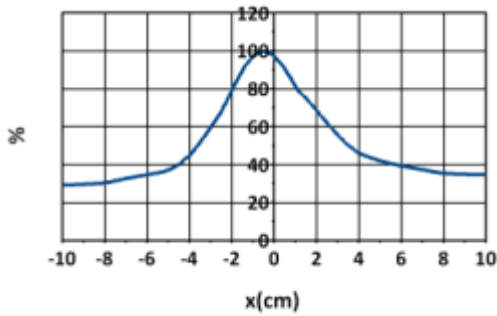


a)

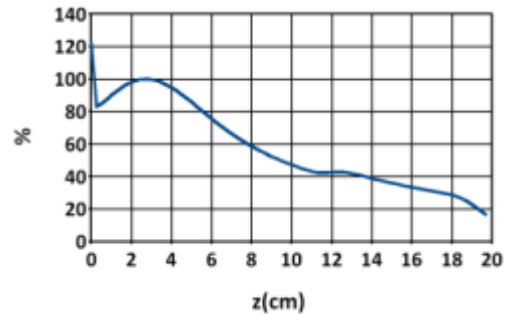


b)

Figure III-62 a) Profil du diamètre de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de la glycérine b) Profil de la longueur de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de la glycérine



a)



b)

Figure III-63 a) Profil du diamètre de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de l'eau distillée b) Profil de la longueur de la tache en fonction des valeurs maximales du champ électrique pour de l'eau distillée



Tableau III-17 Dimensions de la tache à 70% et à 50% de la valeur maximale de l'impulsion au second foyer de l'antenne pour chaque milieu d'excitation à pertes

	$\epsilon_r = 40$	$\epsilon_r = 81$
Diamètre à 70%	22cm	4.35cm
Diamètre à 50%	>30cm	7cm
Longueur à 70%	2.45cm	6.5cm
Longueur à 50%	5.5cm	9.5cm

Tableau III-18 Tableau comparatif entre les caractéristiques données par le Tableau III-17 pour l'eau distillée et celles données par le Tableau III-14 pour un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 81

	$\epsilon_r = 81$
Diamètre à 70%	↗ 197%
Diamètre à 50%	↗ 192%
Longueur à 70%	↗ 124%
Longueur à 50%	↗ 90%

Ces différents résultats ont montré que les pertes diélectriques du liquide d'immersion étaient un facteur critique à prendre en compte. En effet, elles peuvent dégrader fortement la focalisation du champ électrique au 2nd foyer de l'antenne.



III.6. Etude de propagation du champ électrique généré par l'antenne PSIRA dans un modèle numérique de corps humain

En parallèle de la conception de l'applicateur antennaire, une étude a été menée afin d'évaluer la pénétration de l'onde générée par l'antenne à l'intérieur d'un modèle numérique de corps humain. Le modèle numérique est le modèle Huguo délivré par CST Studio. La Figure III-64 présente ce modèle. Chaque organe de ce modèle a été caractérisé à plusieurs fréquences. Pour l'étude, les caractéristiques utilisées sont celles données à une fréquence de 1.8GHz.

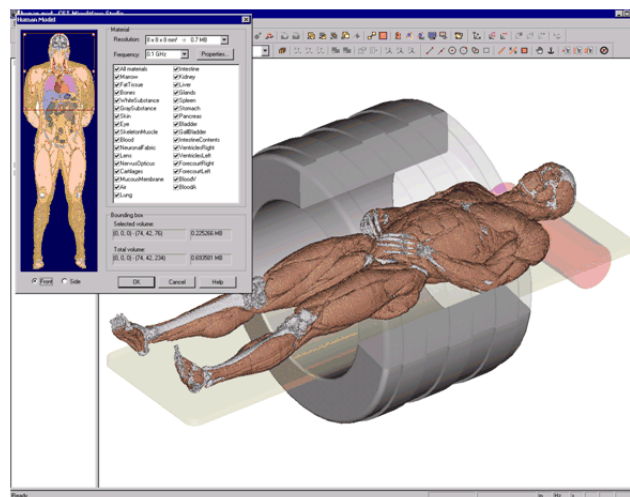


Figure III-64 Images du modèle Hugo

Pour cette étude, il a été décidé d'illuminer le mollet de la jambe gauche de ce modèle, comme le montre la Figure III-65. Le champ électrique est généré dans un milieu de permittivité relative égale à 81 et sans pertes. Le Tableau III-19 donne les différentes caractéristiques des organes constituant la cible.



Figure III-65 Configuration de simulation

Tableau III-19 Caractéristiques des différents organes constituant la cible à 1.8GHz

Organes/fluides	Permittivité relative	conductivité
sang	59	2 S/m
os	11.8	0.3 S/m
graisse	5.3	0.08 S/m
moelle	5.4	0.07 S/m
muscles	55.3	1.44 S/m
peau	38.9	1.18 S/m

Comme précédemment, les profils de la tache du champ électrique formée à l'intérieur de la cible ont été évalués de la même manière que dans la Figure III-24. La Figure III-66 donne la cartographie 2D du champ électrique formé à l'intérieur du mollet.

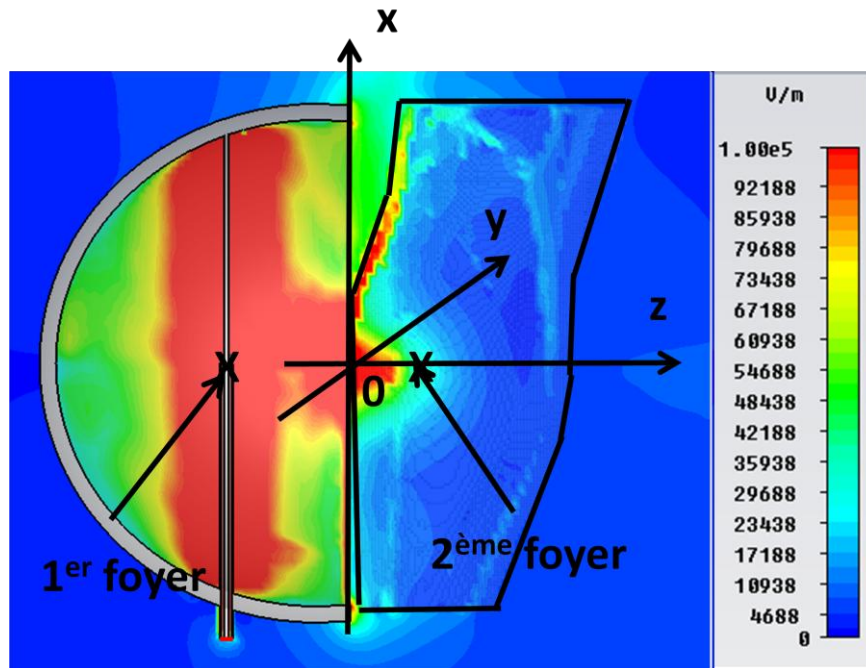


Figure III-66 Cartographie 2D du champ électrique à l'intérieur du mollet gauche du modèle

La Figure III-67 donne le profil des maxima de champ électrique pour la longueur de la tache (axe z), pour la largeur (axe y) et pour la hauteur (axe x). Pour établir ces différents profils, les amplitudes obtenues ont été normalisées, par l'amplitude crête de cette antenne obtenue à vide dans un tel milieu (Tableau III-13). Le Tableau III-20 donne les différentes dimensions de la tache obtenue à 70% et à 50% de l'amplitude crête donnée par le Tableau III-20.



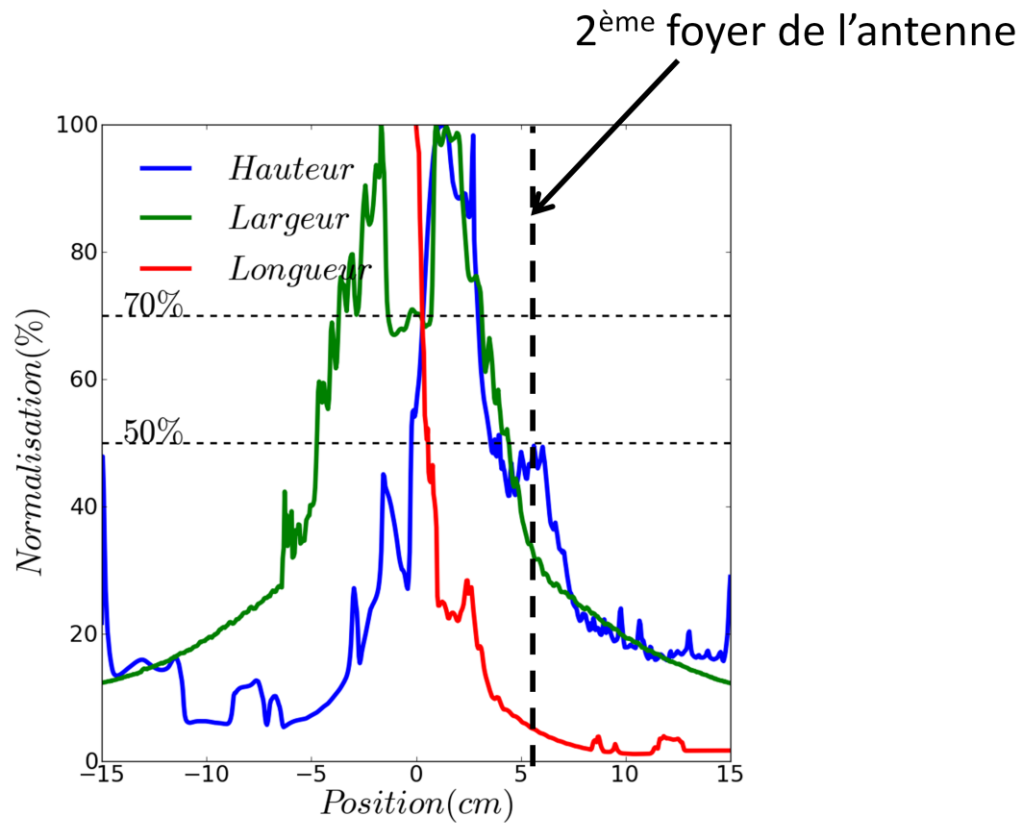


Figure III-67 Profils de la tache à l'intérieur du mollet gauche du modèle

Tableau III-20 Dimensions de la tache de champ électrique formée à l'intérieur de la cible

Longueur de la tache à 70% (axe z)	≈0
Longueur de la tache à 50% (axe z)	<1cm
Largeur de la tache à 70% (axe y)	2 cm
Largeur de la tache à 50% (axe y)	7 cm
Hauteur de la tache à 70% (axe x)	10 cm
Hauteur de la tache à 50% (axe x)	3 cm

Ces différents éléments montrent que le niveau de champ électrique à l'intérieur du mollet est inférieur à 100kV/m au second foyer de l'antenne, or, à vide l'amplitude crête de l'impulsion est de 361kV/m. Cette atténuation est causée par deux facteurs. Le premier facteur est l'hétérogénéité du milieu diélectrique que représente la cible. En effet, le mollet gauche du modèle est un aggloméra de plusieurs matériaux de caractéristiques distinctes, gênant ainsi la formation de la tache. Le deuxième facteur est la conductivité élevée de certains organes qui atténuent le champ électrique. Malgré ces deux facteurs négatifs, une tache de champ électrique focalisée se forme à l'intérieur du mollet, mais en retrait par rapport au point focal théorique de l'antenne à cause de l'atténuation du champ causé par les pertes électriques des tissus traversés.

Cette étude montre ainsi qu'il sera difficile de faire pénétrer l'impulsion subnanoseconde en profondeur dans le corps humain. Afin d'affiner l'étude de l'impact de la forte hétérogénéité des tissus biologiques humains sur la propagation d'une onde électromagnétique impulsionnelle, il sera nécessaire dans l'avenir d'utiliser un modèle de corps humain dont les caractéristiques diélectriques sont données dans une bande de fréquence ultra large.

III.7. Etude d'une utilisation possible de l'antenne PSIRA avec des signaux CW

L'antenne PSIRA développée dans cette thèse, est initialement prévue de fonctionner en régime impulsionnel. Il est possible aussi d'imaginer de l'utiliser pour d'autres applications médicales, telles que la stimulation musculaire ou neuronale. Typiquement, ce genre d'application fonctionne avec des signaux CW, il est donc intéressant d'étudier le fonctionnement de l'antenne avec ce type de signal. Pour cette étude effectuée essentiellement en simulation, l'antenne PSIRA avec un dipôle filaire est utilisée. Comme milieu d'immersion, il est considéré dans un premier temps un milieu idéalisé de permittivité relative égale à 81, puis l'eau distillée réelle utilisée durant les expérimentations. L'amplitude crête du signal CW d'excitation est de 7V crête.

La Figure III-68, la Figure III-69 et la Figure III-70 donnent le champ électrique transitoire reçu au second foyer de l'antenne pour différentes fréquences avec un milieu sans pertes. Cette figure montre que le signal ainsi obtenu est bien amplifié au second foyer de l'antenne, avec un facteur de 8.2 à 500MHz, un facteur 17 à 1GHz et un facteur 34 à 2GHz par rapport à l'amplitude crête du signal d'excitation.



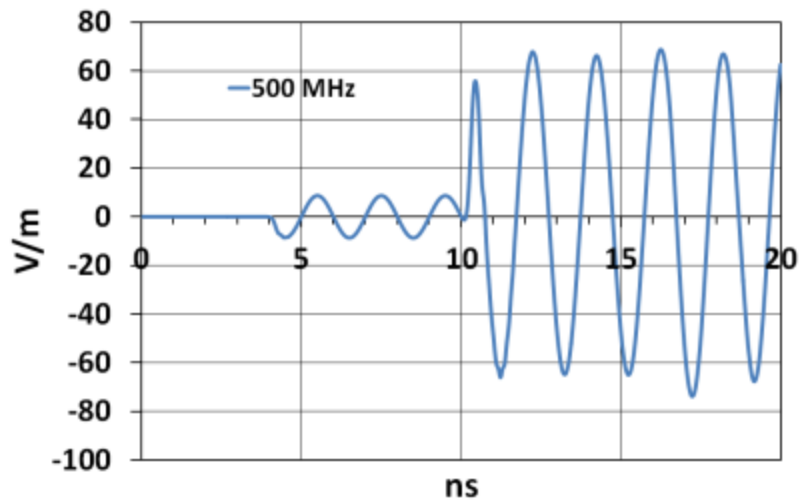


Figure III-68 Champ électrique au second foyer pour $f=500MHz$

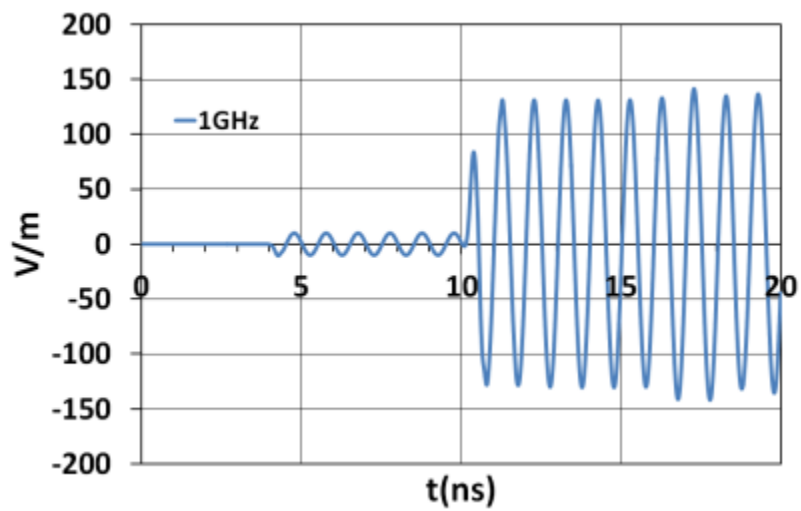


Figure III-69 Champ électrique au second foyer pour $f=1GHz$



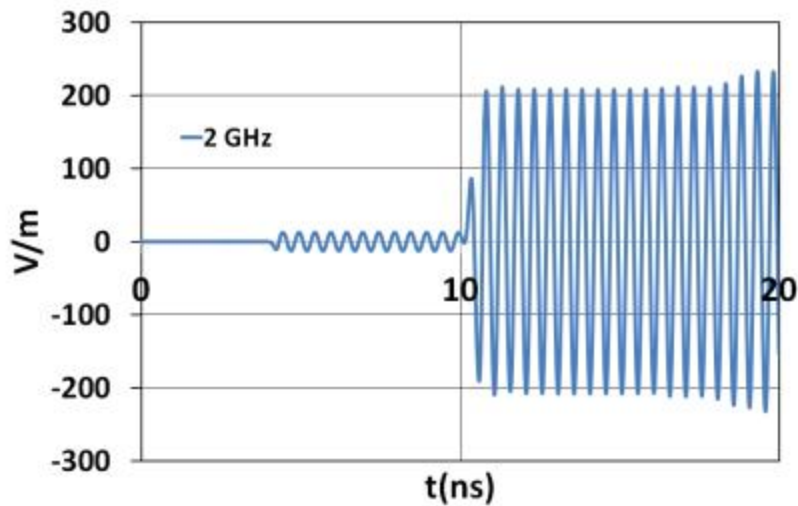
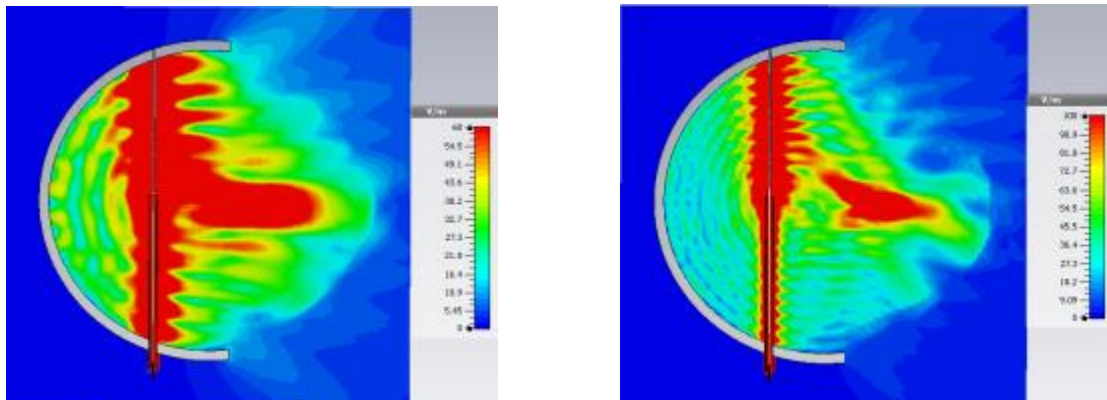


Figure III-70 Champ électrique au second foyer pour $f=2\text{GHz}$

La Figure III-71 donne la cartographie 2D du champ électrique généré par l'antenne pour $f=1\text{GHz}$ et $f=2\text{GHz}$. Elle montre que pour chaque cas une tache se forme au niveau du second foyer de l'antenne.



a)

b)

Figure III-71 a) Cartographie 2D pour $f=1\text{GHz}$ b) Cartographie 2D pour $f=2\text{GHz}$ pour un milieu sans pertes $\epsilon_r = 81$

La Figure III-72 donne la forme transitoire du champ électrique au 2nd foyer de l'antenne pour différentes fréquences et pour l'eau distillée (prise en compte des pertes). Elle montre qu'à 1GHz, l'amplification du signal est supérieure, avec un facteur de 5.7 par rapport au signal d'excitation. A 2GHz, l'amplitude du signal obtenu est même inférieure à celle du signal d'excitation. Cette atténuation est causée par les pertes diélectriques de l'eau.



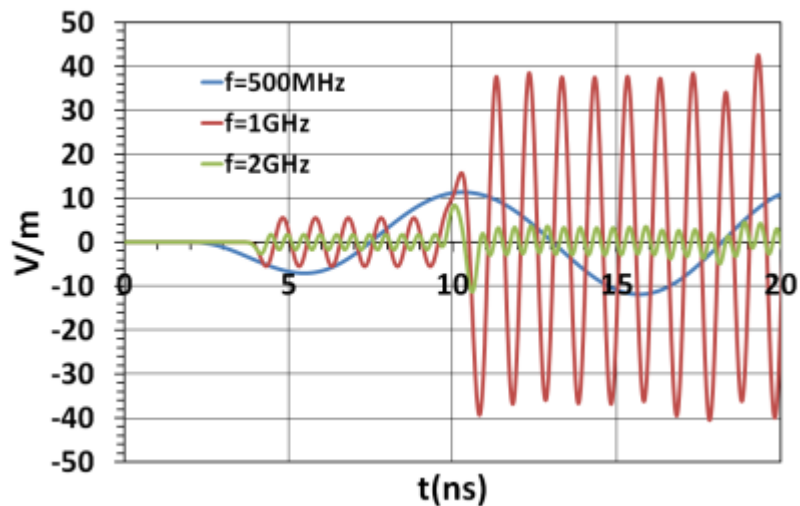


Figure III-72 Comparaison du champ électrique reçu au second foyer de l'antenne pour différentes fréquences

La Figure III-73 donne une cartographie 2D du champ électrique généré par l'antenne pour $f=1\text{GHz}$ et $f=2\text{GHz}$. Elle montre que dans les deux cas, une tache se forme.

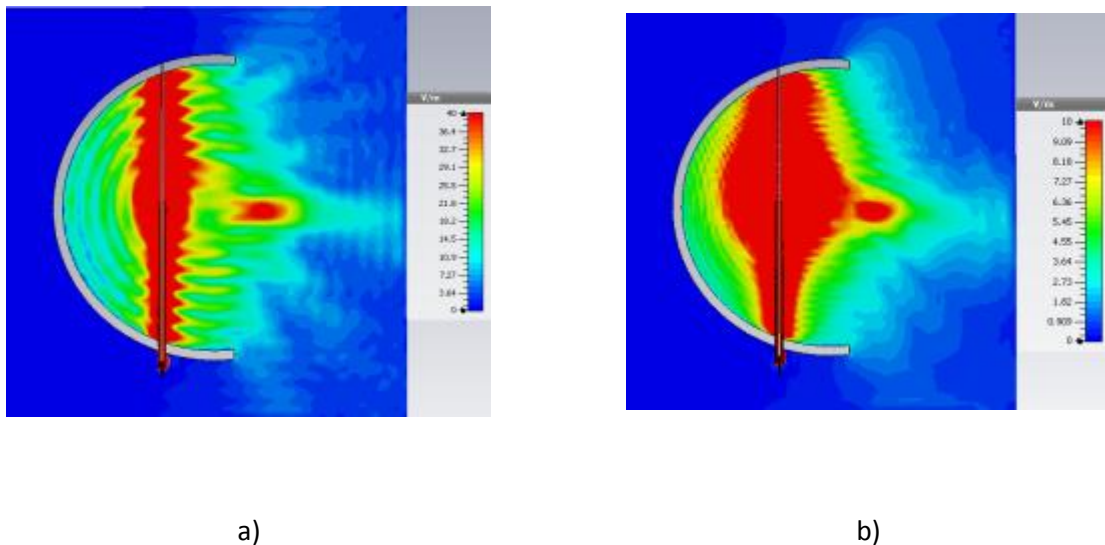


Figure III-73 a) Cartographie 2D pour $f=1\text{GHz}$ b) Cartographie 2D pour $f=2\text{GHz}$ en prenant en compte les pertes de l'eau distillée

Ces différents résultats montrent que l'utilisation de cette antenne est envisageable avec des signaux CW. Par contre les pertes diélectriques impactent fortement l'amplitude au second foyer. Pour améliorer les performances de l'antenne avec de tels signaux dans un milieu réel, il faut que ce milieu présente le moins de pertes possible.

III.7.1. Conclusions

Dans cette partie, il a été présenté les différentes étapes de la conception d'un prototype d'antenne PSIRA. Dans un premier temps, la problématique de la pénétration d'une onde électromagnétique dans des tissus biologiques humains a été abordée. Cette étude a montré qu'il était nécessaire d'assurer la continuité entre le milieu d'excitation et le tissu illuminé. La solution a été d'imaginer l'antenne, ainsi que le tissu dans un même milieu diélectrique de permittivité proche de celle de la cible. Une étude a été menée au préalable afin de vérifier la possibilité de faire fonctionner l'antenne PSIRA dans un milieu autre que l'air. Les différents résultats obtenus ont montré la possibilité d'avoir d'excellentes performances, tout en ayant des dimensions réduites.

L'architecture du prototype a ensuite été présentée. Il a été montré que l'insertion du système d'alimentation provoquait une discontinuité au niveau du premier point focal, dégradant ainsi les performances. Une solution a été recherchée afin d'améliorer ces performances. Le dipôle triangulaire a été remplacé par un dipôle filaire droit. Les performances ont ainsi été améliorées.

Les caractéristiques diélectriques de deux liquides, que sont la glycérine et l'eau, ont été évaluées et intégrées en simulation. Les résultats ainsi obtenus ont montré une forte dégradation des performances de l'antenne.

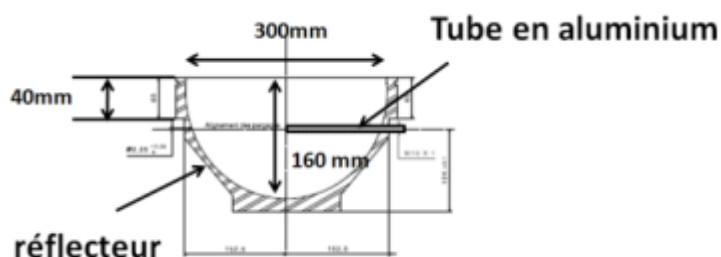
Une étude a été menée par la suite afin d'étudier la pénétration de l'onde électromagnétique générée par l'antenne PSIRA avec un dipôle filaire dans un modèle électromagnétique 3D de corps humain. Pour cette étude, les pertes du milieu n'ont pas été considérées. Il a été montré que le signal à l'intérieur de la cible est fortement atténué, mais qu'une tache est tout de même formée, sans pour autant atteindre le foyer de l'antenne. Dans de futures études, il serait nécessaire d'améliorer le système d'alimentation pour augmenter l'amplitude à l'intérieur du tissu.

Pour conclure sur l'étude en simulation de l'antenne PSIRA, des simulations ont été menées en remplaçant le signal d'excitation impulsionnel par des signaux CW. Il est imaginable d'utiliser ce type de signal dans un cadre médical pour effectuer de la stimulation neuronale, par exemple. Il a été montré que l'antenne fonctionnait avec ce type de signal pour des milieux sans pertes. A l'instar des impulsions, les performances avec des signaux CW sont impactées par les pertes diélectriques des milieux d'excitation. Quoiqu'il en soit, l'étude montre que ce type d'antenne utilisée en espace libre (milieu sans pertes), permet de focaliser une onde CW en zone proche, ouvrant le champ à de multiples applications, médicales ou autres, qui restent à imaginer.



III.8. Résultats expérimentaux

Suite aux différentes études effectuées en simulation, un prototype de l'antenne avec un dipôle filaire comme élément rayonnant a été réalisé. La Figure III-74 donne une vue de coupe du réflecteur de l'antenne, ainsi qu'une photographie du prototype. Un tube en aluminium de diamètre intérieur égal à 7.25mm et de diamètre extérieur égal à 1cm, traverse le réflecteur. Le tube est positionné afin d'avoir le point d'excitation de l'antenne au premier foyer du réflecteur. Pour alimenter l'antenne, le diélectrique et le conducteur central du câble transmettant le signal à l'antenne sont insérés dans le tube en aluminium. Une longueur de 5mm du diélectrique à partir de l'extrémité du tube est laissée apparente. Le conducteur intérieur du câble est mis en tension mécanique et est serré à l'aide d'une bride métallique pour maintenir un contact électrique avec le réflecteur. Comme pour l'applicateur coaxial, des connecteurs 7/16^{ème} sont utilisés.



a)



b)

Figure III-74 a) Vue de coupe du réflecteur avec insertion du tube b) Photographie du prototype

La Figure III-75 est un schéma du banc de mesure mis en place pour obtenir les performances de l'antenne. Afin de mesurer le champ électrique généré par l'antenne, deux capteurs de champ électrique ont été utilisés durant la campagne de mesures. Un capteur de champ électrique de type dipolaire, dont la particularité est d'être dérivatif et passif, nécessitant un balun. L'autre capteur est un capteur électro-optique conçu par la société Kapteos®. La particularité de ce capteur est qu'il est purement diélectrique et essentiellement dédié à la mesure de champ électrique dans les liquides, sans perturber la mesure de champ que contrairement au capteur dérivatif qui est métallique. De plus, il permet d'obtenir directement (sans intégration) la forme transitoire du signal généré par l'antenne. La Figure III-76 et la Figure III-77 sont des photographies de ces deux capteurs. Ces différents capteurs sont translatés suivant les directions x, y et z, afin d'obtenir une cartographie de la tache. Dans le cadre des expérimentations avec de la glycérine, un générateur Kentech HMPS



ayant une amplitude crête de 3kV, un front de montée de 150ps et une largeur de 5ns. Pour les expérimentations avec de l'eau distillée, le générateur Kentech PBG5 est utilisé. En sortie de ce générateur la sonde haute tension avec l'éclateur intégré qui a été utilisé précédemment durant les expérimentations de l'applicateur coaxial a été placée en sortie du générateur Kentech PBG5. Cette sonde est utilisée afin d'obtenir une image du signal injecté dans l'antenne. Comme précédemment, l'éclateur en entrée de la sonde diminue la durée de l'impulsion d'excitation. L'ensemble de l'expérimentation, mis à part l'oscilloscope, est placé à l'intérieur d'une cage de Faraday pour éviter que les expérimentateurs, ainsi que le matériel de mesure soient exposés au rayonnement de l'antenne en dehors du liquide d'immersion. La Figure III-78 et la Figure III-79 sont des photographies du banc de mesure.

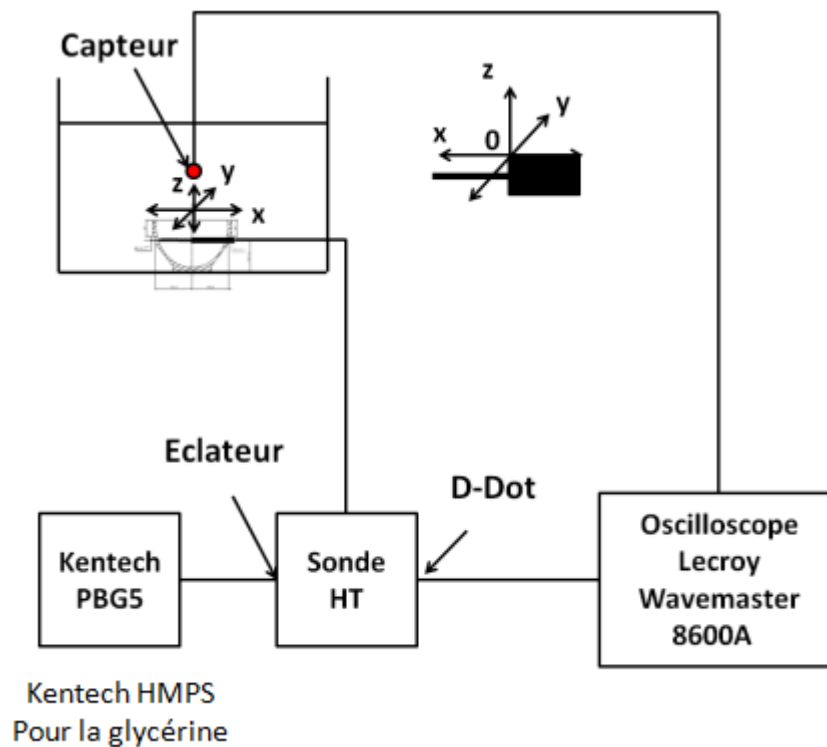


Figure III-75 Configuration générale du banc de mesure

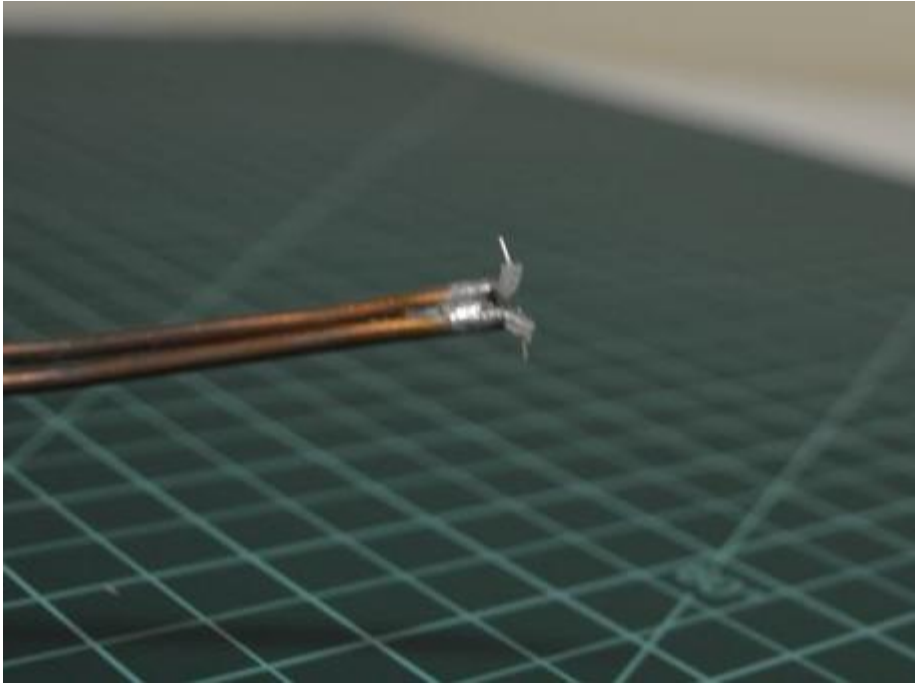


Figure III-76 Capteur dipolaire passif



Figure III-77 Capteur électro optique délivré par la société Kapteos



Figure III-78 Photographie du banc de mesure complet



Figure III-79 Zoom sur l'antenne et la bassine contenant l'eau distillée

III.8.1. Mesures des performances de l'antenne immergée dans la glycérine

III.8.1.1 Caractérisations fréquentielles

La Figure III-80 donne le paramètre S_{11} obtenu en mesure. Elle montre qu'il est inférieur à -10dB à partir de 200MHz. Par rapport au paramètre S_{11} montré dans la Figure III-54 pour un milieu de permittivité relative égale à 40 et pour une longueur de diélectrique de 5mm, celui obtenu en mesure est meilleur. Ce phénomène s'explique par le fait que les pertes diélectriques de la glycérine atténuent les réflexions.

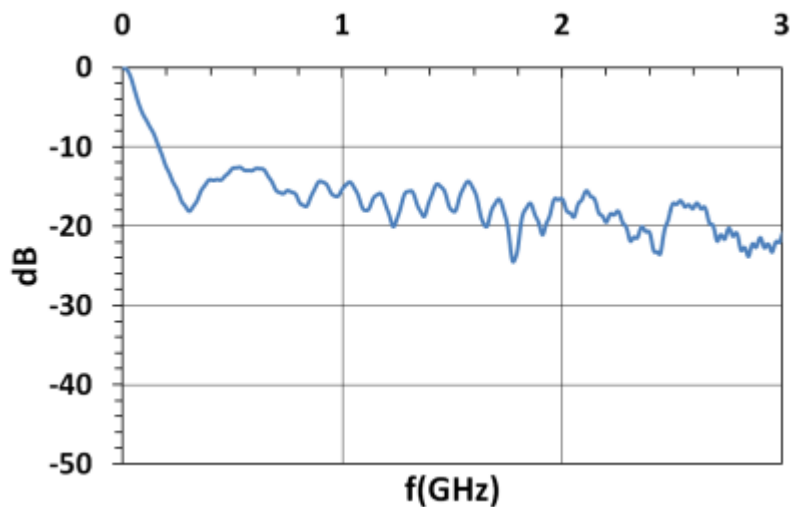


Figure III-80 Paramètre S_{11} de l'antenne immergée dans la glycérine obtenu en mesures

III.8.1.2 Mesures avec le capteur dipolaire

Durant ces expérimentations, le capteur utilisé est le capteur dipolaire dérivatif. La caractérisation d'un tel capteur dans les liquides n'a pu être réalisée par faute de moyens disponibles. Afin de comparer les résultats obtenus en mesures et en simulation, l'intégrale temporelle du signal en sortie du capteur est calculée et normalisée par rapport à son maximum, en prenant en compte les pertes d'insertion du balun qui sont de 6dB ainsi que les pertes des câbles utilisés. En simulation, le signal délivré par le générateur est utilisé comme excitation et la permittivité complexe de la glycérine est prise en compte. La Figure III-82 donne une image du champ électrique pour différentes positions sur l'axe z. Ces signaux sont normalisés par rapport à l'amplitude crête du signal obtenu au niveau de 2nd point focal de l'antenne. La durée de ces signaux est très longue, de l'ordre de 5ns qui correspond à celle du générateur utilisé. Ce résultat est en adéquation avec les observations effectuées précédemment en simulation lorsque les pertes de la glycérine sont prises en compte. Les résultats expérimentaux ont été par la suite comparés avec des résultats obtenus en simulation, en prenant en compte la forme transitoire de la tension délivrée par

le générateur. Cette comparaison est présentée dans la Figure III-83. Une bonne concordance est observée entre simulation et mesures pour le front de montée du signal, par contre la largeur d'impulsion est plus faible qu'en mesure.

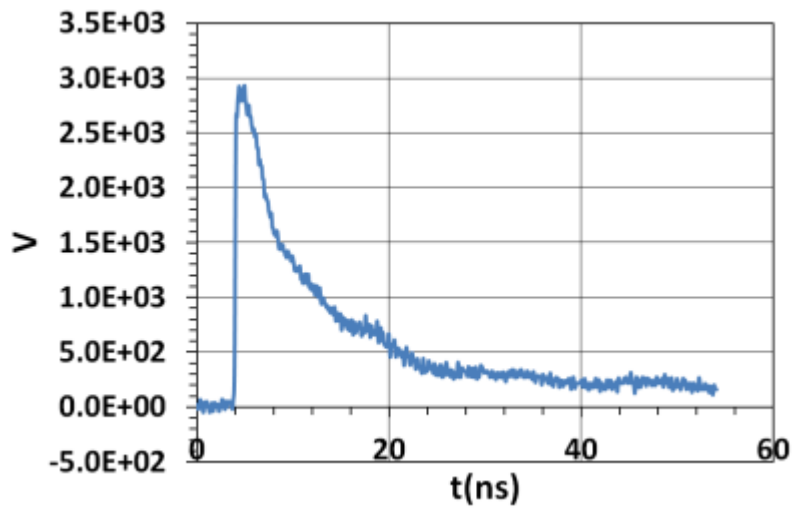


Figure III-81 Signal du générateur Kentech HMPS

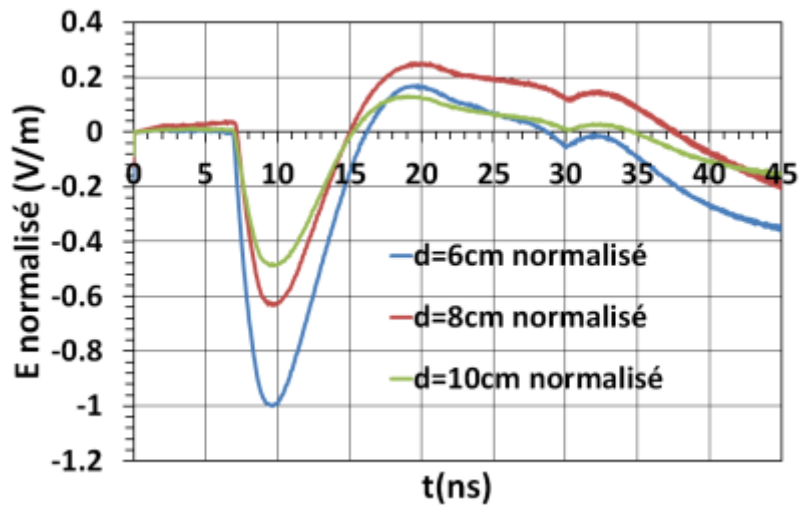


Figure III-82 Mesures de champ électrique normalisé dans la glycérine pour différentes positions du capteur



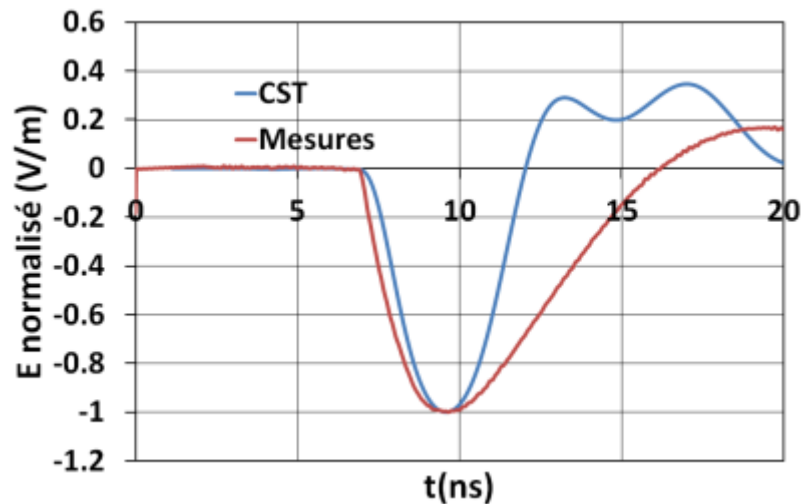


Figure III-83 Comparaison du champ électrique normalisé obtenu en simulation et en mesures pour la glycérine

Au vu de ces résultats, les expérimentations n'ont pas été menées plus loin dans ce liquide.

III.8.2. Evaluation des performances de l'antenne immergée dans l'eau distillée

III.8.2.1 Caractérisation fréquentielle

La Figure III-84 donne le paramètre S_{11} de l'antenne lorsqu'elle est immergée dans de l'eau distillée. Il indique que l'évolution des réflexions en entrée de l'antenne est décroissante, mais le paramètre S_{11} reste supérieur à -10dB jusqu'à 2.4GHz. Par rapport au paramètre S_{11} obtenu en simulation pour un milieu sans pertes (Figure III-54), celui-ci est inférieur de 3dB, ce qui indique que les pertes diélectriques atténuent les réflexions provenant de la différence d'impédance entre l'impédance caractéristique du câble et l'impédance ramenée dans le plan de sortie de celui-ci.

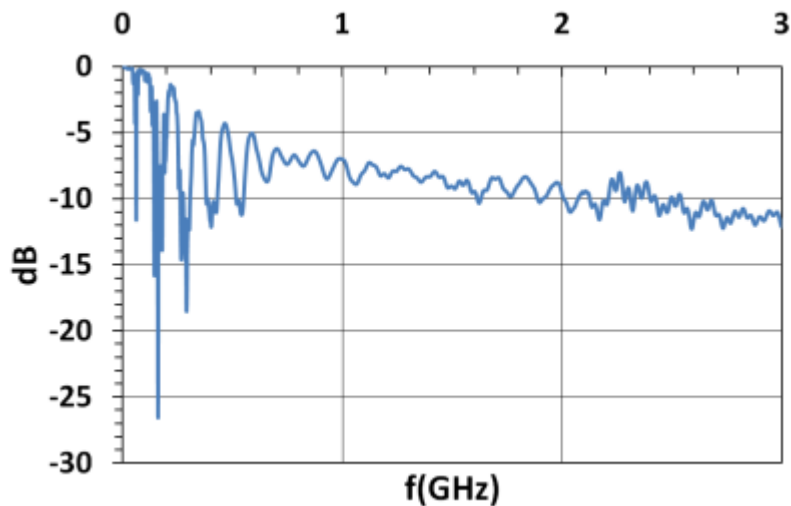


Figure III-84 Paramètre S_{11} de l'antenne immergée dans l'eau obtenu en mesures

III.8.2.2 Mesures avec le capteur dipolaire

Les mesures ont été effectuées dans la configuration présentée par la Figure III-75 avec le capteur dipolaire dans un premier temps. Comme précédemment, l'amplitude de l'intégrale du signal reçu en sortie du capteur dipolaire au second foyer de l'antenne a été normalisée à son maximum. Ce signal est ensuite comparé au champ électrique, normalisé par rapport à son maximum, obtenu en simulation en prenant en compte les pertes de l'eau distillée, ainsi que le signal envoyé dans l'antenne qui est présenté par la Figure III-85.

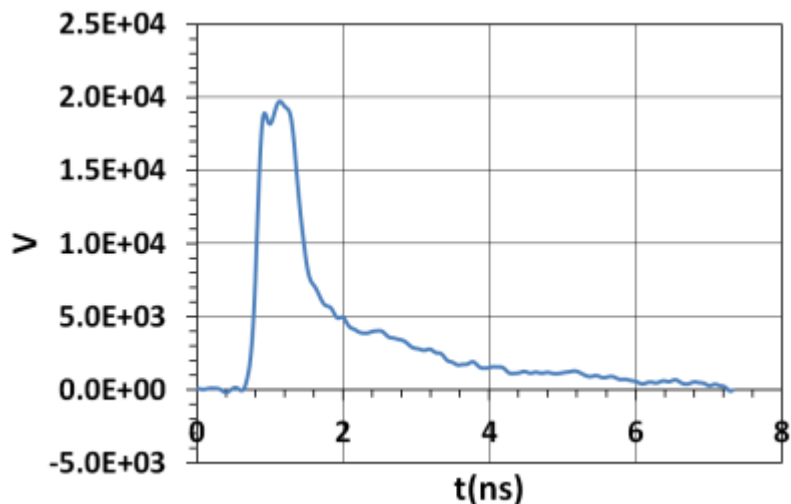


Figure III-85 Signal du générateur Kentech PBG5 en sortie de la sonde haute tension avec éclateur

La Figure III-86 compare la forme transitoire normalisée du champ électrique au second foyer obtenu en mesure et celui obtenu en simulation en prenant en compte les pertes. Cette figure montre une excellente concordance au niveau de la forme transitoire de ces différents signaux.

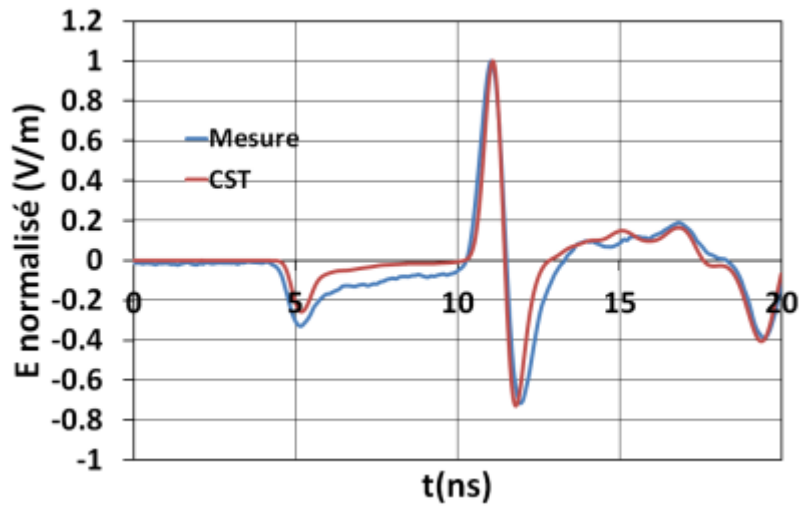
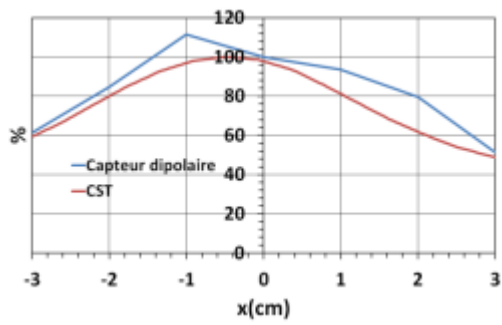


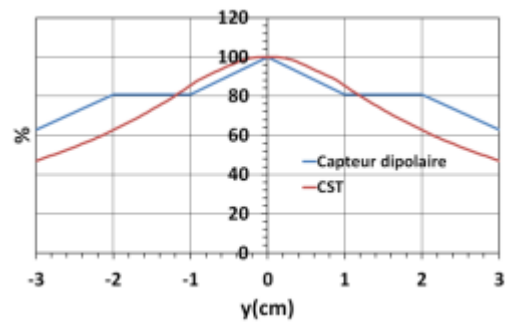
Figure III-86 Comparaison du champ électrique normalisé obtenu en simulation et en mesures pour l'eau distillée

La Figure III-87 compare le profil de la tache sur les trois axes obtenus en simulation, mais aussi en mesures. Le Tableau III-21, répertorie les différentes dimensions de la tache à 80% du maximum de champ électrique pour la longueur (axe z) et à 60% pour le diamètre vertical (axe x) et horizontal (axe y). Pour obtenir ces profils, les signaux mesurés le long de ces directions ont été normalisés par rapport à l'amplitude crête du signal reçu au second foyer. Les profils obtenus en mesure ont la encore une très bonne concordance avec ceux obtenus en simulations en prenant en compte les pertes diélectriques de l'eau distillée.

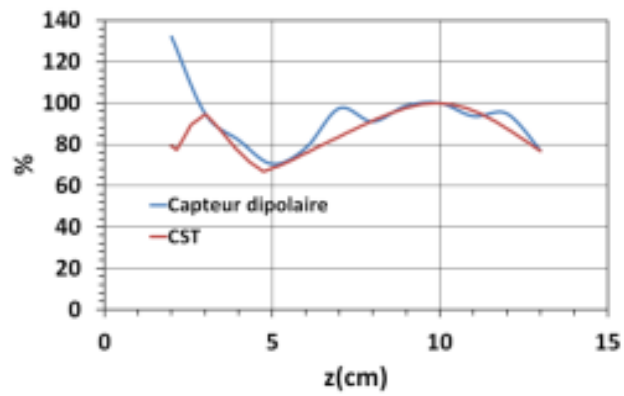




a)



b)



c)

Figure III-87 a) profil de la tache sur l'axe x b) profil de la tache sur l'axe y c) profil de la tache sur l'axe z obtenus avec le capteur dipolaire et en simulation

Tableau III-21 Dimensions de la tache obtenue en mesure avec le capteur dipolaire et en simulation

	Mesures	Simulation
longueur (axe z) à 80%	7cm	6cm
diamètre vertical (axe x) à 60%	5.8cm	5cm
diamètre horizontal (axe y) à 60%	6cm	4.4cm

III.8.2.3 Mesures avec le capteur électro optique

III.8.2.3.1. Etalonnage du capteur électro optique

La Figure III-88 illustre la chaîne d'étalonnage du capteur électro optique dédié à la mesure de champ électrique dans les liquides, la Figure III-89 est une photographie de la cellule TEM utilisée pour l'occasion. La Figure III-90 est une photographie de cette chaîne d'étalonnage. Le capteur est inséré dans un tube en plastique rempli de l'eau distillée utilisée durant les expérimentations de l'antenne. La longueur entre le septum de la ligne et la masse est de 15mm. Un signal sinusoïdal à une puissance de 13dBm est injecté dans la cellule TEM. La puissance du signal mesuré par le capteur électro optique est obtenue avec l'analyseur de spectre. La bande de fréquence d'étalonnage du capteur va de 100kHz jusqu'à 5GHz. La Figure III-91 donne le paramètre S21 de la cellule TEM lorsqu'elle est remplie d'eau distillée. Elle montre que jusqu'à 700MHz le S21 est supérieur à -1dB, indiquant ainsi une faible atténuation du signal dans cette bande. Au-delà la puissance du signal est atténuée de près d'un facteur 4. Cette atténuation est causée par l'apparition de modes supérieures au-delà de 700MHz. Selon le constructeur, l'apparition de ces modes est causée par la forte permittivité de l'eau distillée. Il est regrettable que la cellule de calibrage soit limitée en fréquence, mais nous ne disposons pas à ce jour d'autres moyens d'étalonnages.



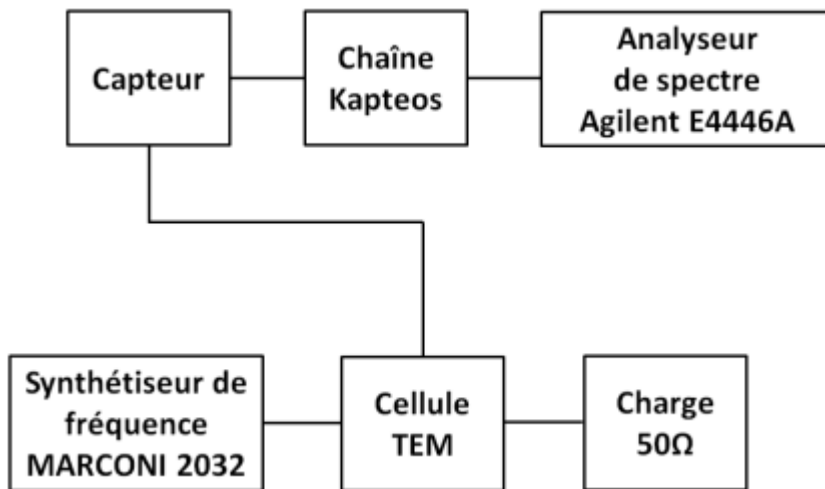


Figure III-88 Chaîne d'étalonnage du capteur électro optique

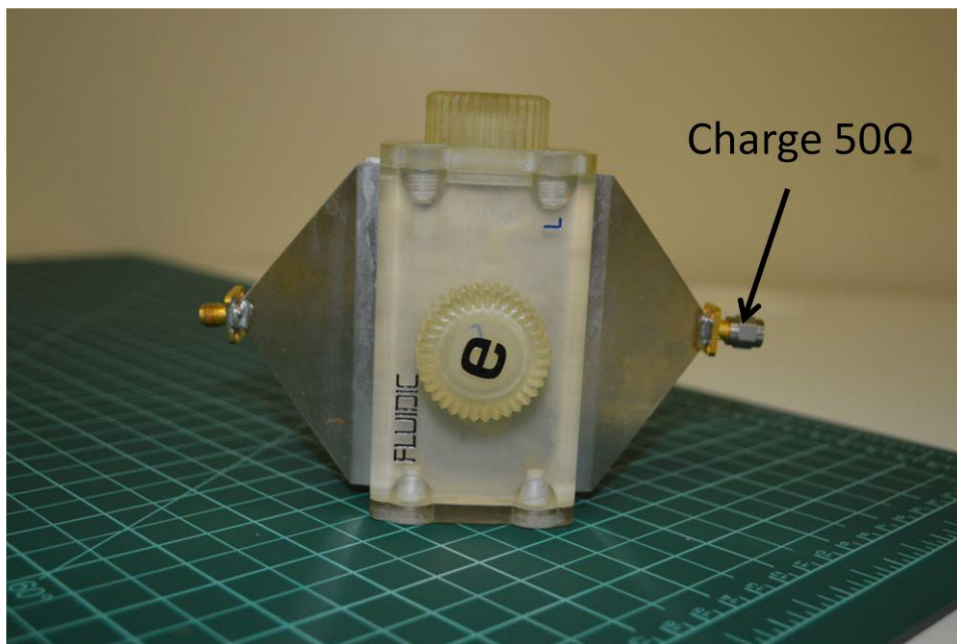


Figure III-89 Photographies de la cellule TEM utilisée pour l'étalonnage de la sonde électro optique



Figure III-90 Photographie de la chaîne d'étalonnage globale

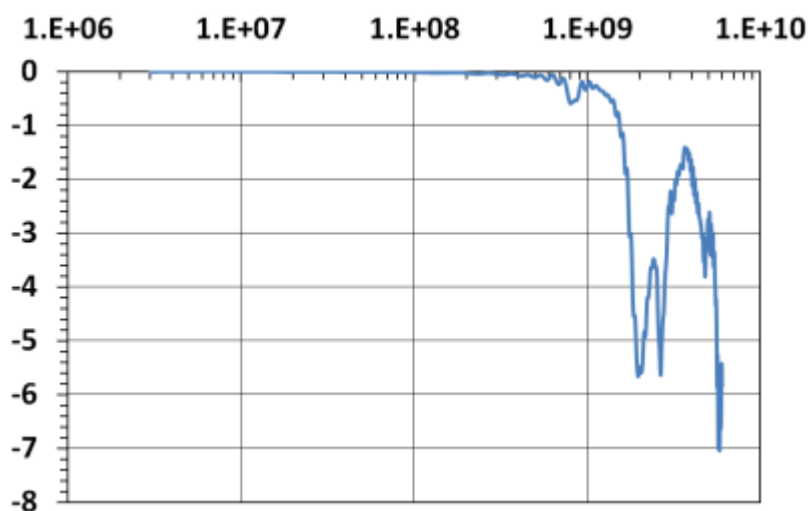


Figure III-91 S21 de la cellule TEM avec de l'eau distillée

Le capteur est sensible aux variations de température, il est donc nécessaire d'effectuer l'étalonnage dans les mêmes conditions de température que l'expérimentation nécessitant l'utilisation d'un tel capteur. La Figure III-92 donne la courbe d'atténuation du capteur déduite à partir des mesures de puissance en sortie de celui-ci et en compensant l'atténuation des câbles coaxiaux utilisés. Pour des fréquences inférieures à 10MHz, des résonances sont visibles. Selon la société Kapteos®, il s'agit de résonances basses fréquences du cristal piézoélectrique du capteur électro optique. A partir de 10MHz jusqu'à 700MHz, le capteur a une réponse plate où l'atténuation

est estimée comme étant égale à 97.4dB. Pour des fréquences supérieures à 700MHz, des résonances apparaissent à nouveau, elles sont causées par l'apparition de modes supérieurs dans la cellule TEM pour de l'eau distillée. D'après les caractéristiques techniques données par le constructeur, cette sonde peut fonctionner dans une bande de fréquence allant de 10MHz jusqu'à 18GHz, il préconise donc de considérer la réponse fréquentielle du capteur comme étant plate au-delà de 700MHz.

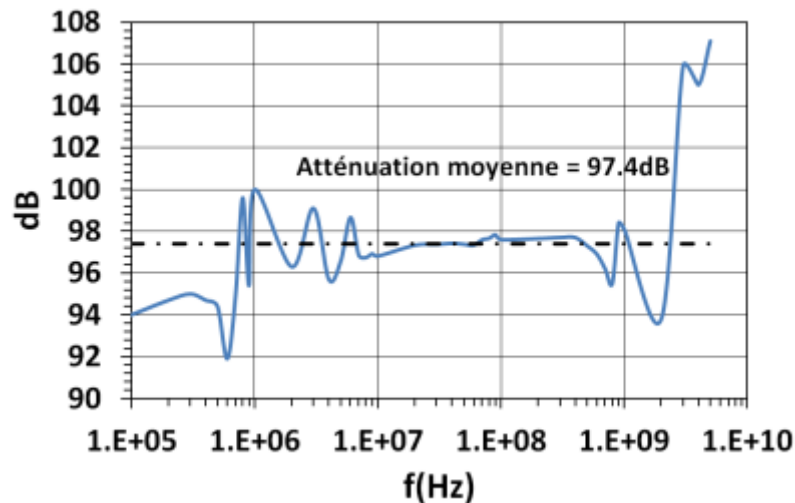


Figure III-92 Courbe d'atténuation du capteur électro optique

Afin de calculer le champ électrique mesuré par le capteur, il suffit d'appliquer la formule III.51, avec l'atténuation déterminée durant l'étalonnage du capteur. Le terme d correspond à la distance entre le septum et la masse de la cellule TEM. Pour une atténuation de 97.4dB, le facteur de sensibilité vaut $4.94 \cdot 10^6$.

$$E \left(\frac{V}{m} \right) = V_{mesure} f_{sensibilité} = \frac{V_{mesure} \sqrt{Atténuation}}{d} \quad \text{III.51}$$



III.8.2.3.2. Performances obtenues avec le capteur électro optique

La Figure III-93 compare le champ électrique reçu au second foyer de l'antenne obtenu en simulation avec celui obtenu en mesure après traitements. Elle montre une bonne concordance entre mesures et simulations, malgré quelques différences au niveau du prepulse et de la deuxième alternance de l'impulsion. Le Tableau III-22 donne les différentes caractéristiques de ces signaux.

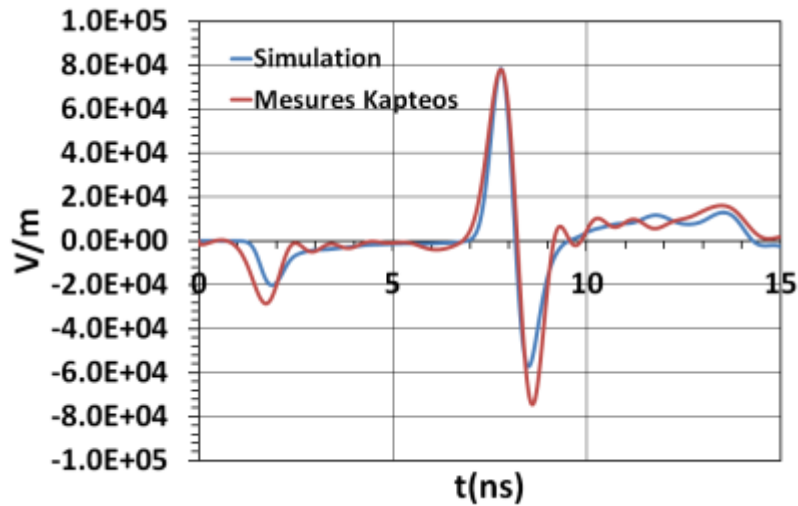


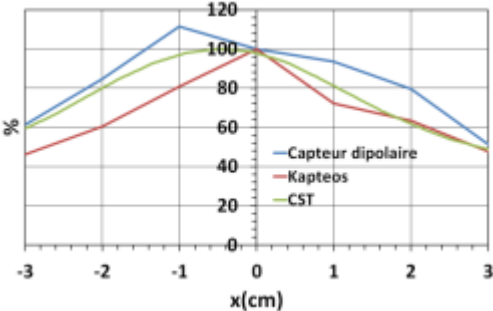
Figure III-93 Comparaison entre simulation et mesures avec le capteur Kapteos du champ électrique au second foyer de l'antenne

Tableau III-22 Tableau comparatif entre simulations et mesures avec le capteur Kapteos® du champ électrique au second foyer de l'antenne

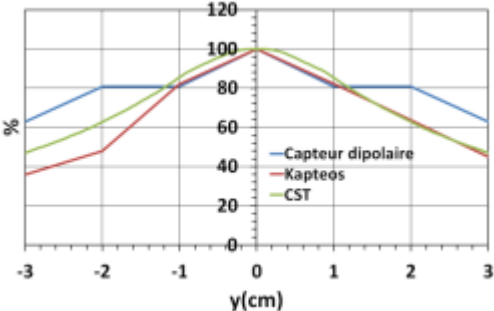
	Simulations	Mesures
Amplitude prepulse	20kV/m	28.5kV/m
Amplitude alternance positive	77kV/m	77kV/m
Amplitude alternance négative	57kV/m	74kV/m
Largeur alternance positive	543.7ps	700ps
Largeur alternance négative	565ps	600ps



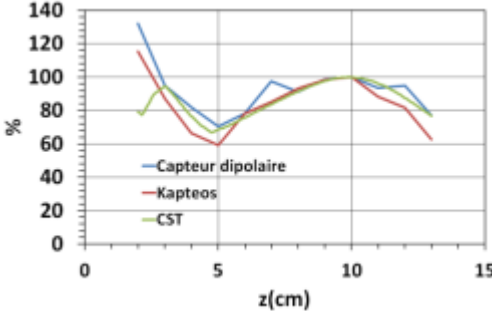
La Figure III-94 compare le profil de la tache sur les trois axes obtenus en simulation, avec ceux obtenus en mesures avec le capteur dipolaire et le capteur Kapteos. Cette figure, ainsi que le Tableau III-23 montre qu'il y a une bonne concordance entre ces différents profils, notamment entre ceux obtenus en mesures et ceux obtenus avec le capteur Kapteos.



a)



b)



c)

Figure III-94 a) profil de la tache sur l'axe x b) profil de la tache sur l'axe y c) profil de la tache sur l'axe z obtenus avec le capteur dipolaire, le capteur Kapteos et en simulation

Tableau III-23 Dimensions de la tache obtenue avec le capteur dipolaire, le capteur Kapteos et en simulation

	Capteur Kapteos	Capteur dipolaire	Simulation
longueur (axe z) à 80%	6cm	7cm	6.5cm
diamètre vertical (axe x) à 60%	4.2cm	5.8cm	5cm
diamètre horizontal (axe y) à 60%	3.8cm	6cm	4.4cm

III.8.3. Conclusions

Afin de valider l'antenne PSIRA conçue pour fonctionner dans des liquides de fortes permittivités, telles que la glycérine et l'eau distillée, des expérimentations probatoires ont été menées en immergeant le prototype dans ces différents liquides. Au préalable, le comportement de l'antenne avait été étudié numériquement en prenant en compte les pertes diélectriques de ces liquides. Il a été montré que ces pertes dégradaient fortement les performances de l'antenne. Cette dégradation de performances a été aussi observée durant les expérimentations. Des comparaisons ont été effectuées entre mesures et simulations, en prenant en compte la forme transitoire des signaux en sortie des différents générateurs. Ces différentes comparaisons ont montré une excellente concordance entre l'expérimental, notamment grâce au capteur électro optique qui a permis d'obtenir les niveaux du champ électrique rayonné par l'antenne, et les résultats obtenus numériquement. Cette concordance valide donc l'ensemble de l'étude théorique et numérique menée précédemment.



III.9. Conclusions et perspectives sur la conception de l'applicateur antennaire

Les différents travaux menés dans ce chapitre, ont montré les différentes étapes de conception d'un applicateur antennaire devant être utilisé dans le cadre d'expérimentations biologiques avec des impulsions électromagnétiques subnanosecondes de fort niveau (MV/m). Un état de l'art de différents types d'antennes susceptibles de fonctionner avec des impulsions subnanosecondes a été établi afin de choisir le type d'architecture. Parmi toutes les antennes décrites, il a été décidé d'utiliser une nouvelle topologie d'antenne établie par C. Baum[62][63] et par S. Altunc[64] qui avait justement été étudiée pour être utilisée dans le cadre d'expérimentations biologiques avec des impulsions subnanosecondes. Cette antenne s'appelle l'antenne PSIRA. Elle est constituée d'un réflecteur elliptique et d'un dipôle rayonnant. Le point d'excitation est situé au 1er foyer géométrique du réflecteur, le champ électrique réfléchi par celui-ci est en phase au second foyer géométrique du réflecteur, formant ainsi une impulsion électromagnétique subnanoseconde. Les performances de l'antenne initiale ont été présentées analytiquement et numériquement

Initialement, cette antenne a été étudiée pour fonctionner dans l'air, hors, d'un point de vue électrique les tissus biologiques ont une permittivité élevée et sont conducteurs [71][72]. Un travail a donc été mené afin d'étudier la propagation d'une onde électromagnétique à l'intérieur de tels tissus, générée dans un milieu diélectrique différent. Cette étude a donc montré qu'il est nécessaire d'assurer une continuité des milieux. Pour cela, une solution innovante envisagée est d'immerger l'antenne, ainsi que le tissu à illuminer dans un milieu diélectrique ayant une permittivité proche de celle de la cible.

Suite aux résultats obtenus avec l'étude de propagation d'une onde électromagnétique dans des tissus biologiques, les travaux de conception de l'applicateur antennaire ont été présentés. Dans un premier temps, une étude de faisabilité d'immerger l'antenne dans des diélectriques autre que l'air a été effectuée. Durant cette étude, il a été montré que les performances de l'antenne s'amélioraient lorsque la permittivité était élevée, pour des dimensions plus faibles que celles données dans l'air. Suite à cette étude, un prototype a été conçu. L'insertion du système d'excitation dégrade les performances de l'antenne. Pour les améliorer, le dipôle à brins triangulaires a été remplacé par un dipôle filaire droit. Dans cette configuration, malgré une dissymétrie de la tache, ses dimensions restent de l'ordre de quelques centimètres, l'amplitude crête de l'impulsion est d'ailleurs augmentée d'une centaine de kV/m.

Les milieux diélectriques utilisés durant les expérimentations présentent des pertes diélectriques. Ces pertes ont été évaluées expérimentalement et intégrées en simulation pour évaluer leurs influences sur les performances de l'antenne. Ces résultats ont montré que les performances se dégradaient fortement avec les pertes. Les dégradations sont plus importantes dans le cas de la glycérine.



En parallèle, une étude a été menée en simulation avec un modèle numérique 3D de corps humain. Cette étude a montré que les différentes couches diélectriques de la cible diminuaient fortement l'amplitude, mais qu'une tache se formait tout de même, malgré tout. Une autre étude a été menée avec des signaux CW à différentes fréquences. L'utilisation de tels signaux pourraient être utiles dans un cadre médical, comme pour faire de la stimulation neuronale par exemple. Sans prendre en compte les pertes des différents milieux d'excitation, l'utilisation de l'antenne PSIRA avec de tels signaux est parfaitement viable.

Des expérimentations ont été menées par la suite afin de valider les différentes étapes de conception de l'antenne et vérifier la concordance des résultats avec les simulations effectuées dans des milieux à pertes. Pour l'occasion, deux capteurs ont été utilisés. Un capteur passif dipolaire et un capteur électro optique délivré par la société Kapteos dédié à la mesure de champ électrique dans les liquides. Les résultats ainsi obtenus ont montré une très bonne concordance avec les résultats obtenus en simulations en prenant en compte des milieux diélectriques réels, montrant ainsi la nécessité d'avoir un milieu d'immersion ayant de très faibles pertes.

Afin d'améliorer le système plusieurs pistes sont possibles. Tout d'abord, il sera nécessaire dans l'avenir de trouver des milieux diélectriques de fortes permittivités avec de très faibles pertes. L'utilisation d'eau déionisée peut être éventuellement étudiée, en la faisant circuler et en la traitant en permanence pour éviter l'ionisation de ce liquide. L'utilisation de diélectriques solides peut être aussi envisagée, notamment avec des matériaux céramiques. En parallèle, il faudra aussi dans l'avenir étudier l'antenne avec des impulsions de plus forts niveaux afin d'illuminer des tissus biologiques avec des champs électriques pouvant atteindre le MV/m. Pour cela, C. E. Baum et son équipe avaient envisagé d'intégrer un éclateur au niveau de l'excitation[65].

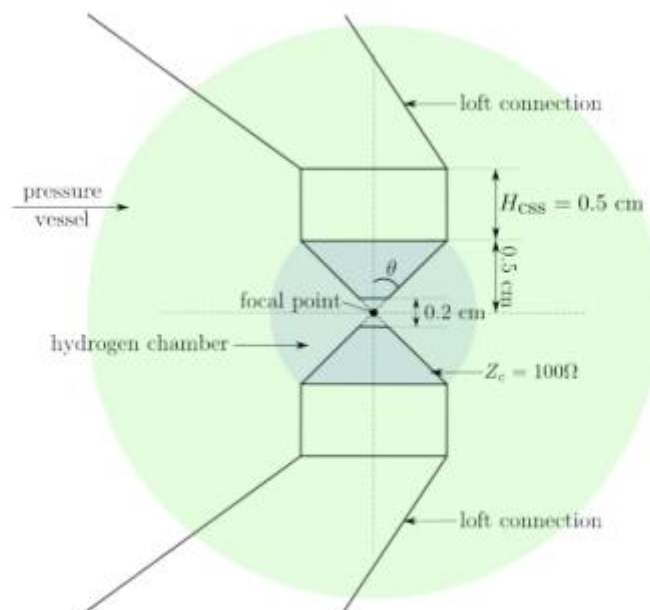


Figure III-95 Schéma de l'éclateur qui était prévu pour alimenter l'antenne PSIRA initialement développée par Baum





Conclusion





Depuis le début des années 2000 sont apparues de nouvelles méthodes médicales dans le cadre de thérapie anticancéreuse. Ces thérapies utilisent des impulsions électromagnétiques combinées avec des médicaments anticancéreux. Les impulsions utilisées ont des caractéristiques particulières. Leurs durées vont de quelques millisecondes jusqu'à la microseconde et leur amplitude est de l'ordre de quelques kV/m. Ces impulsions provoquent une modification des charges électriques des membranes plasmiques de cellules biologiques. Cette perturbation modifie le potentiel électrique, appelée potentiel transmembranaire. Cette perturbation va avoir une influence sur la structure des membranes, les rendant perméables. Ce phénomène est appelé électroporation. Cette propriété facilite la pénétration des molécules anticancéreuses dans les cellules infectées.

Depuis peu, d'autres types d'impulsions sont utilisées afin d'effectuer leurs effets sur des cellules biologiques. Dans un premier temps, des impulsions nanosecondes sont utilisées dans certaines études. Pour des amplitudes de l'ordre du MV/m, des effets sur des cellules sont observés. Le premier effet est similaire à de l'électroporation classique. Le deuxième effet permet d'atteindre la membrane des différentes organelles des cellules. Cette propriété est intéressante, car elle permettrait d'effectuer des manipulations intracellulaires. Les études utilisant ce type d'impulsion sont encore en cours afin de mettre au point des applications utilisant ces différentes propriétés.

Encore plus récemment, des impulsions plus brèves commencent à apparaître dans les études sur les effets des impulsions sur les cellules biologiques. Ces impulsions ont des durées de l'ordre de quelques centaines de picosecondes, avec des amplitudes de champ électrique plus élevées, pouvant atteindre le MV/cm. En théorie, ce type d'impulsion serait capable d'atteindre l'intérieur des organelles sans charger électriquement les différentes membranes. Les différentes expérimentations menées jusqu'alors ont montré qu'il y avait une corrélation entre la mort cellulaire et l'application de ces impulsions sur les cellules testées. Les mécanismes mis en œuvre sont encore mal connus et il est nécessaire de poursuivre les études sur le sujet. Pour cela, il est nécessaire de développer des applicateurs électromagnétiques, en accord avec les contraintes biologiques et compatibles avec des impulsions subnanosecondes ayant des amplitudes élevées.

L'un des objectifs des travaux présentés dans cette thèse est donc de concevoir des moyens expérimentaux permettant aux biologistes d'effectuer des études avec des impulsions subnanosecondes. De plus, ce type d'impulsion peut être rayonné avec des systèmes antennaires, cette propriété est intéressante, car elle permet d'imaginer des applications médicales non invasives pour le patient. Par conséquent, le deuxième objectif est de concevoir un applicateur antennaire permettant d'illuminer des tissus biologiques.

Dans le premier chapitre, un rappel d'ordre général sur les ondes électromagnétiques a été effectué avec une présentation sur les différentes applications, notamment des applications médicales. Une description générale du fonctionnement des cellules biologiques a été présentée, afin de mieux appréhender les mécanismes liés aux effets des impulsions électromagnétiques sur les cellules. Par la suite, les mécanismes de l'électroporation avec des impulsions millisecondes et microsecondes ont été présentés ainsi que les principales applications de cette propriété telle que l'électrochimiothérapie. Il est présenté ensuite les différents effets observés lorsque des impulsions électromagnétiques sont appliquées sur des cellules biologiques. Il est ensuite relaté les différents

résultats obtenus avec des impulsions subnanosecondes où il apparaît que les mécanismes mis en œuvre sont encore mal connus. Afin de conclure ce chapitre, il a été présenté un cahier des charges pour chaque applicateur à concevoir. Pour l'applicateur dédié aux études *in vitro*, une des principales contraintes est de respecter l'intégrité de la forme transitoire du champ électrique appliqué. La deuxième contrainte est le niveau de champ électrique à appliquer. Pour cette étude, il a été décidé de viser une amplitude champ électrique de l'ordre du MV/m. Pour atteindre de tel niveau de champ électrique, il est nécessaire d'utiliser des sources impulsionnelles ayant des amplitudes élevées, pouvant atteindre quelques dizaines de kV. Il est donc nécessaire d'assurer la tenue en tension du système. Il en va de même pour l'applicateur antennaire. Par contre le champ électrique rayonné doit être focalisé afin de former une tâche de faibles dimensions.

Le deuxième chapitre se focalise sur la conception d'un prototype d'applicateur pour des études *in vitro*. Un état de l'art sur les différents applicateurs déjà utilisés pour effectuer des études avec les différentes familles d'impulsions utilisées. Cet état de l'art a permis de choisir une configuration optimale d'applicateur. La configuration choisie est une architecture coaxiale. Cette configuration est la plus adaptée pour assurer l'intégrité de la forme transitoire du champ électrique, tout en assurant la tenue en tension. La géométrie de l'applicateur est inspirée par l'applicateur présenté dans [52]. Par rapport au concept original, certaines modifications ont été opérées en vue d'améliorer l'homogénéité du champ électrique à l'intérieur de la chambre d'exposition. Ces améliorations consistent à utiliser une résistance de charge creuse. Un prototype a été étudié en simulation avec le logiciel CST Studio® et a été validé expérimentalement. Des limitations au niveau de l'intégrité de la forme transitoire sont apparues durant la conception, mais restent modérées. Suite aux différentes expérimentations menées sur cet applicateur, des pistes d'améliorations ont été proposées. La première piste est qu'il est possible d'augmenter l'amplitude du champ électrique à l'intérieur de l'éprouvette de différentes manières. La première manière serait d'utiliser un générateur d'impulsion de tension plus élevée, comme celui développé dans [52] dédié justement pour des études biologiques. La deuxième solution est de diminuer la longueur de la résistance et de l'éprouvette.

Comme perspectives, il est possible aussi d'imaginer de remplacer la résistance tubulaire par un réseau de résistance. Il est prévu aussi d'adapter la géométrie coaxiale de l'applicateur afin de pouvoir illuminer des objets ayant un plus gros volume, tels que des petits animaux. Dans l'avenir, il sera aussi nécessaire d'intégrer des capteurs de température. En effet, il a été montré que la température pouvait influencer le comportement des cellules et peut fausser les observations biologiques.

Le troisième chapitre, se focalise principalement sur la conception d'un prototype d'applicateur antennaire, afin de valider la possibilité d'utiliser un tel système dans le cadre d'applications médicales non invasives avec des impulsions subnanosecondes. Après un état de l'art sur les différents systèmes antennaires permettant de rayonner une telle impulsion, il a été décidé de garder la configuration proposée par C. E. Baum [62][63]. Il s'agit de l'antenne PSIRA qui a principalement été conçue pour être utilisée dans un cadre médical. Cette antenne permet de focaliser en champ proche un champ électrique impulsionnel subnanoseconde. Le concept original a été étudié en simulation avec le logiciel CST Studio® afin de connaître ses performances. Initialement, l'antenne a été conçue pour générer le champ électrique dans l'air. Afin de maximiser la

pénétration de l'impulsion dans le tissu illuminé, il faut assurer la continuité d'impédance entre les milieux. Après une étude analytique de pénétration d'ondes électromagnétique dans des tissus humains, il a été décidé de générer l'impulsion dans des milieux diélectriques ayant une permittivité proche des milieux illuminés. Les milieux ainsi sélectionnés sont l'eau et le glycérine. L'antenne PSIRA a donc été adaptée en simulation afin de pouvoir fonctionner dans ces milieux. Suite à cela, un prototype a été conçu. Après plusieurs étapes dans la conception, il a été décidé de s'éloigner du concept original en remplaçant les brins triangulaires du dipôle d'excitation, par un dipôle filaire. Les milieux utilisés présentent des pertes diélectriques. Ces pertes ont été évaluées expérimentalement et intégrées aux simulations. Cette étude a montré l'impact néfaste de ces pertes sur la forme transitoire du champ électrique et sur la tache ainsi formée. Ces observations ont été vérifiées par la suite expérimentalement avec une excellente concordance entre simulation et expérimentations. En parallèle, des simulations ont été menées avec le prototype et un modèle numérique 3D de corps humain afin de voir l'impact du milieu complexe que représente le corps humain sur l'impulsion subnanoseconde générée par l'antenne. Ces simulations ont montré que l'amplitude du champ électrique est diminuée, mais la forme transitoire est respectée. Une autre étude a été menée afin de montrer la faisabilité d'utiliser cette antenne avec des signaux CW.

Afin d'améliorer les performances de l'antenne, plusieurs pistes d'améliorations sont possibles. Dans un premier temps, il est nécessaire de trouver des milieux diélectriques ayant de fortes permittivités tout en ayant de très faibles pertes. Pour cela, il est imaginable d'utiliser de l'eau déionisée tout en la faisant circuler et en la traitant en permanence. Il est possible aussi d'utiliser des diélectriques solides tels que des céramiques. Pour améliorer les performances il sera aussi nécessaire d'améliorer le système d'alimentation de l'antenne.

Les travaux présentés dans cette thèse ont permis de montrer quelques architectures intéressantes d'applicateurs pouvant être utilisées afin d'étudier les effets des impulsions subnanosecondes sur des cellules biologiques. Les performances des différents prototypes sont intéressantes, mais pas optimales, notamment pour l'antenne PSIRA développée dont les performances sont impactées par les pertes diélectriques des liquides utilisés. Malgré tout, la bonne concordance entre simulations et expérimentations valide le concept. Des pistes d'améliorations ont été données pour chaque applicateur afin d'obtenir des performances optimales dans l'avenir.





Références bibliographiques

- [1] A. Silve, «Nouveaux dispositifs pour l'application contrôlée d'impulsions électriques nanosecondes et pour la détection de leurs effets sur les cellules. Nouveaux résultats et hypothèses sur les paramètres contrôlant l'électroperméabilisation des cellules biologique,» *Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud*, 2011.
- [2] H. G. L. Coster, «A Quantitative Analysis of the Voltage-Current Relationships of Fixed Charge Membranes and the Associated Property of "Punch-Through",» *Biophys. J.*, vol. 5, n° 15, pp. 669-686, 1965.
- [3] W. A. Hamilton et J. H. Sale, «Effects of High Electric Fields on Microorganisms : II. Mechanism of Action of the Lethal Effect,» *Biochimica and Biophysica Acta (BBA)-General Subjects*, vol. 148, n° 13, pp. 789-800, 1967.
- [4] J. M. Crowley, "Electrical Breakdown of Bimolecular Lipid Membranes as an Electromechanical Instability," *Biophysical Journal*, vol. 13, no. 7, pp. 711-724, 1973.
- [5] E. Neumann et K. Rosenheck, «Permeability changes induced by electric impulses in vesicular membranes,» *The Journal of membrane biology*, vol. 10, n° 13, pp. 279-290, 1972.
- [6] E. Neumann, M. Shaefer-Ridder, Y. Wang et P. H. Hofschneider, «Gene transfer into mouse lymphoma cells by electroporation in high electric fields,» *EMBO J*, vol. 1, n° 17, pp. 841-845, 1982.
- [7] U. Zimmermann, «Electric field-mediated fusion and related electrical phenomena,» *Biochim. Biophys. Acta*, vol. 694, n° 13, pp. 227-277, 1982.
- [8] P. Scheurich, U. Zimmermann, M. Mischel et I. Lamprecht, «Membrane fusion and deformation of red blood cells by electric fields,» *Z. Naturforsch., C, Biosci*, vol. 35, n° 11-12, pp. 1081-1085, 1980.
- [9] Q. Zhang, G. V. Barbosa-Cànovas et B. G. Swanson, «Engineering Aspects of Pulsed Electric Field Pasteurization,» *Journal of Food Engineering*, vol. 25, n° 12, pp. 261-281, 1995.
- [10] S. Jeyamkondan, D. S. Jayas et R. A. Holley, «Pulsed Electric Field Processing of Foods,» *J. Food Prot.*, vol. 62, n° 19, pp. 1088-1096, 1999.
- [11] J. Teissié et M. P. Rols, «Fusion of mammalian cells in culture is obtained by creating contact between cells after electropermeabilization,» *Biochemical and Biophysical Research Communication*, vol. 140, n° 11, pp. 258-266, 1986.
- [12] M. P. Rols et J. Teissié, «Electropermeabilization of mammalian cells, Quantitative



- analysis of the phenomenon,» *Biophys J.*, vol. 58, n° 15, pp. 1089-1098, 1990.
- [13] L. M. Mir, S. Orlowski, J. Belehradek Jr et C. Paoletti, «Electrochemotherapy potentiation of antitumor effect of bleomycin by local electric pulses,» *European Journal of Cancer and Clinical Oncology*, vol. 27, n° 11, pp. 68-72, 1991.
- [14] G. Sersa, M. Cemazar, D. Miklavcic et L. M. Mir, «Electrochemotherapy : variable anti-tumor effect on different tumor models,» *Bioelectrochemistry and Bioenergetics*, vol. 35, n° 11-2, pp. 23-27, 1994.
- [15] L. M. Mir, L. F. Glass, G. Sersa, J. Teissié, C. Domenge, D. Miklavcic, M. J. Jaroszeski, S. Orlowski, D. S. Reintgen, Z. Rudolf, M. Belehradek, M. Gilbert, M. P. Rols, J. Belehradek Jr, J. M. Bachaud, R. DeConti, B. Stabuc, M. Cemazar, P. Coninx et R. Heller, «Effective treatment of cutaneous and subcutaneous malignant tumors by electrochemotherapy,» *Br. J. Cancer*, vol. 77, n° 112, pp. 2336-2342, 1998.
- [16] A. Gothelf, L. M. Mir et J. Gehl, «Electrochemotherapy : results of cancer treatment using enhanced delivery of bleomycin by electroporation,» *Cancer Treatment Reviews*, n° 129, pp. 371-387, 2003.
- [17] R. Davalos, L. M. Mir et B. Rubinsky, «Tissue ablation with irreversible electroporation,» *Annals of biomedical engineering*, vol. 33, n° 12, pp. 223-231, 2005.
- [18] K. H. Schoenbach, S. Katsuki, R. H. Stark, E. S. Buescher et S. J. Beebe, «Bioelectrics-new applications for pulsed power technology,» *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, n° 11, pp. 293-300, 2002.
- [19] K. H. Schoenbach, R. Joshi, R. Stark, F. Dobbs et S. Beebe, «Bacterial decontamination of liquids with pulsed electric fields,» *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 7, n° 15, pp. 637-645, 2000.
- [20] S. J. Beebe, P. M. Fox, L. J. Rec, K. Somers, R. H. Stark et K. H. Schoenbach, «Nanosecond Pulsed Electric Field (nsPEF) Effects on Cells and Tissues : Apoptosis Induction and Tumor Growth Inhibition,» *IEEE Transaction on Plasma Science*, vol. 30, n° 11, February 2002.
- [21] J. F. Kolb, S. Kono et K. H. Schoenbach, «Nanoseconds Pulsed Electric Field Generators for the Study of Subcellular Effects,» *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pp. 172-187, 2006.
- [22] M. Breton et M. M. L., «Microsecond and Nanosecond Electric Pulses in Cancer Treatments,» *Bioelectromagnetics*, vol. 33, pp. 106-133, 2012.
- [23] A. Silve, R. Vézinet et L. M. Mir, «Nanosecond-Duration Electric Pulse Delivery In Vitro and In Vivo : Experimental Considerations,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, n° 17, pp. 1945-1954, July 2012.



- [24] K. H. Schoenbach, B. Hargrave, R. P. Joshi, J. F. Kolb, R. Nuccitelli, C. Osgood, A. Pakhomov, M. Stacey, R. J. Swanson, J. A. White, S. Xiao, J. Zhang, S. J. Beebe, P. F. Blackmore et E. S. Buescher, «Bioelectric Effects of Intense Nanosecond Pulses,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, n° 15, pp. 1088-1109, October 2007.
- [25] P. T. Vernier, M. J. Ziegler, Y. Sun, W. V. Chang, M. A. Gundersen et D. P. Tieleman, «Nanopore Formation and Phosphatidylserine Externalisation in a Phospholipid Bilayer at High Transmembrane Potential,» *J. Am. Chem. Soc.*, vol. 128, n° 119, pp. 6288-6289, 2006.
- [26] P. T. Vernier, Y. Sun, L. Marcu, Salemi, S., C. M. Craft et M. A. Gundersen, «Calcium bursts induced by nanosecond electric pulses,» *Biochemical and Biophysical Research Communications*, vol. 310, pp. 286-295, 2003.
- [27] P. T. Vernier, Y. Sun, L. Marcu, C. M. Craft et M. A. Gundersen, «Nanosecond pulsed electric fields perturb membrane phospholipids in T lymphoblasts,» *Federation of European Biochemical Societies*, vol. 310, pp. 103-108, 2004.
- [28] P. T. Vernier, Y. Sun, M.-T. Chen, M. A. Gundersen et G. L. Craviso, «Nanosecond electric pulse-induced calcium entry into chromaffin cells,» *Bioelectrochemistry*, vol. 73, n° 11, pp. 1-3, 2008.
- [29] R. Nuccitelli, U. Pliquet, X. Chen, W. Ford, R. J. Swanson, S. J. Beebe, J. F. Kolb et K. H. Schoenbach, «Nanosecond pulsed electric fields cause melanomas to self-destruct,» *Biochemical and Biophysical Research Communications*, vol. 343, pp. 351-360, 2006.
- [30] E. H. Hall, K. H. Schoenbach et S. J. Beebe, «Nanosecond pulsed electric fields induce apoptosis in p53-wildtype and p53-null HCT116 colon carcinomacells,» *Apoptosis*, vol. 12, n° 19, pp. 1721-1731, 2007.
- [31] S. J. Beebe, P. M. Fox, L. J. Rec, E. L. K. Willis et K. H. Schoenbach, «Nanosecond high-intensity pulsed electric fields induce apoptosis in human cells,» *The FASEB Journal*, vol. 17, n° 111, pp. 1493-1495, 2003.
- [32] K. H. Schoenbach, S. Xiao, R. P. Joshi, J. T. Camp, T. Heeren, J. F. Kolb et S. J. Beebe, «The Effect of Intense Subnanosecond Electrical Pulses on Biological Cells,» *IEEE Transaction on Plasma Science*, vol. 36, n° 12, pp. 414-422, April 2008.
- [33] S. Xiao, S. Guo, v. Nesin, R. Heller et K. H. Schoenbach, «Subnanosecond Electric Pulses Cause Membrane Permeabilization and Cell Death,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, pp. 1239-1245, May 2011.
- [34] J. T. Camp, Y. Jing, J. Zhuang, J. F. Kolb, S. J. Beebe, J. Song, R. P. Joshi, S. Xiao et K. H. Schoenbach, «Cell Death Induced by Subnanosecond Pulsed Electric Fields at Elevated Temperatures,» *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 40, n° 110, pp.

2334-2347, Octobre 2012.

- [35] M. Keenan, "Développement d'applicateurs pour étudier le comportement des cellules", Thèse de doctorat, 2010.
- [36] M. Keenan, «Characterization of a 50- exposure setup for high-voltage nanosecond,» 2011.
- [37] A. Silve, R. Vézinnet et L. M. Mir, «Nanosecond-Duration Electric Pulse Delivery In Vitro and in Vivo : Experimental Considerations,» *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATIONS AND MEASUREMENT*, vol. 61, n° 17, pp. 1945-1954, July 2012.
- [38] A. Silve, *Nouveaux Dispositifs pour l'application contrôlée d'impulsions électriques nanosecondes et pour la détection de leurs effets sur les cellules. Nouveaux résultats et hypothèses sur les paramètres contrôlant l'électroporabilisation des cellules biologique*, U. P. 11, Éd., 2010.
- [39] A. Silve, I. Leray et L. M. Mir, «Demonstration of cell membrane permeabilization to medium-sized molecules caused by a single 10ns electric pulse,» *Bioelectrochemistry*, vol. 87, pp. 260-264, 2012.
- [40] E. S. Buescher et K. S. Schoenbach, «Effects of submicrosecond, high intensity pulsed electric fields on living cells-intracellular electromanipulation,» *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 1221-123, 2003.
- [41] K. H. Schoenbach, R. P. Joshi, J. F. Kolb, C. Nianyong, M. Stacey, E. S. Blackmore, E. S. Buescher et S. J. Beebe, «Ultrashort electrical pulses open a new gateway into biological cells,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 1122-1137, 2004.
- [42] A. G. Pakhomov, J. F. Kolb, J. A. White, R. P. Joshi, S. Xiao et K. H. Schoenbach, «Membrane permeabilization and cell damage by ultrashort electric field shocks,» *Archives of Biochemistry and Biophysics*, vol. 465, pp. 109-118, September 2007.
- [43] A. G. Pakhomov, R. Shevin, J. A. White, J. F. Kolb, O. N. Pakhomova, R. P. Joshi et K. H. Schoenbach, «Long-lasting plasma membrane permeabilization in mammalian cells by nanosecond pulsed electric field (nsPEF),» *Bioelectromagnetics*, vol. 465, pp. 665-663, December 2007.
- [44] J. F. Kolb, X. Chen, J. Zhuang, W. Ren, N. Scully, R. J. Swanson, S. J. Beebe et K. H. Schoenbach, «Tumor Treatment With Nanosecond Pulsed Electric Fields,» *Pulsed Power Conference, 2009. PPC'09.IEEE*, pp. 880-885, 2009.
- [45] S. Romeo, M. Sarti, M. R. Scarfi et L. Zeni, «Modified Blumlein Pulse-Forming Networks for Bioelectrical Applications,» *J. Membrane Biol*, 2010.
- [46] S. Kholer, T. D. T. Vu, P. T. Vernier, P. Lévêque et D. Arnaud-Cormos,



«Characterization of a TEM cell-based setup for the exposure of biological cell suspensions to high-intensity nanosecond pulsed electric fields (nsPEFs),» *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, pp. 1-3, 2012.

- [47] A. E. Abazzi, «Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés : Application du modèle ICEM,» *Thèse de doctorat, Institut Nationale des Sciences Appliquées de Rennes*, 2007.
- [48] R. Vézinet, «Illumination Expérimentale d'Objets Biologiques par une Onde Electromagnétique. Recommandations,» *Rapport interne CEA Gramat*, n° %153, 2013.
- [49] R. Vézinet, A. Catrain, T. Chretienot, M. P. Rols, L. Gibot et F. Pillet, «Plane wave in vitro exposure of biological samples, geometry considerations,» *IEEE Power Modulator and High Voltage Conference*, 2014.
- [50] T. Heeren, J. F. Kolb, S. Xiao, K. H. Schoenbach et H. Akiyama, «Pulsed Power Generators and Delivery Devices for Bioelectrical Applications,» *Power Modulator Symposium*, pp. 486-489, May 2006.
- [51] T. Heeren, J. T. Camp, J. F. Kolb and K. H. Schoenbach, "250 kV Sub-nanosecond Pulse Generator with Adjustable Pulse-width," *Dielectric and Electrical Insulation, IEEE Transaction on*, vol. 14, pp. 884-888, August 2007.
- [52] J. T. Camp, S. Xiao, S. J. Beebe, P. F. Blackmore et K. H. Schoenbach, «Bioelectric Studies with subnanosecond Pulsed Electric Fields,» *Pulsed Power Conference, 2009.PPC'09.IEEE*, June 2009.
- [53] J. Roger, «Antennes Eléments connexes,» *Techniques de l'ingénieurs*, n° %1ref.article : e3288, 1999.
- [54] S. K. Ryu et Y. H. Kim, «Coaxial Termination for High-Voltage Fast Transient Pulse Measurement,» *IEEE Transactions On Plasma Science*, vol. 41, n° %13, pp. 528-539, 2013.
- [55] A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko et K. N. Sukchushin, «High-Power sources of ultrawideband radiation with subnanosecond pulse length,» *14th International Symposium on high currents electronics*, September 2006.
- [56] V. I. Koshelev, V. P. Gubanov, A. M. Efremov, S. D. Korovin, B. M. Kovalchuk, V. Plisko, A. S. Stepchenko et K. N. Sukhushin, «High-power ultrawideband radiation source with multielement array antenna,» *13th International Symposium on igh current electronics*, july 2004.
- [57] J. C. Diot, P. Delmote, J. Andrieu, M. Lalande, V. Bertrand, B. Jecko, S. Colson, R. Guillerey et M. Brishoual, «A novel antenna for transient applications in the frequency band 300MHz-3GHz : the Valentina antenna,» *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° %13, pp. 987-990, 2007.

- [58] A. Godard, L. Desrumaux, V. Bertrand, J. Andrieu, M. Lalande, B. Jecko, M. Brishoual, V. Couderc et R. Guillerey, «A transient UWB antenna array used with complex impedance surfaces,» *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 10, 2010.
- [59] C. E. Baum, «Configuration of TEM Feed for an IRA,» *Sensor and Simulation Note 327*, 1991.
- [60] C. E. Baum, W. L. Baker, W. D. Prather, W. A. Walton III, R. Hackett, J. M. Lehr, J. W. Burger, R. J. Torres, J. O'Loughlin, H. A. Dogliani, J. S. Tyo, S. H. Schoenberg, G. J. Rohwein, I. D. Smith, R. Altes, G. Harris, J. Fockler, D. F. Morton, D. McLemore, K. S. H. Lee, T. Smith, H. LaValley, M. D. Abdalla, M. C. Skipper, F. Gruner, B. Cockreham et E. G. Farr, «JOLT : A Highly Directive, Very Intensive, Impulse-Like Radiator,» *Sensor and Simulation Note 480*, 2003.
- [61] F. M. Tesche, D. V. Giri et M. Nyffeler, «Swiss Impulse Radiating Antenna (SWIRA) Characterization in the Presence of a Local Ground Plane (Earth),» *Sensor and Simulation Note 557*, 2011.
- [62] C. E. Baum, «Focal Waveform of a Prolate-Spheroidal IRA,» *Sensor and Simulation Note 509*, February 2006.
- [63] C. E. Baum, «Prolate Spheroidal Scatterer for Spherical Waves,» *Sensor and Simulations Note 508*, January 2006.
- [64] S. Altunc, «Focal Waveform of a Prolate-Spheroidal Impulse Radiating Antenna (IRA),» *Thèse de Doctorat de l'Université du Nouveau Mexique*, 2007.
- [65] P. Kumar, «Electromagnetic Pulse Technology : Biological and Terahertz Applications,» *Thèse de Doctorat de l'Université du Nouveau Mexique*, 2011.
- [66] C. E. Baum, «Impedances and Field Distribution for Symmetrical Two Wire and Four Wire Transmission Line Simulators,» *Sensor and Simulation Note 26*, October 1966.
- [67] C. E. Baum, «Focused Aperture Antennas,» *Sensor and Simulation Note 306*, May 1987.
- [68] E. G. Farr, «Optimizing the Feed Impedance of Impulse Radiating Antennas Part1 : Reflector IRAs,» *Sensor and Simulation Note 354*, 1993.
- [69] E. G. Farr, «Prepulse Associated with the TEM Feed of an Impulse Radiating Antenna,» *Sensor and Simulation Note 337*, March 1992.
- [70] M. Abramovitz et I. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, A. M. S. 55, Éd., National Bureau of Standard, 1972.
- [71] C. Gabriel, S. Gabriel et E. Corthour, «The dielectric properties of biological tissues : I.

Literature survey,» *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, pp. 2231-2249, 1996.

- [72] S. Gabriel, R. W. Lau et C. Gabriel, «The dielectric properties of biological tissues : II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz,» *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, pp. 2251-2269, 1996.
- [73] S. Xiao, M. A. Migliaccio, J. C. Camp, J. F. Kolb, K. H. Schoenbach et C. E. Baum, «A Wide-Band Focusing System for Bioelectric Applications,» *Pulsed Power Conference*, vol. 1, pp. 744-747, 2007 16th IEEE International.
- [74] P.-F. Combes, *Micro-ondes Tome 2 : Circuits Passifs, propagation, antennes*, Dunod, Éd., 1997, p. 206.



Annexes

Annexe 1. Etude analytique de la formation de l'impulsion subnanosecondes	261
Annexe 1.1. Description de la géométrie de l'antenne	262
Annexe 1.2. Détermination de l'expression analytique du prepulse	263
Annexe 1.3. Détermination de l'expression analytique de l'impulsion au second foyer de l'antenne	267
Annexe 1.4. Forme complète du signal reçu au second foyer de l'antenne	271
Annexe 1.5. Excitation de l'antenne avec différents signaux transitoires	271
Annexe 1.6. Détermination analytique de la forme transitoire du champ électrique pour différentes excitations.....	272
Annexe 1.7. Conclusions.....	274



Annexe 1. Etude analytique de la formation de l'impulsion subnanoseconde

Comme il a été présenté précédemment, l'antenne est constituée de trois parties : la source d'excitation de l'antenne, un réflecteur demi elliptique et des brins métalliques. La source d'excitation de l'antenne est placée au niveau du 1^{er} foyer géométrique du réflecteur, qui est situé à l'intérieur de celui-ci. Les brins, connectés à la source d'excitation, sont reliés au réflecteur au niveau du plan d'ouverture. Ils forment une ligne de transmission ouverte qui guide l'onde générée par la source. Cette onde est considérée comme étant une onde sphérique inhomogène qui se propage suivant l'axe z. A l'extérieur de la ligne de transmission rayonnante formée par les brins, une autre onde sphérique inhomogène est rayonnée. Cette onde sphérique est réfléchiée par le réflecteur. Ces réflexions, sont en phase au niveau du second point focal, formant ainsi une impulsion subnanoseconde de forte amplitude. La Figure Annexe 1- 1 est une illustration du fonctionnement de cette antenne. L'onde guidée par les brins se propageant le long de l'axe de l'antenne est appelée « prepulse ». Au niveau du 2^{ème} foyer, les lignes de champ électrique du « prepulse » et celles des réflexions provenant du réflecteur sont de sens différents.

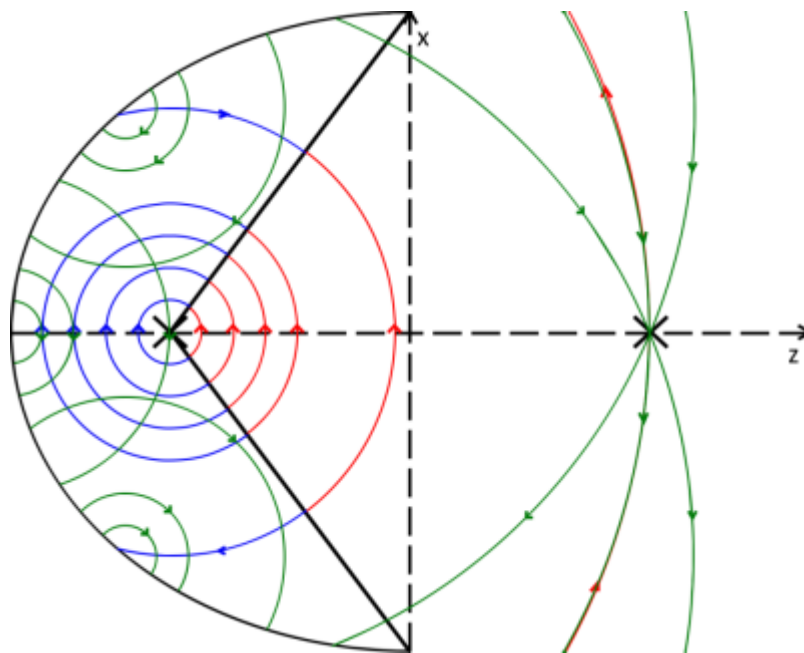


Figure Annexe 1- 1 Schéma de l'antenne PSIRA avec une représentation des lignes de champ électrique

Annexe 1.1. Description de la géométrie de l'antenne

Avant d'étudier la formulation analytique des différentes parties composant le signal reçu au second foyer, il est important de définir les différents paramètres géométriques qui seront utilisés. La Figure Annexe 1- 2 présente la géométrie qui est considérée pour l'étude analytique.

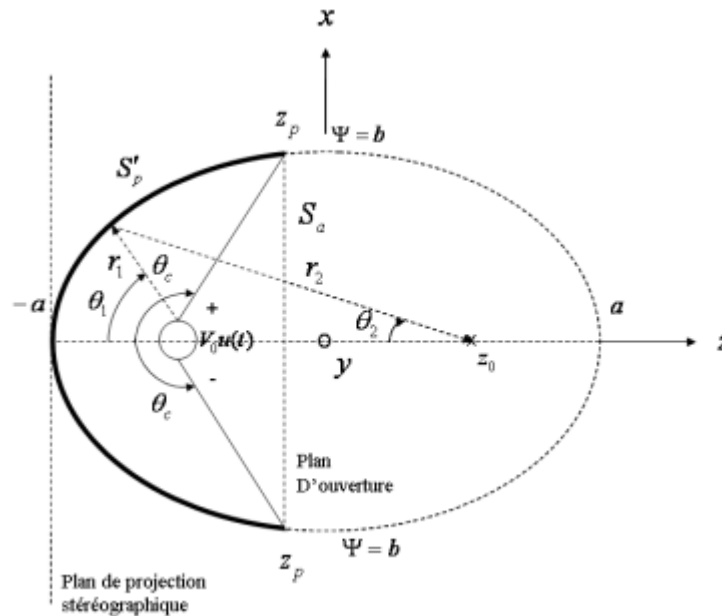


Figure Annexe 1- 2 Paramètres géométriques de l'étude analytique de l'antenne PSIRA

Pour les besoins de l'étude, il est défini un système de coordonnées sphériques (r_1, θ_1, ϕ_1) . Ce système est relié à un système de coordonnées cylindriques (Ψ_1, ϕ_1, z_1) et cartésiennes (x, y, z) . Les différentes relations de passage entre ces différents systèmes sont données par les équations Ann.1- 1, Ann.1- 2 et Ann.1- 3. Le terme z_0 correspond à la position des foyers de l'ellipse.

$$\Psi_1 = r_1 \sin(\theta_1), \quad z = -z_0 - r_1 \cos(\theta_1) \quad \text{Ann.1- 1}$$

$$x = \Psi_1 \cos(\phi_1), \quad y = -\Psi_1 \sin(\phi_1) \quad \text{Ann.1- 2}$$

$$z_1 = -z + z_0 \quad \text{Ann.1- 3}$$

Dans le système de coordonnées cartésiennes, la forme elliptique du réflecteur est donnée par la formule Ann.1- 4.

$$\left[\frac{x}{b}\right]^2 + \left[\frac{z}{a}\right]^2 = 1 \quad \text{Ann.1- 4}$$

Le terme a , comme il a été défini précédemment, correspond à la profondeur du réflecteur, et le terme b correspond à sa demi-hauteur. La position des foyers de l'ellipse est définie par l'expression III.10.

Dans l'étude, les brins sont considérés comme étant des cônes très fins parfaitement métalliques. La position du centre de ces cônes est donnée par les formules Ann.1- 5 et Ann.1- 6.

$$\Psi_c = r_1 \sin(\theta_c) \quad \text{Ann.1- 5}$$

$$z_c = -z_0 - r_1 \cos(\theta_c) \quad \text{Ann.1- 6}$$

Pour une demi-ellipse, l'angle θ_c est déterminé par la formule Ann.1- 7.

$$\frac{\pi}{2} < \theta_c = \pi - \arcsin\left(\frac{b}{a}\right) < \pi \quad \text{Ann.1- 7}$$

Annexe 1.2. Détermination de l'expression analytique du prépulse

Afin de déterminer l'expression analytique du prépulse, le signal d'excitation considéré est un échelon d'amplitude V_0 . Pour déterminer le champ électrique rayonné entre les brins, il faut tout d'abord déterminer le potentiel généré par ceux-ci.

Dans le système de coordonnées sphériques, l'équation de Laplace du potentiel généré par les brins est décrite par la formule Ann.1- 8.

$$\nabla^2 V(\theta_1, \phi_1, r_1) = \frac{1}{r^2} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left[r^2 \frac{\partial}{\partial r} V(\theta_1, \phi_1, r_1) \right] + \frac{1}{\sin(\theta_1)} \frac{\partial}{\partial \theta_1} \left[\sin(\theta_1) \frac{\partial}{\partial \theta_1} V(\theta_1, \phi_1, r_1) \right] + \frac{1}{\sin(\theta_1)^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi_1^2} V(\theta_1, \phi_1, r_1) \right] = 0 \quad \text{Ann.1- 8}$$

Le potentiel généré par les brins est supposé être indépendant de r_1 . Par conséquent Ann.1- 8 devient l'équation Ann.1- 9.

$$\nabla^2 V(\theta_1, \phi_1) = \frac{1}{\sin(\theta_1)} \frac{\partial}{\partial \theta_1} \left[\sin(\theta_1) \frac{\partial}{\partial \theta_1} V(\theta_1, \phi_1) \right] + \frac{1}{\sin(\theta_1)^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi_1^2} V(\theta_1, \phi_1) = 0 \quad \text{Ann.1- 9}$$



La résolution de l'équation Ann.1- 9 est un problème en trois dimensions, mais il est possible de le ramener à un problème en deux dimensions à l'aide d'une projection stéréographique. Une projection stéréographique consiste à projeter tous les points d'une sphère sur un plan infini. Ce procédé est très utilisé en géographie pour projeter des données cartographiques sur une surface plane, comme l'illustre la Figure Annexe 1- 3.

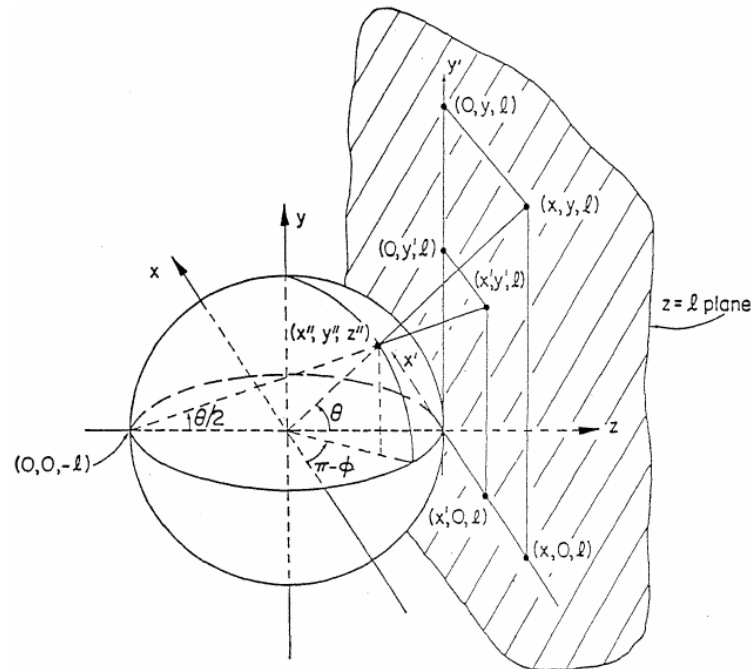


Figure Annexe 1- 3 Illustration du principe de projection stéréographique [64]

Pour l'antenne PSIRA, les brins coniques sont inscrits dans un cercle dont le centre est le point d'excitation de l'antenne. En utilisant le système de coordonnées cartésiennes de la Figure Annexe 1- 3, les coordonnées sur le plan de projection stéréographique du point (x'', y'', z'') sont données par l'expression Ann.1- 10.

$$x = 2r \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \cos(\phi), \quad y = 2r \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin(\phi) \quad \text{Ann.1- 10}$$

Pour $\theta = \pi$, les coordonnées sur le plan de projection stéréographique tendent vers l'infini. Pour éliminer cette singularité, il est généralement utilisé une projection stéréographique inverse. Le principe est d'effectuer une rotation de 180° du point à projeter. Par conséquent, l'angle θ dans l'équation Ann.1- 10, est remplacé par $\theta - \pi$, comme l'illustre la Figure Annexe 1- 4.



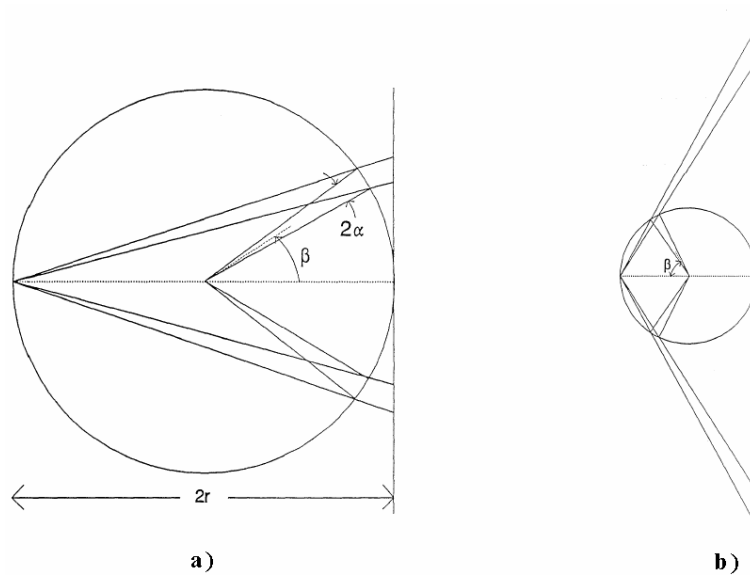


Figure Annexe 1- 4 a) Projection stéréographique b) projection stéréographique inverse [64]

Dans le système de coordonnées cylindriques de l'antenne PSIRA, les coordonnées du champ électrique sur le plan de projection sont données par la formule Ann.1- 11.

$$\Psi_0 = 2[a - z_0] \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \quad \text{Ann.1- 11}$$

La projection du centre des brins coniques est donnée par la formule Ann.1- 12.

$$\Psi_{c_0} = 2[a - z_0] \tan\left(\frac{\theta_c}{2}\right) \quad \text{Ann.1- 12}$$

Sur le plan de projection, la projection des brins métalliques forme deux cercles de rayon r_{w_0} , comme le montre la Figure Annexe 1- 5.



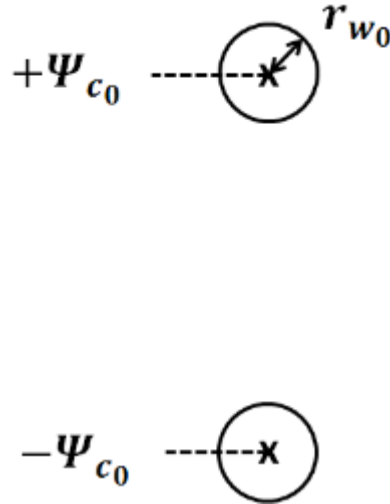


Figure Annexe 1- 5 Projection des brins sur le plan de projection stéréographique de l'antenne PSIRA

Cette configuration est similaire à un problème résolu par C. E. Baum dans les années 60 [66]. Par conséquent, pour l'antenne PSIRA, le potentiel généré entre les deux brins est exprimé dans Ann.1- 13, dans le système de coordonnées sphériques de l'antenne PSIRA.

$$V_1(\theta_1, \phi_1) = \frac{V_0}{2} \operatorname{arccosh}^{-1} \left(\frac{\Psi_{c_0}}{r_{w_0}} \right) \ln \left(\frac{\left[\frac{\Psi_0}{\Psi_{c_0}} \right]^2 + 2 \frac{\Psi_0}{\Psi_{c_0}} \cos(\phi_1) + 1}{\left[\frac{\Psi_0}{\Psi_{c_0}} \right]^2 - 2 \frac{\Psi_0}{\Psi_{c_0}} \cos(\phi_1) + 1} \right) \quad \text{Ann.1- 13}$$

Dans le plan de symétrie $y=0$, l'angle ϕ_1 est nul. Par conséquent, après un développement limité, l'expression Ann.1- 13 devient Ann.1- 14.

$$V_1(\theta_1, \phi_1) \simeq \frac{V_0}{2} \operatorname{arccosh}^{-1} \left(\frac{\Psi_{c_0}}{r_{w_0}} \right) \left[\frac{\Psi_{c_0}}{a - z_0} \cot(\theta_1) \right] \quad \text{Ann.1- 14}$$

Pour obtenir la forme analytique du « prepulse » au second foyer de l'antenne, il faut considérer que l'angle θ_1 tend vers 0° . En appliquant un développement limité, Ann.1- 14 devient Ann.1- 15.

$$V_1(\theta_1, \phi_1) \simeq \frac{V_0}{2} \operatorname{arccosh}^{-1} \left(\frac{\Psi_{c_0}}{r_{w_0}} \right) \left[\tan \left(\frac{\theta_c}{2} \right) [\pi - \theta_1] \right] \quad \text{Ann.1- 15}$$

Le « prepulse » est obtenu en calculant le gradient en coordonnées sphériques du potentiel électrique entre les brins de l'antenne donné par la formule Ann.1- 16. A l'aide des différentes relations de passage décrites dans la partie Annexe 1.1, la forme analytique du prepulse est donnée en Ann.1- 17 pour $r_1=2z_0$ et en coordonnées cartésiennes. Le temps de propagation entre les deux foyers vaut z_0/c .

$$\vec{E}_1 = -\frac{\nabla V_1(\theta_1, \phi_1)}{r_1} u\left(t - \frac{r_1}{c}\right) = -\frac{1}{r_1} \left[\frac{\partial}{\partial \theta_1} V_1(\theta_1, \phi_1) \vec{u}_{\theta_1} + \frac{1}{\sin(\theta_1)} \frac{\partial}{\partial \phi_1} V_1(\theta_1, \phi_1) \vec{u}_{\phi_1} \right] \quad \text{Ann.1- 16}$$

$$\vec{E}_1 = -\frac{V_0}{4z_0} \operatorname{arccosh}^{-1} \left(\frac{\Psi_{c_0}}{r_{w_0}} \right) \frac{\Psi_{c_0}}{a - z_0} u\left(t - 2 \frac{z_0}{c}\right) \vec{u}_x \quad \text{Ann.1- 17}$$

Baum dans [66], a introduit un terme f_g qui est défini comme étant un facteur géométrique. L'expression de ce facteur géométrique est donnée dans Ann.1- 18. Ce facteur géométrique est relié à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission et à l'impédance du milieu d'excitation par la formule Ann.1- 19.

$$f_g = \frac{1}{\pi} \operatorname{arccosh} \left(\frac{\Psi_{c_0}}{r_{w_0}} \right) \quad \text{Ann.1- 18}$$

$$f_g = \frac{Z_c}{Z_0} \quad \text{Ann.1- 19}$$

En intégrant Ann.1- 18 dans Ann.1- 17, l'expression finale du prepulse est donnée par la formule Ann.1- 20.

$$\vec{E}_1 = -\frac{V_0}{2\pi f_g} \frac{a + z_0}{bz_0} u\left(t - 2 \frac{z_0}{c}\right) \vec{u}_x \quad \text{Ann.1- 20}$$

$$E_p = -\frac{V_0}{2\pi f_g} \frac{a + z_0}{bz_0} \quad \text{Ann.1- 21}$$

L'expression analytique du prepulse a deux particularités. La première est qu'il est tangentiel au niveau du foyer (polarisation suivant \vec{u}_x). La deuxième particularité, est que la forme du prepulse correspond à celle du signal d'excitation.

Annexe 1.3. Détermination de l'expression analytique de l'impulsion au second foyer de l'antenne

Le champ électrique réfléchi par le réflecteur est relié au champ électrique rayonné au niveau du point d'excitation par une double projection stéréographique. Par conséquent, le potentiel réfléchi au niveau du plan de projection est de signe opposé au potentiel entre les brins.

$$V_2(\Psi_0, \phi_0) = -V_1(\Psi_0, \phi_0) \quad \text{Ann.1- 22}$$

Pour le champ électrique réfléchi, un nouveau système de coordonnées sphériques (θ_2, ϕ_2, r_2) est défini. Dans ce nouveau système de coordonnées, les coordonnées de projection du champ électrique réfléchi sont données par Ann.1- 23.

$$\Psi_0 = 2[a + z_0] \tan\left(\frac{\theta_2}{2}\right), \phi_0 = -\phi_2 \quad \text{Ann.1- 23}$$

Pour calculer le champ réfléchi au niveau du réflecteur, il suffit d'appliquer à nouveau la formule Ann.1- 16 dans le repère (θ_2, ϕ_2, r_2) , son expression est donnée par la formule Ann.1- 24 pour θ_2 proche de 0.

$$\vec{E}_2 \simeq \frac{V_0}{\pi f_g r_2} \frac{a + z_0}{a - z_0} \cot^2\left(\frac{\theta_c}{2}\right) u\left(t + \frac{r_2}{c} - \frac{2a}{c}\right) \vec{u}_x \quad \text{Ann.1- 24}$$

Le champ électrique réfléchi se focalise au second point focal de l'antenne. Cette onde n'est plus guidée par les brins coniques à cet endroit. Pour déterminer l'expression analytique de l'impulsion au second foyer, il faut intégrer le champ électrique sur toute la surface du plan d'ouverture appelé S_a , qui peut être vue comme une ouverture rayonnante, focalisant le champ électrique au second foyer. Pour cela, il est considéré un nouveau potentiel, nommé V'_2 , associé à un champ électrique uniforme dans le plan de projection stéréographique. Ce potentiel est exprimé par la relation Ann.1- 25.

$$V'_2 = -E_0 x_0 = -E_0 \cos(\Psi_0) \cos(\phi_0) \quad \text{Ann.1- 25}$$

Le terme E_0 s'obtient à partir de Ann.1- 26 pour $r_2 = a + z_0$, ce qui correspond au centre du plan de projection. L'expression du terme E_0 ainsi calculé est donnée en Ann.1- 26.

$$\vec{E}_2 = E_0 u\left(t - \frac{z_0 - a}{c}\right), E_0 \simeq \frac{V_0}{\pi f_g} \frac{1}{a - z_0} \cot\left(\frac{\theta_c}{2}\right) \quad \text{Ann.1- 26}$$

Dans le système de coordonnées sphériques (θ_2, ϕ_2, r_2) , le potentiel V'_2 est décrit par la formule Ann.1- 27.

$$V'_2 = -E_0 2[a + z_0] \tan\left(\frac{\theta_2}{2}\right) \cos(\phi_2) \quad \text{Ann.1- 27}$$

En tous points de la surface du plan d'ouverture du réflecteur dans un système cartésien, l'expression du champ électrique tangentiel est donnée par la formule Ann.1- 28 d'après les calculs présentés dans [62].

$$\vec{E}_{2x} = 2E_0 \frac{a + z_0}{r_2} \left[\frac{z_0}{r_2} \cos^2(\phi) + \sin^2(\phi) \right] u\left(t + \frac{r_2}{c} - \frac{2a}{c}\right) \vec{u}_x \quad \text{Ann.1- 28}$$

$$E'_{2x} = 2E_0 \frac{a + z_0}{r_2} \left[\frac{z_0}{r_2} \cos^2(\phi) + \sin^2(\phi) \right] \quad \text{Ann.1- 29}$$

Dans [67], C. E. Baum décrit le calcul du champ électrique reçu en un point quelconque sur l'axe de l'antenne, à partir de l'intégration de la distribution de champ électrique sur la surface d'une ouverture rayonnante quelconque. Il a été montré que le champ électrique calculé en un point quelconque en utilisant cette méthode est décomposé en deux parties. La première partie correspond à la dérivée du signal d'excitation, alors que la deuxième partie conserve la forme de l'excitation. En appliquant les équations développées dans [67] au problème de l'antenne PSIRA, et en prenant en compte une ouverture rayonnante circulaire, le champ électrique ainsi obtenu sera lui aussi composé en deux parties, en plus du prepulse. L'impulsion ainsi obtenue correspondra à la dérivée du signal d'excitation, plus un autre signal, parasite, qui aura la forme du signal d'excitation.

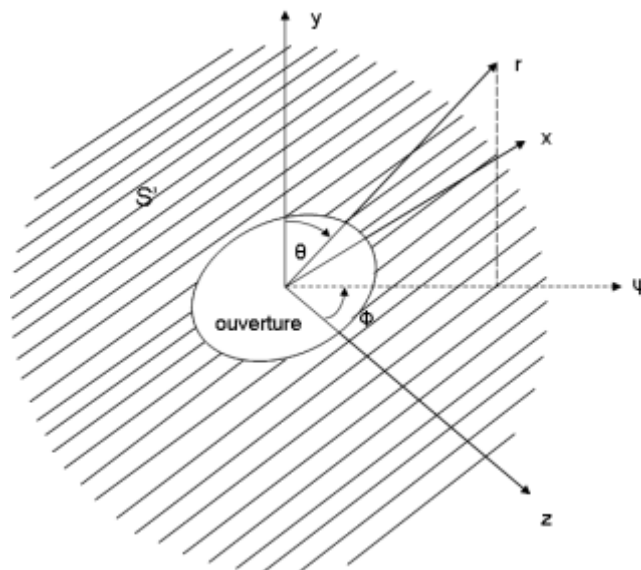


Figure Annexe 1- 6 Illustration d'une ouverture rayonnante quelconque

L'ensemble du champ électrique obtenu au deuxième foyer de l'antenne par intégration de la distribution de champ électrique sur la surface de l'ouverture rayonnante est décrit par l'expression Ann.1- 30 pour un signal d'excitation correspondant à un échelon. Le terme δ correspond à une distribution de Dirac. Le temps de propagation entre le début de l'excitation et l'arrivée de l'impulsion vaut $2a/c$.

$$\vec{E}_f = E_\delta \delta\left(t - \frac{2a}{c}\right) + E_s u\left(t - \frac{2a}{c}\right) \quad \text{Ann.1- 30}$$

Les termes E_δ et E_s sont calculés à partir de Ann.1- 29 dans un repère cylindrique en utilisant les expressions développées dans [67]. L'expression de ces termes est donnée en Ann.1- 31.

$$E_\delta = \frac{1}{2\pi c} \int_{S_a} \frac{z_0}{r_2^2} E'_{2x} dS, \quad E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{S_a} \frac{z_0}{r_2^3} E'_{2x} dS \quad \text{Ann.1- 31}$$

Pour $r_2 = [z_0^2 + \Psi^2]$, l'expression finale de ces deux termes est donnée par la formule Ann.1- 32.

$$E_\delta = \frac{V_0}{\pi f_g c} \frac{b}{a}, \quad E_s = \frac{V_0}{2\pi f_g} \frac{a + z_0}{z_0} \frac{b}{a^2} \quad \text{Ann.1- 32}$$

Le terme E_δ est exprimé en Vs/m, ce qui correspond à la surface sous l'impulsion. Le terme E_s est exprimé en V/m et correspond à l'amplitude du signal parasite, qui d'ailleurs est appelé postpulse. Ces deux parties sont illustrées par la Figure Annexe 1- 7

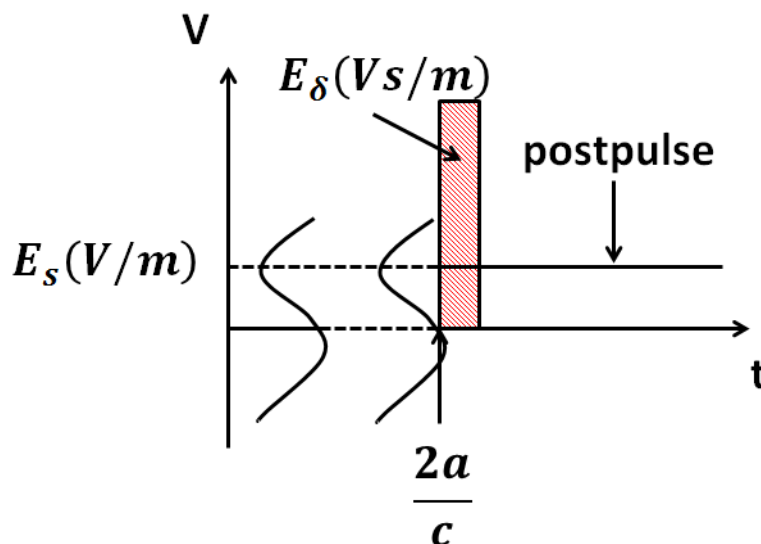


Figure Annexe 1- 7 Illustration de l'impulsion et du postpulse

Annexe 1.4. Forme complète du signal reçu au second foyer de l'antenne

Toutes les différentes parties composant le signal reçu au second foyer de l'antenne PSIRA sont désormais connues. Il est possible de les réunir en une seule équation qui décrira l'évolution transitoire de l'ensemble. Cette équation est donnée en Ann.1- 33. Les différents termes ont été définis par Ann.1- 21 et Ann.1- 32.

$$E_{total}(t) = E_p u\left(t - \frac{z_0}{c}\right) + E_\delta \delta\left(t - \frac{2a}{c}\right) + E_s u\left(t - \frac{2a}{c}\right) \quad \text{Ann.1- 33}$$

La Figure Annexe 1- 8 est une illustration du signal transitoire reçu au second foyer de l'antenne.

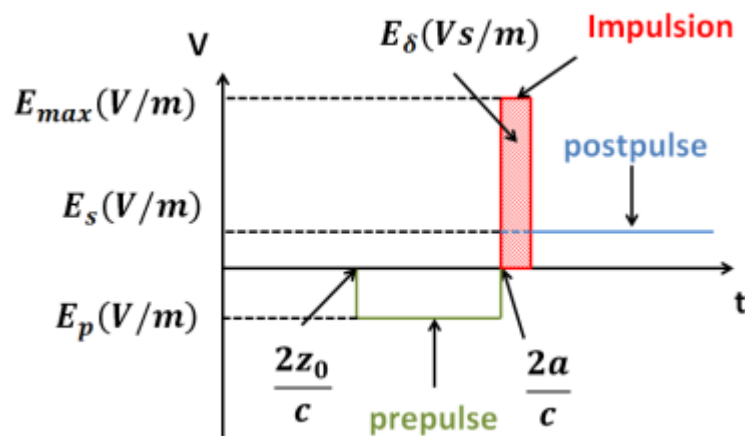


Figure Annexe 1- 8 Illustration de l'évolution transitoire du signal reçu au second foyer de l'antenne

Annexe 1.5. Excitation de l'antenne avec différents signaux transitoires

L'équation Ann.1- 33 correspond à la réponse indicelle (où réponse à un échelon), appelée r_{ind} , de l'antenne. Pour étudier le comportement de l'antenne avec différentes formes de signaux d'excitation, il faut effectuer la convolution de la réponse impulsionnelle, appelée r_{imp} , du système avec le signal d'excitation. Il est possible d'obtenir la réponse impulsionnelle du système à partir de la réponse indicelle, donnée par la formule Ann.1- 34.

$$r_{imp}(t) = \frac{\partial}{\partial t} r_{ind}(t) \quad \text{Ann.1- 34}$$

La réponse impulsionnelle de l'antenne, obtenue en injectant Ann.1- 33 dans Ann.1- 34, est donnée dans Ann.1- 35.

$$r_{imp}(t) = E_p \delta\left(t - \frac{2z_0}{c}\right) + E_\delta \delta'\left(t - \frac{a}{c}\right) + E_s \delta\left(t - \frac{2a}{c}\right)$$

Ann.1- 35

L'expression du champ électrique au second foyer pour n'importe quel signal d'excitation, qui sera appelé s , est donnée par la formule Ann.1- 36.

$$E_{total}(t) = r_{imp}(t) * s(t) = E_p s\left(t - \frac{2z_0}{c}\right) + E_\delta s'\left(t - \frac{a}{c}\right) + E_s s\left(t - \frac{2a}{c}\right)$$

Ann.1- 36

Annexe 1.6. Détermination analytique de la forme transitoire du champ électrique pour différentes excitations

Pour illustrer cette étude analytique, deux types de signaux d'excitation ont été utilisés. Le premier signal est un signal rectangulaire avec un front de montée de 100ps. Le deuxième signal est un signal double exponentiel, avec un front de montée de 100ps et un temps de descente de 4ns. Ces signaux sont montrés sur la Figure Annexe 1- 9. La figure présente la répartition du signal au niveau des brins et elle indique que pour une excitation de l'antenne de 1V, il faut que le potentiel de chaque brin soit égal à la moitié du signal d'excitation. Par conséquent, pour toute cette étude analytique, la constante V_0 sera égale à 0.5V.

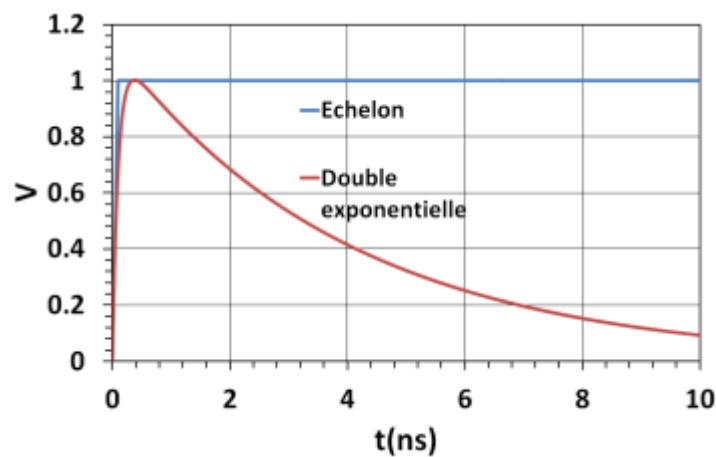


Figure Annexe 1- 9 Signaux d'excitations utilisés pour l'étude analytique

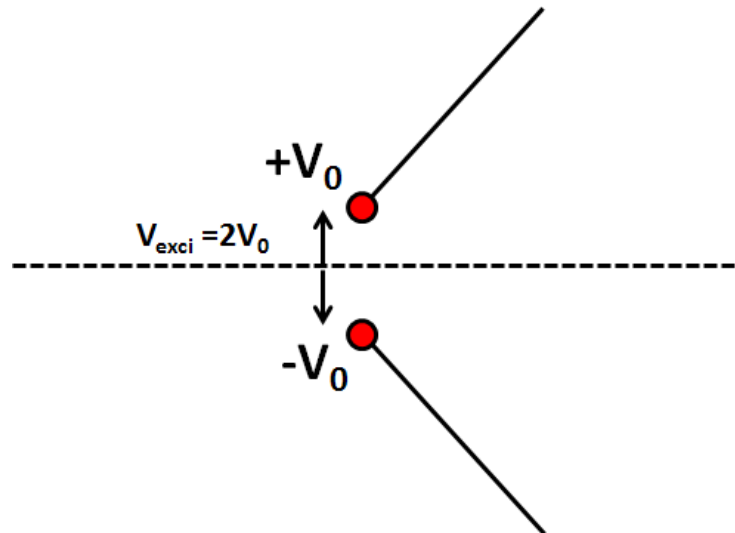


Figure Annexe 1- 10 Répartition de la tension du signal d'excitation au niveau des brins de l'antenne

Dans [64], toutes les études analytiques ont été effectuées avec des valeurs particulières de la profondeur, de la demi-hauteur et du facteur géométrique f_g . La valeur du facteur géométrique indique que l'impédance caractéristique de la ligne est de l'ordre de 400Ω . Dans l'étude présentée, les mêmes valeurs sont utilisées et sont données dans la Figure Annexe 1- 11 qui représente le champ électrique transitoire au second foyer pour ces différents signaux. Cette figure montre tout d'abord que la forme du signal présentée à la Figure Annexe 1- 9 est respectée pour chaque signal d'excitation. Les amplitudes des différentes parties du signal sont données dans le Tableau Annexe 1- 1. L'amplitude maximale du prepulse est la même suivant le signal d'excitation, il en est de même pour l'impulsion. Le postpulse tend vers 0 pour une excitation avec un signal double exponentielle, ce qui est cohérent avec la forme temporelle du signal d'excitation.

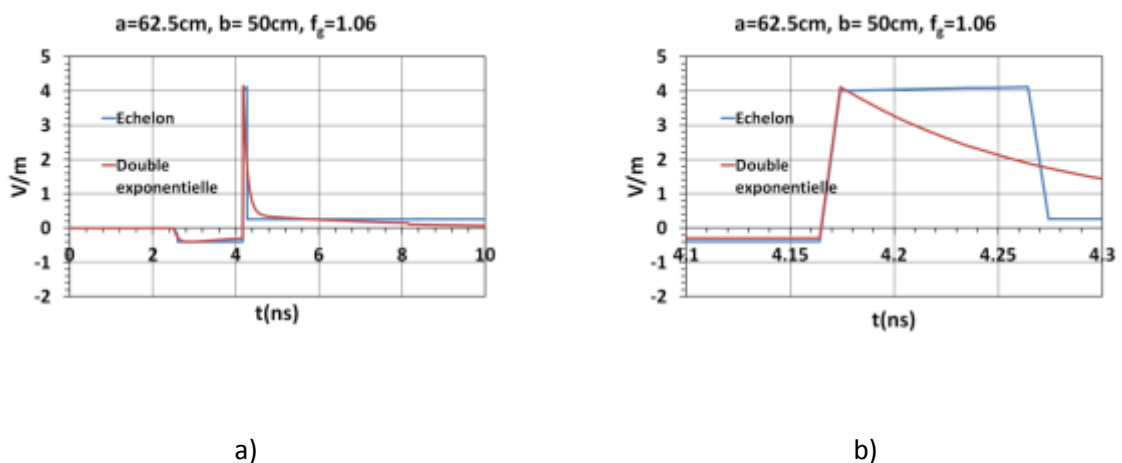


Figure Annexe 1- 11 a) Forme transitoire du champ électrique au second foyer de l'antenne pour chaque signal d'excitation b) zoom au niveau des impulsions

Tableau Annexe 1- 1 Amplitudes des différentes parties du champ électrique au second foyer

Amplitude prepulse	0.4V/m
Amplitude impulsion	4.1V/m
Amplitude postpulse	0.2V/m pour signal rectangulaire, tend vers 0 pour signal double exponentiel

D'après ces résultats, il est possible d'introduire un nouveau facteur de mérite, qui est différent de celui défini pour les antennes ULB classiques, correspondant au ratio entre l'amplitude crête du champ électrique transitoire au 2nd foyer de l'antenne et l'amplitude crête de la tension d'excitation acceptée par l'antenne. Ce rapport de tension est exprimé en m^{-1} . Pour cette étude analytique, le facteur de mérite est estimé à $4m^{-1}$.

Annexe 1.7. Conclusions

Le but de cette étude était de décrire analytiquement le fonctionnement de l'antenne PSIRA à partir des différents travaux menés par C. E. Baum [62][63] sur le sujet et des travaux de thèse qui en ont découlé [64][65]. Cette étude analytique a permis de décrire la forme transitoire du champ électrique reçu au point focal de l'antenne. Ce signal est composé de trois parties. Tout d'abord le prepulse, qui correspond au rayonnement des brins métalliques. Ce rayonnement se propage dans l'axe de l'antenne du point d'excitation jusqu'à l'infini. Les deux autres parties proviennent des réflexions sur le réflecteur de l'onde générée par les brins. Ces réflexions forment une onde plane au niveau de l'ouverture de l'antenne qui peut être considérée comme étant une ouverture rayonnante. Le champ électrique provenant de cette ouverture est calculé à partir de l'intégration, sur toute la surface de l'ouverture, du champ électrique tangentiel au centre. Cette intégration est composée de deux parties. La première partie, qui correspond à l'impulsion varie comme la dérivée du signal d'excitation. La deuxième partie est un signal parasite qui est appelé postpulse, la forme de ce postpulse étant semblable à celle du signal d'excitation. A partir des formules analytiques de ces différentes parties, le champ électrique au second foyer de l'antenne a été calculé pour deux types de signaux. Le premier signal est rectangulaire, avec un front de montée de 100ps, le deuxième signal est de forme double exponentielle avec un front de montée de 100ps et un temps de descente de 4ns.

Ces formules analytiques serviront ultérieurement dans le cadre d'une optimisation des dimensions du réflecteur, afin de maximiser l'amplitude crête de l'impulsion, tout en minimisant les amplitudes du prepulse et du postpulse.



Annexe 2. Table permettant de déterminer le paramètre m

Table 17.3 PARAMETER m WITH ARGUMENT $K'(m)/K(m)$

K' K	m	K' K	m	K' K	m
0.30	0.99954 69976	1.20	0.30866 25998	2.10	0.02158 74007
0.32	0.99912 85258	1.22	0.29292 52811	2.12	0.02028 61803
0.34	0.99844 79307	1.24	0.27782 39170	2.14	0.01906 26278
0.36	0.99740 80762	1.26	0.26335 17107	2.16	0.01791 21974
0.38	0.99590 01861	1.28	0.24949 94512	2.18	0.01683 05990
0.40	0.99380 79974	1.30	0.23625 58558	2.20	0.01581 37845
0.42	0.99101 23521	1.32	0.22360 78874	2.22	0.01485 79356
0.44	0.98739 58502	1.34	0.21154 10467	2.24	0.01395 94517
0.46	0.98284 72586	1.36	0.20003 96393	2.26	0.01311 49385
0.48	0.97726 54540	1.38	0.18908 70181	2.28	0.01232 11967
0.50	0.97056 27485	1.40	0.17866 58032	2.30	0.01157 52117
0.52	0.96266 75125	1.42	0.16875 80773	2.32	0.01087 41433
0.54	0.95352 60602	1.44	0.15934 55603	2.34	0.01021 53165
0.56	0.94310 38029	1.46	0.15040 97635	2.36	0.00959 62118
0.58	0.93138 57063	1.48	0.14193 21249	2.38	0.00901 44574
0.60	0.91837 61134	1.50	0.13389 41273	2.40	0.00846 78199
0.62	0.90409 80105	1.52	0.12627 73987	2.42	0.00795 41974
0.64	0.88859 18214	1.54	0.11906 38004	2.44	0.00747 16117
0.66	0.87191 38254	1.56	0.11223 54993	2.46	0.00701 82011
0.68	0.85413 42916	1.58	0.10577 50300	2.48	0.00659 22140
0.70	0.83533 54217	1.60	0.09966 53447	2.50	0.00619 20026
0.72	0.81560 91841	1.62	0.09388 98538	2.52	0.00581 60167
0.74	0.79505 51193	1.64	0.08843 24583	2.54	0.00546 27984
0.76	0.77377 81814	1.66	0.08327 75739	2.56	0.00513 09763
0.78	0.75188 66711	1.68	0.07841 01486	2.58	0.00481 92610
0.80	0.72949 03078	1.70	0.07381 56747	2.60	0.00452 64398
0.82	0.70669 84707	1.72	0.06948 01950	2.62	0.00425 13725
0.84	0.68361 86358	1.74	0.06539 03054	2.64	0.00399 29873
0.86	0.66035 50204	1.76	0.06153 31533	2.66	0.00375 02764
0.88	0.63700 74395	1.78	0.05789 64327	2.68	0.00352 22924
0.90	0.61367 03730	1.80	0.05446 83767	2.70	0.00330 81448
0.92	0.59043 22404	1.82	0.05123 77481	2.72	0.00310 69966
0.94	0.56737 48621	1.84	0.04819 38272	2.74	0.00291 80610
0.96	0.54457 30994	1.86	0.04532 63995	2.76	0.00274 05988
0.98	0.52209 46531	1.88	0.04262 57408	2.78	0.00257 39151
1.00	0.50000 00000	1.90	0.04008 26022	2.80	0.00241 73568
1.02	0.47834 24497	1.92	0.03768 81947	2.82	0.00227 03103
1.04	0.45716 83054	1.94	0.03543 41720	2.84	0.00213 21990
1.06	0.43651 71048	1.96	0.03331 26147	2.86	0.00200 24811
1.08	0.41642 19278	1.98	0.03131 60134	2.88	0.00188 06475
1.10	0.39690 97552	2.00	0.02943 72515	2.90	0.00176 62198
1.12	0.37800 18621	2.02	0.02766 95892	2.92	0.00165 87487
1.14	0.35971 42366	2.04	0.02600 66464	2.94	0.00155 78119
1.16	0.34205 80100	2.06	0.02444 23873	2.96	0.00146 30127
1.18	0.32503 98919	2.08	0.02297 11038	2.98	0.00137 39785
1.20	0.30866 25998	2.10	0.02158 74007	3.00	0.00129 03591

For $\frac{K'}{K} > 3.0$, $\frac{K'}{K} < 0.3$, see Example 6.

Table 17.4 AUXILIARY FUNCTIONS FOR COMPUTATION OF THE NOME q AND THE PARAMETER m

m_1	$Q(m) = \frac{q_1(m)}{m_1}$	$L(m)$	m_1	$Q(m) = -K(m) + \frac{K'(m)}{x} \ln \frac{16}{m_1}$	$L(m)$
0.00	0.06250 00000 00000	0.00000 00000	0.08	0.06513 95233 36060	0.02111 58281
0.01	0.06281 45660 38302	0.00251 65276	0.09	0.06549 04937 14101	0.02392 34345
0.02	0.06313 33261 60188	0.00506 66040	0.10	0.06584 65155 38584	0.02677 14110
0.03	0.06345 63756 34180	0.00765 09870	0.11	0.06620 77131 77434	0.02966 07472
0.04	0.06378 38128 42217	0.01027 04595	0.12	0.06657 42154 15123	0.03259 24678
0.05	0.06411 57394 13714	0.01292 58301	0.13	0.06694 61556 59704	0.03556 76342
0.06	0.06445 22603 66828	0.01561 79344	0.14	0.06732 36721 61983	0.03858 73466
0.07	0.06479 34842 57396	0.01834 76360	0.15	0.06770 69082 47689	0.04165 27452

See Examples 3, 5 and 6.



Publications

Conférence internationale :

CAMA 2014 Antibes (France)

Conférence nationale :

GDR Ondes 2013 Dijon (France)

Brevet :

« *Dispositif d'Applications de Champ Electromagnétique sur un Echantillon Biologique* » (R. Vézinet, M. Croizer, J. C. Diot, A. Catrain), dépôt le 02/12/2013





Applicateurs Destinés aux études d'effets biologiques des ondes électromagnétiques sub-nanosecondes

Depuis les années 1960, les scientifiques se sont intéressés à l'étude d'effets biologiques provoqués par des champs électromagnétiques impulsionnels. Les premiers effets ont été observés avec des impulsions dont la durée va de quelques microsecondes à quelques millisecondes. Ce phénomène, appelé électroporation, est de nos jours utilisé dans des thérapies anticancéreuses appelées électrochimiothérapies. Les études en laboratoires avec des impulsions ont continuées, mais avec des impulsions de plus en plus courtes, notamment des impulsions pouvant atteindre une durée de quelques centaines de picosecondes avec des amplitudes de forts niveaux (100MV/m). Ces études sont encore émergentes et nécessitent d'être poursuivies, mais pour cela, il est nécessaire de concevoir des moyens d'expérimentations électromagnétiques fiables. Ce travail de thèse consistait à concevoir deux applicateurs de champ électrique : un applicateur in vitro, dans le but d'illuminer des cellules contenues dans des éprouvettes et un applicateur in vivo dans le but de prévoir de futures thérapies non invasives pour le patient. Pour l'applicateur in vitro, les différents résultats obtenus en simulations et expérimentalement sont très encourageant et montrent qu'il est déjà possible d'effectuer des expérimentations biologiques avec. Pour l'applicateur in vivo, qui s'agit de l'antenne PSIRA initialement développée par C. E. Baum, plusieurs problématiques ont été soulevées. Tout d'abord, il a été montré que les tissus biologiques tels que la peau où les muscles ont des permittivités relatives élevées et de fortes pertes pour des fréquences de l'ordre de quelques GHz et au-delà. Afin de maximiser la pénétration de champ électrique à l'intérieur de ces tissus, il a été décidé d'immerger l'antenne dans un milieu de forte permittivité, tels que la glycérine et l'eau. Ces liquides possèdent également des pertes diélectriques non négligeables. Ces pertes ont un fort impact négatif sur les performances de l'antenne. Pour rendre ce système opérationnel plusieurs modifications doivent être opérées, notamment en changeant le milieu d'immersion par un milieu sans pertes.

Mots-clés : Bioélectromagnétisme, champ électrique subnanosecondes, permittivité, conductivité

Applicators destined for the studies biological effects of electrical waves subnanoseconds

Since the years 1960, scientists have been interested to the study of biologic effects caused by pulsed electrical fields. The first effects were obtained with microseconds pulses and milliseconds pulses. This phenomenon has been called electroporation and it's used in anticancerous therapies called electrochemiotherapies. Laboratory studies are continuing, but with shorter pulses like high level subnanoseconds pulses (100MV/m). These studies are emerging and must be pursued, but it's necessary to design reliable electromagnetic systems. The goal of this thesis was to design two electrical field applicators: an in vitro applicator, to illuminate biologic cells contained in test tube and an in vivo applicator to predict future non invasive therapies. For the in vitro applicator, simulations and experimental results are very encouraging and biological experimentations would be possible with this system. For the applicator in vivo, which is the PSIRA antenna designed par C. E. Baum, many problems are highlighted. First, biological tissues like skin and muscle have high permittivity and high dielectric losses with frequencies in the order of GHz and behind. To maximize electric field penetration in these backgrounds it was decided to submerge the antenna in high permittivity background too, like glycerin and water. These liquids have high dielectric losses which have a strong negative impact on the antenna performances. To make this system operational, some modifications must be done, like changing the actual background with a no losses background.



Keywords : Bioelectromagnetism, subnanoseconds electrical field, permittivity, conductivity

