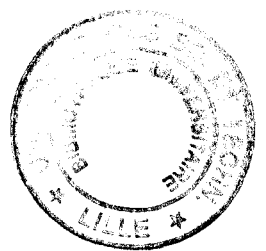


N° d'ordre : 2081

50376
1997
259



THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES & TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité électronique

par

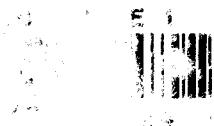
David DESPRETZ

**MODELISATION ET CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUES ET
THERMIQUES DE NOUVEAUX APPLICATEURS EN STRUCTURE
FILAIRE POUR HYPERTHERMIE MICRO-ONDE
CONTROLEE PAR RADIOMETRIE MICRO-ONDE : APPLICATION EN
CANCEROLOGIE ET UROLOGIE**

Soutenue publiquement le 29 septembre 1997 devant la commission d'examen

Membres du Jury :

<u>Président :</u>	M. E. CONSTANT	Professeur à l'U.S.T.L.
<u>Rapporteurs :</u>	M. F. BARDATI,	Professeur à l'Université de ROME
	M. J.-L. VATERKOWSKI	Professeur à l'E.N.S.M.M.
<u>Directeur de Thèse :</u>	M. M. CHIVE	Professeur à l'U.S.T.L.
<u>Co-Directeur :</u>	M. J.C. CAMART	Maître de conférences à l'E.U.D.I.L.
<u>Examineurs :</u>	M. P. DEGAUQUE	Professeur à l'U.S.T.L.
	M. P. KENNIS	Professeur à l'U.S.T.L.
	M. B. PREVOST	Chef du service de radiothérapie au centre O. Lambret de Lille



*A la mémoire de mon frère
A Christine et Luca
A mes parents*

Le travail synthétisé dans ce mémoire a été effectué à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord au sein du Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs. Monsieur le Professeur E. Constant, Directeur de l'I.E.M.N. me fait l'honneur de présider ce jury d'examen et de juger l'ensemble de ce travail; qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance. Je remercie vivement Monsieur le professeur G. Salmer, de m'avoir accueilli dans son département.

Monsieur le Professeur M. Chivé, responsable de l'équipe Circuits et Appicateurs, a proposé ce sujet de recherche et en a assuré la direction. Je lui exprime ma profonde gratitude pour le soutien, tant scientifique que relationnel, qu'il m'a apporté en toutes circonstances. Je le remercie également de m'avoir donné sa confiance et apporté sa sympathie.

Monsieur J.-C. Camart, Maître de conférences à l'Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille, a porté une attention particulière à mon sujet de recherche en participant à son encadrement. Sans la précieuse expérience des thèmes étudiés dont il m'a éclairé ce travail n'aurait pu être mené à bien. Je le remercie tant de ces échanges fructueux que de ses encouragements et sa sympathie et lui témoigne toute mon amitié.

J'adresse mes très sincères remerciements à Monsieur F. Bardati Professeur à l'Université "Tor Vergata" de Rome, et à Monsieur le Professeur J.-L. Vaterkowski, Directeur de l'E.N.S.M.M. de Besançon, pour l'honneur qu'ils me font de juger ce travail en ayant accepté d'en être les rapporteurs.

Je remercie Monsieur le Professeur P. Degauque, directeur du Laboratoire de Radiopropagation et Electronique de l'Université de Lille I, d'avoir accepté de participer à ce jury et suis particulièrement honoré par sa présence

Je remercie vivement Monsieur le Professeur P. Kennis, responsable de l'équipe Electromagnétisme des circuits du D.H.S. de l'I.E.M.N., de me faire l'honneur d'examiner mon travail.

Les expérimentations sur site présentées dans ce mémoire ont été réalisées sous la responsabilité de Monsieur le Docteur B. Prevost, chef du service de radiothérapie au centre

O. Lambret de Lille. Ses nombreux conseils et son expérience ont apporté beaucoup à l'avancement des travaux. Je le remercie très sincèrement d'accepter d'examiner mon travail.

Monsieur J. Pribetich, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Messieurs J.-J. Fabre et L. Dubois, Maîtres de conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Monsieur P.-Y. Cresson, Maîtres de conférences à l'Université d'Artois, ont toujours pris le temps de m'écouter avec attention et m'ont fait profiter de leurs expériences, je les en remercie très sincèrement.

Je tiens à remercier les autres membres de l'équipe dans laquelle j'ai trouvé compétences et convivialité pour réaliser ce travail. Monsieur C. Michel, Docteur de l'Université, pour sa collaboration fructueuse durant ces années, qu'il trouve ici le témoignage de mon amitié. Mesdames D. Bernard et V. Tessier pour leur sympathie et leurs encouragements amicaux. Mesdemoiselles A. Myrdycz et C. Vanoverschelde ainsi que Messieurs A. Dietsch, L. Doerler, F. Morganti et V. Thomy qui ont eu la patience de me supporter. Qu'ils soient tous assurés de mes remerciements les plus sincères.

Les études thermiques expérimentales ont été effectuées en collaboration étroite avec Monsieur J.-P. Sozanski, ingénieur de recherche I.N.S.E.R.M.. Je lui suis très reconnaissant pour ses précieux conseils.

Je tiens à remercier Monsieur E. Playez, Mesdames E. Delos et S. Lepilliet de la centrale de caractérisation pour leur aide et leur confiance.

Je ne saurais oublier de remercier Mesdames M. Miens et K. Cocardon du Service D.A.O. de l'institut pour leur disponibilité et leur aide précieuse, Madame A. Kosciusko pour sa sympathie. Que Monsieur J.P. Dehorter, qui a assuré la reproduction de ce manuscrit dans des conditions très difficiles, Messieurs Andries, Jennequin, Michon des ateliers de mécanique, Monsieur P. Armant et l'ensemble du personnel A.I.T.O.S trouvent ici l'expression de ma sympathie.

Enfin je remercie tous les membres du laboratoire qui m'ont apporté leur aide et leur soutien tout au long de ce travail.

TABLE DES MATIERES

Pages

INTRODUCTION GENERALE	01
GENERALITES SUR L'HYPERTHERMIE ET LA RADIOMETRIE	04
Les techniques d'hyperthermie localisée	04
L'hyperthermie micro-onde	05
La radiométrie micro-onde	06
CHAPITRE I : APPLICATEURS ET METHODES	08
Introduction	08
<u>I-1 Position du problème</u>	09
I-1-1 Cahier des charges	09
I-1-1-1 <i>Contraintes thermiques</i>	09
I-1-1-2 <i>Contraintes géométriques</i>	10
I-1-2 Eléments de réponse: chauffage et radiométrie micro-ondes	10
I-1-2-1 <i>Fréquences utilisées</i>	11
I-1-2-2 <i>Adaptation électromagnétique</i>	12
I-1-2-3 <i>Systèmes de thermostatisation</i>	12
<u>I-2 Etat de l'art et nouveaux applicateurs</u>	13
I-2-1 Hyperthermie interstitielle	13
I-2-1-1 <i>Principe</i>	13
I-2-1-2 <i>Applicateurs interstitiels</i>	13
I-2-1-3 <i>Implantation clinique</i>	14

I-2-2	Thermothérapie endocavitaire	14
I-2-2-1	<i>Principe</i>	14
I-2-2-2	<i>Applicateur urétral</i>	15
I-2-2-3	<i>Applicateurs rectaux</i>	16
I-2-2-4	<i>Utilisation simultanée</i>	16
I-3	<u>Outils de modélisation</u>	16
I-3-1	Objectifs	17
I-3-1-1	<i>Adaptation électromagnétique</i>	17
I-3-1-2	<i>Densité de puissance</i>	17
I-3-1-3	<i>Effets thermiques liés à la puissance déposée</i>	18
I-3-2	Modèle électromagnétique: la F.D.T.D.	19
I-3-2-1	<i>Discrétisation et cellule de YEE</i>	19
I-3-2-2	<i>Critères de stabilité</i>	24
I-3-2-3	<i>Conditions aux interfaces</i>	25
I-3-2-4	<i>Conditions d'absorption</i>	27
I-3-2-5	<i>Maillage cylindrique</i>	28
I-3-2-6	<i>Stair casing</i>	29
I-3-2-7	<i>Pas variable</i>	30
I-3-2-8	<i>Excitations</i>	31
I-3-2-9	<i>Mailleur</i>	33
I-3-3	Extension de la F.D.T.D. à la (F.D.)²T.D.	34
I-3-3-1	<i>Evolution fréquentielle de la permittivité des milieux</i>	34
I-3-3-2	<i>Formulation mathématique</i>	35
I-3-4	Modèle thermique	37
I-3-4-1	<i>Equation de la chaleur</i>	37
I-3-4-2	<i>Méthode de résolution</i>	38
I-3-4-3	<i>Conditions aux limites</i>	39
I-3-4-4	<i>Détermination des paramètres thermiques</i>	40
I-4	<u>Protocoles expérimentaux</u>	41
I-4-1	Mesures des coefficients de réflexion et de transmission	41
I-4-2	Mesures de puissance déposée dans un milieu dissipatif	42
I-4-3	Mesures thermiques	43
I-4-3-1	<i>Thermique impulsionnelle</i>	43
I-4-3-2	<i>Détermination du volume chauffé</i>	44
Conclusion		45

CHAPITRE II : OPTIMISATION DES MODELES	46
Introduction	46
<u>II-1 Structures de référence</u>	47
II-1-1 Antennes élémentaires	47
II-1-2 Antennes applicateurs	47
<u>II-2 Evolution fréquentielle du coefficient de réflexion</u>	48
II-2-1 Etude expérimentale	48
II-2-2 Etude théorique	48
II-2-2-1 <i>Modélisation par la F.D.T.D.</i>	49
II-2-2-2 <i>Modélisation bidimensionnelle</i>	50
II-2-2-3 <i>Utilisation de la (F.D.)²T.D. dans un repère cylindrique</i>	51
<u>II-3 Densité de puissance déposée</u>	52
II-3-1 Utilisation de la F.D.T.D.	52
II-3-1-1 <i>Modélisation tridimensionnelle</i>	53
II-3-1-2 <i>Optimisation dans un repère cartésien</i>	54
II-3-1-3 <i>Optimisation dans un repère cylindrique</i>	55
II-3-1-4 <i>Pas variable</i>	56
II-3-2 Résultats expérimentaux	57
II-3-2-1 <i>Relevé de la puissance déposée dans un milieu dissipatif</i>	57
II-3-2-2 <i>Perturbations apportées par l'antenne réceptrice</i>	58
II-3-2-3 <i>Reconstruction de la puissance détectée</i>	59
<u>II-4 Etude thermique</u>	60
II-4-1 Thermique impulsionnelle	61
II-4-2 Problèmes liés au temps de mesure	61
II-4-2-1 <i>Dérive thermique des milieux chauffés</i>	62
II-4-2-2 <i>Mesures corrigées</i>	62
II-4-3 Etude des gradients thermiques	64
Conclusion	65

CHAPITRE III : CARACTERISATION DES APPLICATEURS	67
Introduction	67
<u>III-1 Appicateurs interstitiels</u>	68
III-1-1 Adaptation électromagnétique	68
III-1-1-1 <i>A la fréquence de chauffage</i>	68
III-1-1-2 <i>Dans la bande de fréquences radiométrique</i>	70
III-1-2 Densité de puissance déposée	70
III-1-2-1 <i>A la fréquence de chauffage</i>	71
III-1-2-2 <i>A la fréquence centrale du radiomètre</i>	72
III-1-2-3 <i>Influence de la courbure de l'applicateur</i>	73
III-1-3 Influences du positionnement de l'applicateur	74
III-1-3-1 <i>Sur l'adaptation électromagnétique</i>	74
III-1-3-2 <i>Sur la densité de puissance déposée</i>	75
III-1-4 Association de deux applicateurs	77
III-1-4-1 <i>Couplage électromagnétique</i>	77
III-1-4-2 <i>Densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage</i>	77
III-1-5 Association de deux demi-boucles	78
III-1-5-1 <i>Densité de puissance déposée dans le plan de jonction</i>	79
III-1-5-2 <i>Antennes déphasées</i>	79
III-1-6 Exemple d'implantation clinique	80
III-1-6-1 <i>Densité de puissance déposée dans le plan de jonction</i>	80
III-1-6-2 <i>Diagramme thermique</i>	81
<u>III-2 Appicateurs endocavitaires</u>	81
III-2-1 Applicateur urétral "double cathéter "	81
III-2-1-1 <i>Adaptation électromagnétique</i>	82
III-2-1-2 <i>Densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage</i>	83
III-2-1-3 <i>Puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre</i>	84
III-2-1-4 <i>Interprétation</i>	85
III-2-2 Appicateurs rectaux	86
III-2-2-1 <i>Adaptation électromagnétique</i>	86
III-2-2-2 <i>Densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage</i>	87
III-2-3 Utilisation simultanée d'un applicateur rectal et de l'applicateur urétral	90
III-2-3-1 <i>Applicateur rectal à deux antennes</i>	90
III-2-3-2 <i>Applicateur rectal à quatre antennes</i>	91
III-2-3-3 <i>Influence de la position respective des applicateurs</i>	92
III-2-3-4 <i>Influence de la répartition de puissance incidente</i>	94
Conclusion	95

EVALUATIONS ET PROSPECTIVES	97
Introduction	97
<u>Hyperthermie interstitielle</u>	97
Système H.I.M.C.A.R. II	97
Evaluation sur langue de boeuf	98
<i>Protocole</i>	99
<i>Résultats</i>	99
Introduction à la dosimétrie prévisionnelle	100
Conclusion	101
<u>Thermothérapie endocavitaire</u>	101
Système PROSTCARE	102
Evaluation sur chien anesthésié	102
<i>Protocole</i>	102
<i>Résultats</i>	103
Reconstruction d'un profil thermique	104
Conclusion	104
CONCLUSION GENERALE	106
ANNEXES	A-1
<u>A-1 Caractéristiques diélectriques des milieux dissipatifs</u>	A-1
<u>A-2 Reconstruction de profils thermiques à partir des mesures de températures radiométriques</u>	A-3
Principe de la radiométrie micro-onde	A-4
Mesure de la température radiométrique	A-5
Reconstruction de profils thermiques	A-5
BIBLIOGRAPHIE	B-1

INTRODUCTION GENERALE

Les sciences et les pratiques médicales ont toujours évolué de concert. Notamment, les découvertes dans les différents domaines scientifiques ouvrent souvent de nouvelles voies thérapeutiques. Ainsi, au cours de notre siècle, sont nées la Curiethérapie (grâce à la maîtrise de la radioactivité) et la chimiothérapie. De même, les progrès effectués dans le domaine de l'électronique, et en particulier dans celui des ondes électromagnétiques, ont révolutionné l'instrumentation médicale, mais ont également donné naissance à l'imagerie médicale et aux innombrables électrothérapies. Le thème de ce mémoire est l'étude de l'une de ces techniques: l'hyperthermie, qui repose sur les effets anti-tumoraux [1] de l'augmentation modérée de la température au-dessus de la température physiologique des tissus. Depuis près de trente ans, les ondes hyperfréquences sont couramment utilisées pour induire au sein des milieux biologiques une augmentation de leur température [2]. En effet les tissus biologiques, comme tous les matériaux à forte teneur en eau, s'échauffent lorsqu'ils sont exposés à ce rayonnement électromagnétique, cette technique est appelée hyperthermie micro-onde. L'un des problèmes cruciaux, lors des séances d'hyperthermie, est le contrôle de l'échauffement des tissus, la technique couramment utilisée par le Groupe Hyperthermie de Lille (G.H.L.) est le contrôle de la température par radiométrie micro-onde.

Le G.H.L. est constitué d'une composante scientifique et d'une composante médicale. Deux équipes de recherche forment la composante scientifique: l'équipe "Circuits et Appicateurs" dirigée par le Professeur M. Chivé du Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (U.M.R. C.N.R.S. 9929) et l'Unité 279 I.N.S.E.R.M. de Lille. Le Centre de Lutte Contre le Cancer Oscar Lambret, les services d'urologie et de gynécologie de l'hôpital de Roubaix et le service dermatologique du C.H.R.U. de Lille constituent l'axe médical de ce groupe.

Les travaux de recherche effectués au sein du G.H.L. portent, principalement, sur l'hyperthermie micro-onde contrôlée automatiquement par radiométrie micro-onde en cancérologie, urologie, gynécologie et dermatologie. La pluralité du groupe lui permet de mener à bien les différentes étapes nécessaires à la conception d'un système d'hyperthermie, qui vont de la simulation du comportement de l'applicateur jusqu'à l'utilisation en routine

clinique du système développé. Plusieurs de ces systèmes ont fait ou font encore l'objet d'un transfert de technologie vers la société BRUKER [3-4].

Les recherches menées par l'équipe "Circuits et Appicateurs" ont pour but la conception d'appicateurs pour hyperthermie micro-onde. Ces applicateurs doivent transférer un maximum d'énergie venant du générateur hyperfréquence vers les tissus à chauffer, mais aussi capter la puissance de bruit d'origine thermique, traduite par le radiomètre en une information de température des milieux sous investigation. Ce mémoire s'inscrit dans la continuité de ces travaux et présente la réalisation de deux types d'appicateurs, de type filaire, à usage cancérologique; le premier pour le traitement des tumeurs de base de langue en hyperthermie interstitielle et le second (un applicateur rectal) pour le traitement des cancers de la prostate.

Les applicateurs sont modélisés et caractérisés électromagnétiquement puis thermiquement. L'adaptation électromagnétique et le diagramme de dépôt de puissance de l'applicateur positionné dans ou face aux tissus sont déterminés à la fréquence de chauffage et dans la bande de fréquences radiométrique. Puis, une seconde étude détermine les gradients de température, présents dans le milieu, résultant du rayonnement électromagnétique de l'applicateur. Pour mener à bien ce travail, ce mémoire se décompose en quatre grandes parties:

Dans le premier chapitre, après avoir positionné le problème, décrit la géométrie des applicateurs réalisés et présenté l'état de l'Art au sein de l'équipe Circuits et Appicateurs, nous présentons les différents outils de modélisations. Afin de calculer l'adaptation électromagnétique et la densité de puissance déposée, nous développons la méthode des différences finies dans le domaine temporel, basée sur la résolution des équations de MAXWELL discrétisées dans l'espace et le temps. Puis, nous présentons une extension de cette méthode permettant de prendre en compte l'évolution fréquentielle de la permittivité diélectrique des milieux. Les gradients thermiques dans les milieux chauffés sont alors déterminés théoriquement par la résolution de l'équation de la chaleur. Cette méthode basée, sur les différences finies, permet de prendre en compte l'hétérogénéité des milieux. Les outils de calcul définis, nous présentons les différents protocoles expérimentaux et les bancs de mesures associés.

Le second chapitre est consacré à la validation et à l'optimisation des modèles et protocoles. Pour faciliter la démarche, nous définissons des structures "tests" dont l'étude théorique est aisée et qui peuvent être soumises aux différentes démarches expérimentales. Pour ces études, les structures sont insérées dans un milieu dissipatif équivalent, d'un point de vue électromagnétique, aux tissus biologiques: de l'eau salée à 6 g/l. Nous calculons et mesurons successivement l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion et la densité de puissance déposée dans le milieu. Enfin, nous étudions les cartes thermiques, théoriques et expérimentales, de ces structures "tests".

Les limites des modèles sont déterminées et nous apportons un élément de réponse sur les perturbations apportées au cours des différentes expérimentations.

Deux nouveaux types d'applicateurs (l'un interstitiel, l'autre endocavitaire) constituent l'objet du troisième chapitre. Les modèles et méthodes, validés précédemment, permettent de caractériser les deux types d'applicateurs. Lors de la caractérisation des applicateurs interstitiels, nous simulons différentes contraintes de l'implantation clinique (présence d'air, courbure des antennes) afin de quantifier leurs influences sur les coefficients de réflexion et les dépôts de puissance. L'étude menée sur les applicateurs endocavitaires, prend en compte l'hétérogénéité des milieux (forme de la prostate) dans le calcul du dépôt de puissance et de la carte thermique.

Le dernier chapitre présente brièvement les systèmes, utilisés en site clinique, sur lesquels sont installés les applicateurs. Les évaluations de ces dispositifs sont réalisées par des campagnes d'expérimentations animales: ainsi, le système interstitiel est testé sur langue de boeuf et le système endocavitaire fait l'objet d'expérimentations *in vivo* sur des prostates de chiens anesthésiés. Au terme de ce travail, nous dégageons l'efficacité et les limites des applicateurs réalisés et proposons des prospectives à ce mémoire de recherche.

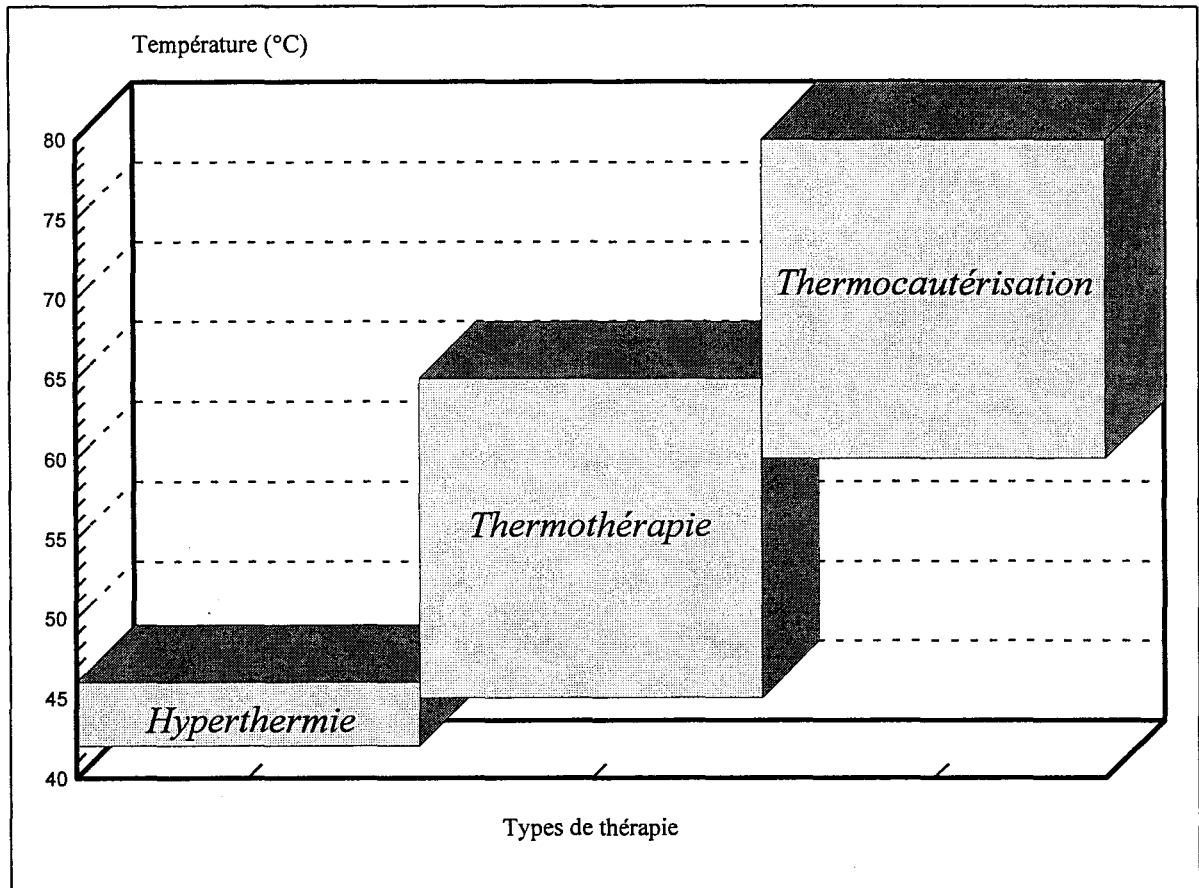


figure 1: Dénomination des différentes thérapies en fonction des températures atteintes

**GENERALITES
SUR L'HYPERTHERMIE ET LA RADIOMETRIE**

Cet avant-propos ne se veut ni un historique ni un recensement exhaustif des différentes techniques hyperthermiques [5], mais présente les travaux effectués dans ce mémoire. L'action antitumorale de l'hyperthermie a été envisagée depuis plus d'un siècle sur la base d'observations cliniques ou de données épidémiologiques : régression ou rémission complète de tumeurs cancéreuses suite à de fortes fièvres, taux de cancers de la peau très bas dans les populations ayant des pratiques hyperthermiques (bains d'eau chaude, saunas,...).

La fin du XIX^{ème} siècle voit apparaître les premières thérapies visant à augmenter la température du corps humain dans son ensemble: injection de toxines pyrétiques, inoculation de maladies infectieuses,... Pour obtenir des effets quantifiables, cette hyperthermie totale doit élever la température centrale du corps à plus de 41 °C [6-7]. Les risques de défaillances des fonctions cardio-vasculaires et du système thermorégulateur ont eu raison de ces méthodes aujourd'hui obsolètes.

Parallèlement à ces études, d'autres techniques apparaissent au début du XX^{ème} siècle. Elles ont pour but d'augmenter la température dans un volume donné, sans faire varier la température centrale du corps. Ces hyperthermies locales sont réalisées par application d'eau chaude ou par diathermie (circulation de courants hautes fréquences) [5]. Après avoir été occultées pendant un demi-siècle, les techniques d'hyperthermie localisée utilisées aujourd'hui en routine clinique sont nombreuses et les travaux de recherche conséquents.

Les techniques d'hyperthermie localisée

La diversité de ces travaux a fait du mot "hyperthermie" un terme générique pour diverses thérapies basées sur des effets physiologiques différents: l'hyperthermie proprement dite, la thermothérapie et la thermocautérisation (figure 1).

En hyperthermie les températures atteintes doivent être comprises entre 42 et 46 °C. Ces températures permettent la destruction sélective des cellules. En effet, la thermosensibilité des cellules saines étant plus faible que celle des cellules malignes [8], ces dernières sont donc

en priorité affectées par ce traitement. Cette thérapie permet, également, de potentialiser d'autres techniques (chimiothérapie ou radiothérapie) [9].

Lorsque la température est plus élevée (44 à 65 °C), toutes les cellules sous investigation sont détruites: c'est la thermothérapie. Cette technique a pour objet la nécrose de l'ensemble des cellules dans un volume donné.

Si la température est supérieure à 60 °C, les tissus ou plaies sont cautérisés: c'est la thermocautérisation. Les cellules sont alors détruites en profondeur et les effets sont irréversibles.

Les méthodes de chauffage sont de deux types: conductives ou inductives. Les chauffages conductifs utilisent la circulation d'eau chaude, ou une résistance chauffante, comme vecteur thermique. Les techniques inductives ont pour principales sources énergétiques les ondes ultrasonores ou électromagnétiques. Cette dernière méthode présente l'avantage de déposer, via un applicateur, l'apport calorifique nécessaire à l'augmentation de température directement au sein de la tumeur. Différentes bandes de fréquences, partant de la gamme des radiofréquences jusqu'aux hyperfréquences, sont allouées aux utilisations des ondes électromagnétiques en site clinique. Le choix de celle-ci est dicté par l'étendue de la zone à traiter et sa localisation [10-11-12-13]. En effet, le volume chauffé dépend principalement de la propagation de l'onde électromagnétique dans le milieu et, par conséquent, de la longueur de l'onde émise.

L'hyperthermie micro-onde

En raison de leurs caractéristiques physiques, les micro-ondes semblent être une solution au traitement des tumeurs de petite taille (quelques centimètres cubes) telles que: tumeurs de base de langue, tumeurs mammaires, adénomes prostatiques.... Les antennes-applicateurs hyperfréquences utilisés en hyperthermie micro-onde peuvent être divisés en deux groupes : les applicateurs appelés "invasifs" qui sont traumatisants puisque implantés dans les tissus ou insérés dans les cavités naturelles et ceux dits "non-invasifs", à usage externe.

Les applicateurs "non invasifs": guides d'onde [14-15], applicateurs planaires de type fente ou patch [16-17-18-19-20] sont utilisés lors de traitements dermatologiques [21] ou de tumeurs mammaires superficielles ou semi-profondes [22]. Les applicateurs "invasifs", qui sont au coeur du sujet de ce mémoire, sont de deux types: interstitiels [23-24-25-26] et

endocavitaires [27-28]. En hyperthermie interstitielle, les applicateurs sont implantés directement au sein de la tumeur, notamment lors du traitement de cancers de base de langue en association avec la Curiethérapie. L'hyperthermie endocavitaire utilise les voies naturelles afin de positionner l'applicateur au voisinage de la tumeur à traiter. Notons, par exemple, les applicateurs utérins qui permettent la cautérisation des muqueuses utérines et les applicateurs urétraux utilisés dans le traitement d'adénomes de la prostate.

Les applicateurs et les méthodes de chauffage sont donc nombreux, mais le problème crucial de l'hyperthermie est le contrôle des températures au sein des tissus lors des séances afin de vérifier si le seuil thérapeutique est atteint dans la zone définie et donc si les effets escomptés sont ceux obtenus.

La radiométrie micro-onde

Différentes méthodes de contrôle thermique sont envisageables: La tomographie (mesure d'impédance), la thermographie infrarouge, l'implantation de thermocouples ou de fibres optiques. La tomographie, en cours de développement, semble prometteuse. Les méthodes infrarouges, quant à elles, ne donnent que des cartes de températures surfaciques et ne peuvent donc être utilisées pour le contrôle au sein de tumeurs profondes. L'implantation de thermocouples ou de fibres, technique intéressante, ne donne qu'une information ponctuelle et présente, de plus, un risque traumatique dû à son caractère invasif. Le Groupe d'Hyperthermie de Lille s'est orienté vers une méthode de mesure volumique, qui présente l'avantage d'être atraumatique : la radiométrie micro-onde.

Cette méthode, développée en annexe [A2], fait l'objet de nombreux travaux de recherche [29-30] et, notamment, au sein du G.H.L. d'un mémoire de thèse de doctorat présenté par J.P. SOZANSKI [31]. Le principe de cette thermométrie consiste à mesurer la puissance électromagnétique issue du rayonnement d'origine thermique émis par les tissus biologiques et à obtenir ainsi une information de température globale caractéristique du volume de milieu sous investigation, mesure que l'on appelle température radiométrique. La radiométrie micro-onde est intégrée dans tous les systèmes d'hyperthermie utilisés en site clinique et commercialisés par la société BRUKER. La température radiométrique relevée au sein du volume cible chauffé doit atteindre une température de consigne fixée en fonction du type de thérapie. Le niveau de puissance délivré par le générateur hyperfréquence, au cours de la séance de chauffage, est alors asservi à cette température radiométrique.

L'une des particularités des travaux du G.H.L. est de développer des applicateurs fonctionnant à la fois comme émetteur micro-onde, pour apporter l'énergie venant du générateur hyperfréquence vers les milieux à chauffer, et comme capteur radiométrique, afin de capter le rayonnement électromagnétique d'origine thermique émis spontanément par les tissus. Nous allons maintenant aborder le développement de deux types d'applicateurs "invasifs" obéissants à ces critères et présenter les méthodes permettant de les caractériser théoriquement et expérimentalement d'un point de vue électromagnétique et thermique.

APPLICATEURS ET METHODES**Introduction**

Tout applicateur à usage médical est soumis à un ensemble de contraintes thermiques et géométriques pour répondre à un cahier des charges fixé par les cliniciens. Après avoir détaillé ces contraintes, nous présentons les choix effectués, par le Groupe Hyperthermie de Lille, afin de répondre aux attentes et impératifs des praticiens. Nous développons, ensuite, deux types d'applicateurs: le premier utilisé en hyperthermie interstitielle et le second en thérapie endocavitaire.

Nous rappelons, dans un premier temps, le principe de l'hyperthermie interstitielle, les antennes utilisées et la première méthode de simulation électromagnétique d'applicateurs interstitiels développée au sein du G.H.L.. Basée sur la théorie de R.W.P. KING [32], elle fut exploitée par J.C. CAMART [33]. Nous dégageons les limites de ce modèle et, notamment, sa difficulté à prendre en compte l'hétérogénéité des milieux sous investigation ou la déformation des antennes lors de leur implantation clinique.

Dans un second temps, nous étudions les applicateurs de type endocavitaire. La réalisation d'un applicateur urétral, pour le traitement de l'adénome bénin de la prostate, a fait l'objet des travaux de recherche de F. MORGANTI [34]. Les résultats cliniques encourageants [35], ont convaincu le corps médical de traiter non seulement des adénomes bénins mais aussi des tumeurs malignes en réalisant une thérapie complète de la prostate. Après avoir décrit l'applicateur urétral, nous présentons de nouveaux applicateurs, que nous caractérisons ultérieurement: les applicateurs rectaux. Enfin, nous explicitons l'intérêt prometteur de l'association de ces deux types d'applicateurs dans le traitement des tumeurs malignes de la prostate.

Les caractérisations électromagnétique et thermique d'applicateurs nécessitent l'utilisation de modèles numériques et de protocoles expérimentaux permettant de calculer et relever l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion, la densité de puissance déposée et l'élévation de température en chaque point du milieu sous investigation.

Les phénomènes électromagnétiques sont modélisés par la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (Finite-Difference Time Domain: F.D.T.D) [36] et son extension (Frequency-Dependent Finite-Difference Time Domain: (F.D.)²T.D.) permettant de prendre en compte l'évolution fréquentielle de la permittivité diélectrique des milieux [37]. La résolution de l'équation de la chaleur par une méthode basée sur les différences finies nous permet de simuler le comportement thermique de nos applicateurs. Après avoir défini les principes et critères d'utilisation des modèles précités, nous décrivons les différents bancs de mesures utilisés afin d'obtenir des confirmations expérimentales à nos approches théoriques.

I-1 Position du problème

Les thérapies que nous souhaitons développer: hyperthermie interstitielle et thermothérapie prostatique, nous ont orientées, pour des raisons géométriques, vers la conception d'applicateurs à partir d'antennes filaires. De plus, l'utilisation des ondes hyperfréquences semble être particulièrement adaptée à la taille des zones à traiter (quelques cm³) [38]. Il nous faut, cependant, répondre à un cahier des charges comprenant l'ensemble des contraintes dictées par le clinicien.

I-1-1 Cahier des charges

Les applicateurs sont soumis à deux sortes de contraintes: thermiques et géométriques, elles sont liées à la zone sous investigation et à la thérapie souhaitée.

I-1-1-1 Contraintes thermiques

Pour ce type de traitement, la zone à soumettre à une élévation de température, appelée volume cible, est parfaitement délimitée; le champ de température dans ce volume cible doit être contrôlé durant la séance clinique.

Dans le traitement des tumeurs de base de langue par hyperthermie interstitielle, l'énergie micro-onde doit être focalisée vers les cellules malignes, de thermosensibilité élevée. Le plancher buccal ne peut, en aucun cas, subir d'effets thermiques. Les applicateurs sont implantés au sein de la tumeur, la zone à traiter s'étend donc sur environ un centimètre autour de l'applicateur.

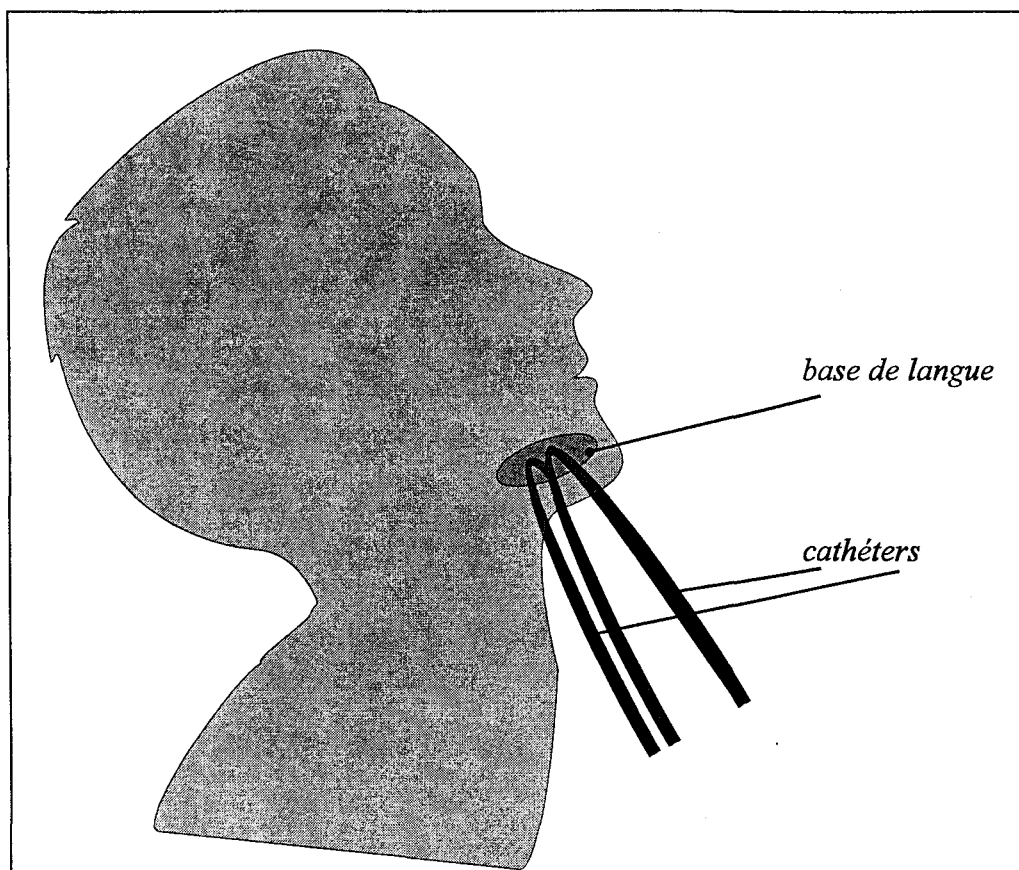


figure I-1: Base de langue et catheters de Curiethérapie

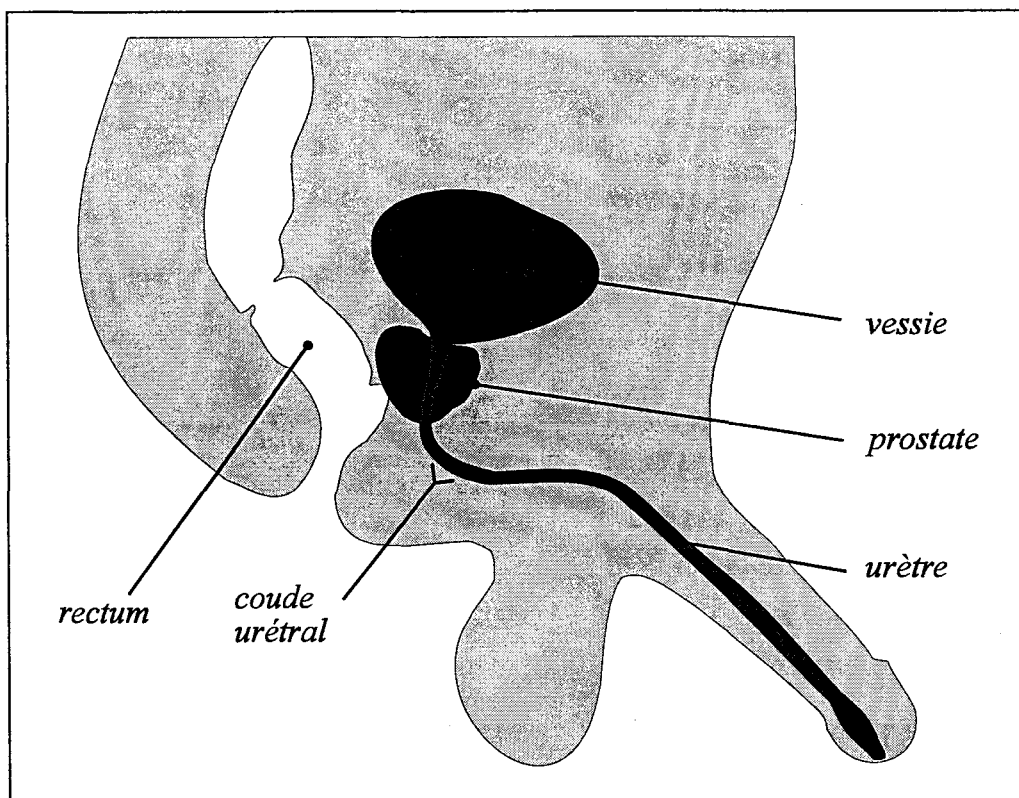


figure I-2: Position de la prostate, vue en coupe

Les applicateurs endocavitaires sont insérés dans les cavités naturelles et ne sont donc pas nécessairement au contact mais à proximité des zones à traiter. Les parois saines (principalement la paroi rectale) situées entre l'applicateur et la tumeur ne doivent pas être nécrosées. Les effets thermiques des applicateurs endocavitaires doivent donc se faire à distance.

I-1-1-2 *Contraintes géométriques*

L'implantation des applicateurs impose de leur donner des formes particulières et l'utilisation de matériaux de rigidité donnée.

L'hyperthermie interstitielle associée à la curiethérapie nécessite l'implantation de fils d'Iridium radioactifs (Ir 192) insérés dans les cathéters de 0,9 mm de diamètre formant une demi-boucle (figure I-1). Afin de limiter les traumatismes à une seule implantation, les applicateurs doivent s'insérer aisément dans ces cathéters. Le matériau choisi doit donc être déformable.

Les dimensions des applicateurs endocavitaires sont fixées par la taille des cavités dans lesquelles ils sont implantés, ainsi les applicateurs urétraux et rectaux ne peuvent avoir, respectivement, qu'un diamètre extérieur voisin de 6 mm et 18 mm. Afin d'être positionné dans la glande prostatique (figure I-2), l'applicateur urétral doit franchir le coude urétral et, donc, être conçu à partir d'un matériau souple. De part la physionomie du rectum, les applicateurs rectaux sont choisis cylindriques et rigides.

I-1-2 Eléments de réponse : chauffage et radiométrie micro-ondes

La propagation des micro-ondes, qui induit directement l'élévation de température, dans les milieux biologiques permet, suivant la taille de l'applicateur, de traiter des volumes répondant au cahier des charges; de plus le contrôle thermique de ce volume est effectué par radiométrie micro-onde. Ainsi, le même applicateur permet l'élévation et le contrôle de la température.

I-1-2-1 *Fréquences utilisées*

L'utilisation des micro-ondes pour les applications I.S.M. (Industrielles, Scientifiques, Médicales) ne doit en aucun cas perturber les télécommunications civiles et militaires. Pour cela des plages étroites de fréquences sont allouées et sont les seules bandes de fréquences utilisables en Europe :

- 433,920 ± 0,850 MHz
- 2450,000 ± 25,000 MHz
- 5800,000 ± 75,000 MHz
- 24,125 ± 0,125 GHz
- 61,250 ± 0,250 GHz
- 122,500 ± 0,500 GHz
- 245,000 ± 1,000 GHz

La pénétration de l'onde électromagnétique dans les tissus est inversement proportionnelle à la fréquence de cette onde. En effet, la puissance absorbée par un milieu dissipatif homogène et semi-infini irradié par une onde électromagnétique plane décroît en suivant une loi exponentielle. Cette loi s'exprime, suivant un axe de propagation Oz:

$$P(x,y,z) = P(x,y,0) \exp(-\alpha z) \quad (1)$$

où α le coefficient d'atténuation en puissance dans le milieu dissipatif est proportionnel à la fréquence et dépend des caractéristiques du milieu.

Pour obtenir une augmentation de température de quelques degrés au dessus des données physiologiques normales, au sein d'un volume englobant une tumeur semi-profonde (1 à 2 cm), la fréquence de chauffage doit être inférieure à 1 GHz. Les systèmes d'hyperthermie interstitielle, de première génération, développés par le G.H.L. ont pour fréquence de chauffage 915 MHz. Cette fréquence, autorisée aux USA, n'est plus comprise dans les fréquences allouées en Europe aux applications I.S.M. et ne peut donc être utilisée en toute rigueur qu'à l'intérieur d'une cage de Faraday. Afin de s'affranchir de ce problème, un nouveau système fonctionnant à la fréquence de chauffage de 434 MHz a donc été développé.

Les applicateurs rectaux réalisés, sont appelés à être intégrés dans un système utilisé en site clinique comportant un applicateur urétral de fréquence de chauffage de 915 MHz. Nos applicateurs endocavitaires sont donc conçus pour fonctionner à cette même fréquence.

Ces applicateurs fonctionnent également comme capteur radiométrique. La fréquence centrale des radiomètres est de 3 GHz et la largeur de la bande de fréquences est égale à 2 GHz. Cette fréquence est un compromis entre le volume participant à la mesure radiométrique (inversement proportionnel à la fréquence) et la brillance spectrale (proportionnelle à la fréquence).

I-1-2-2 Adaptation électromagnétique

Afin de transférer correctement l'énergie micro-onde venant du générateur vers le milieu à chauffer, les applicateurs sont caractérisés par un coefficient de réflexion en puissance le plus faible possible à la fréquence de chauffage. En accord avec les concepteurs de systèmes utilisés en site clinique, nous considérons qu'un applicateur ayant un S_{11} inférieur à -10 dB est adapté, ce qui traduit un transfert au milieu couplé à l'applicateur d'au moins quatre-vingt-dix pour cent de la puissance. De même, dans la bande de fréquences radiométriques, le coefficient de réflexion moyen doit être inférieur à -8 dB afin qu'une majorité de la puissance de bruit d'origine thermique soit captée.

I-1-2-3 Systèmes de thermostatisation

L'élévation de température, induite par les ondes électromagnétiques, est maximale au voisinage de l'applicateur et décroît suivant un axe perpendiculaire à l'applicateur. Afin d'évacuer l'excès de calories dans les deux premiers millimètres autour des antennes, risquant de provoquer des nécroses sur des parois saines, nous intégrons aux applicateurs endocavitaires des systèmes de circulation d'eau thermostatée et combinons ainsi les effets thermiques et électromagnétiques. Les antennes sont directement au contact de l'eau de refroidissement, la régulation thermique se fait par une pompe extérieure au dispositif atteignant un débit de 120 ml/min, la température de l'eau est réglable entre 10 °C et 25 °C. Le niveau thermique souhaité, au sein de la tumeur, fixe la puissance incidente à fournir à l'applicateur et, donc, la température de l'eau de refroidissement nécessaire à l'évacuation des calories. Les applicateurs urétraux et rectaux, dotés de cette régulation, ne provoquent alors aucun traumatisme sur les parois urétrales et rectales.

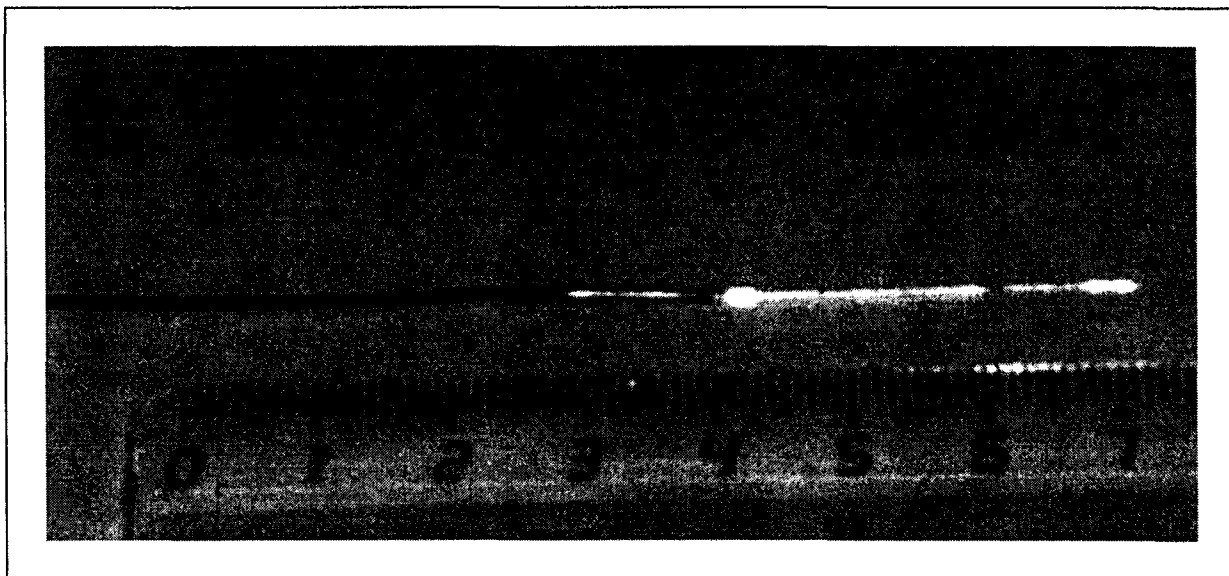


figure I-3: Photographie d'un applicateur interstitiel

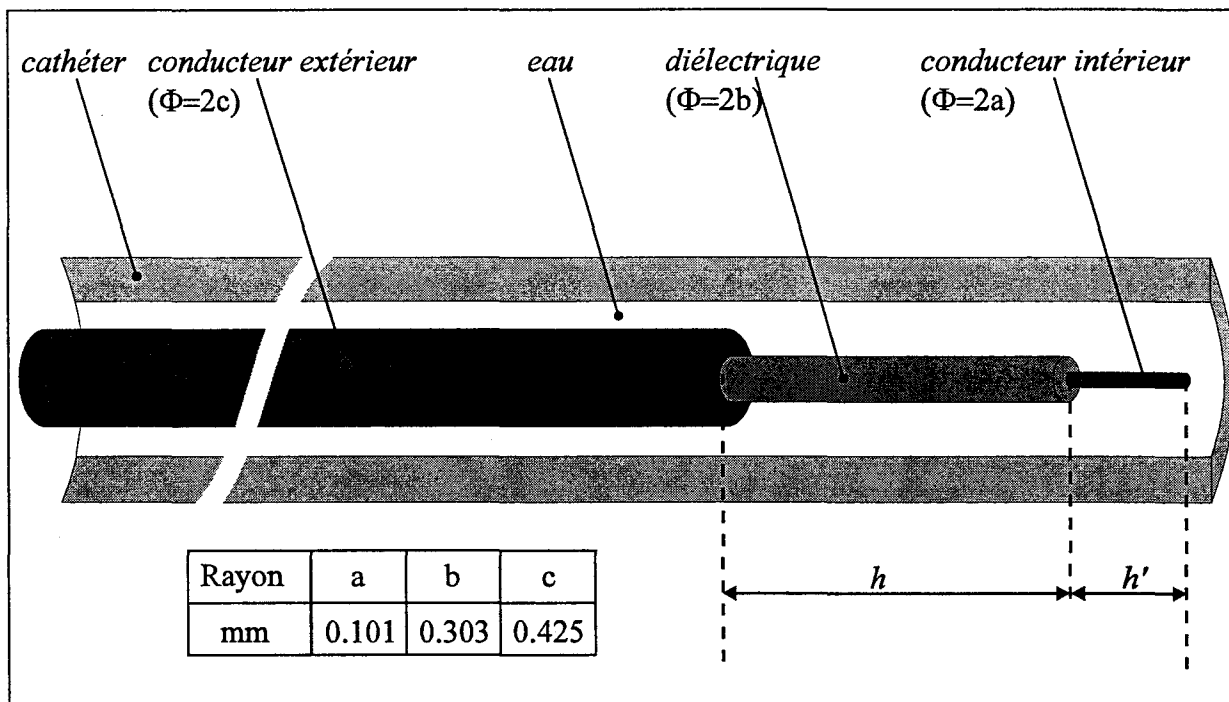


figure I-4: Description d'un applicateur interstitiel inséré dans un cathéter rempli d'eau

I-2 Etat de l'Art et nouveaux applicateurs

Après avoir présenté les différents protocoles, nous détaillons l'état d'avancement des travaux et les nouveaux applicateurs réalisés.

I-2-1 Hyperthermie interstitielle

I-2-1-1 Principe

L'hyperthermie interstitielle est couplée à la Curiethérapie par fils d'Iridium radioactifs (Ir 192) [39] dans le traitement des pathologies malignes. Ce protocole thérapeutique, optimisé par le docteur B. PREVOST [40], présente une action synergique, se traduisant par un effet associatif supérieur à l'addition des effets individuels. Cette synergie est due à l'accroissement de la radiosensibilité cellulaire par une élévation de température de quelques degrés [41]; nous devons donc atteindre, au sein de la tumeur, des températures de l'ordre de 45 °C.

Pour limiter le traumatisme lié à l'implantation de cathéters, la géométrie des applicateurs interstitiels est imposée par la technique de la Curiethérapie.

I-2-1-2 Applicateurs interstitiels

Pour réaliser un applicateur qui réponde aux contraintes géométriques précitées, nous avons choisi un câble coaxial semi-rigide de standard UT34 ayant pour diamètre extérieur 0,85 mm (0.034 pouce). La partie rayonnante est obtenue en ôtant le conducteur extérieur sur une longueur h et en dénudant le conducteur central sur une longueur h' . Les figures I-3 et I-4 présentent respectivement une photographie et un schéma des applicateurs réalisés. La longueur du couple $h+h'$ fixe la fréquence d'utilisation de l'applicateur (434 ou 915 MHz); les travaux, menés au sein du G.H.L., ont permis de définir expérimentalement un panel d'antennes utilisables à 915 MHz [42]. L'un des objectifs de notre recherche a donc été l'optimisation et la réalisation pour la nouvelle fréquence de chauffage de 434 MHz des différents couples $h+h'$ des antennes filaires.

L'utilisation d'une antenne nécessite la connaissance de son diagramme de rayonnement, plus précisément en hyperthermie micro-onde le diagramme de densité de

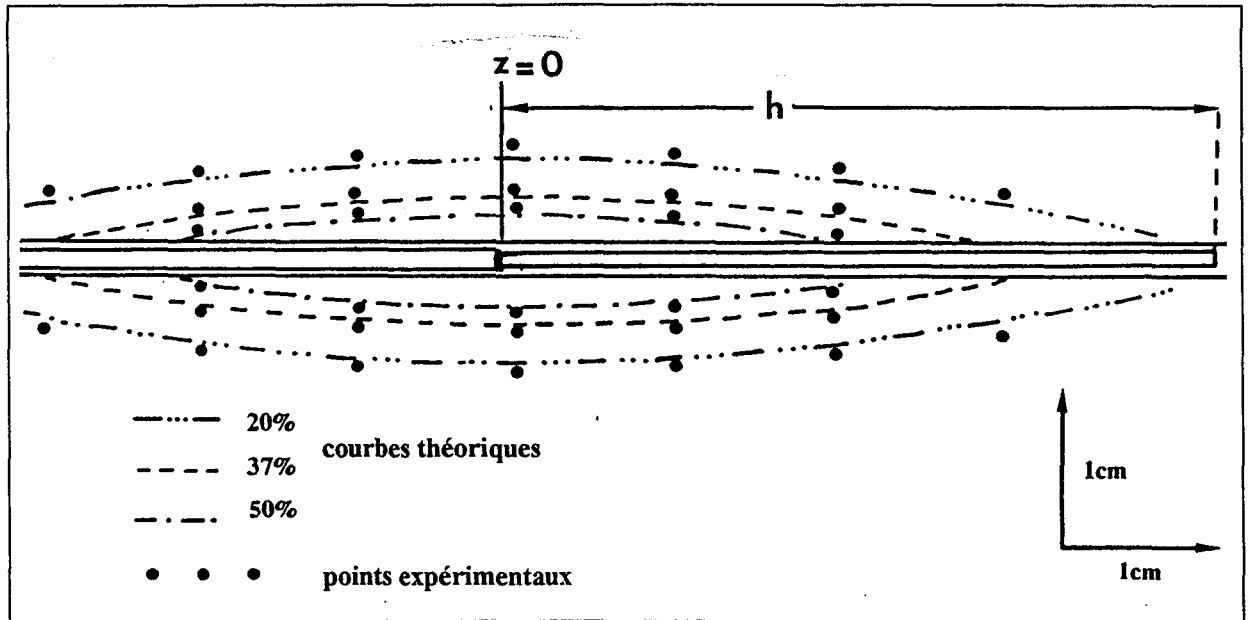


figure I-5: Comparaison entre les diagrammes de dépôt de puissance normalisés théorique (CASEY) et expérimental d'une antenne simple optimisée à 915 MHz

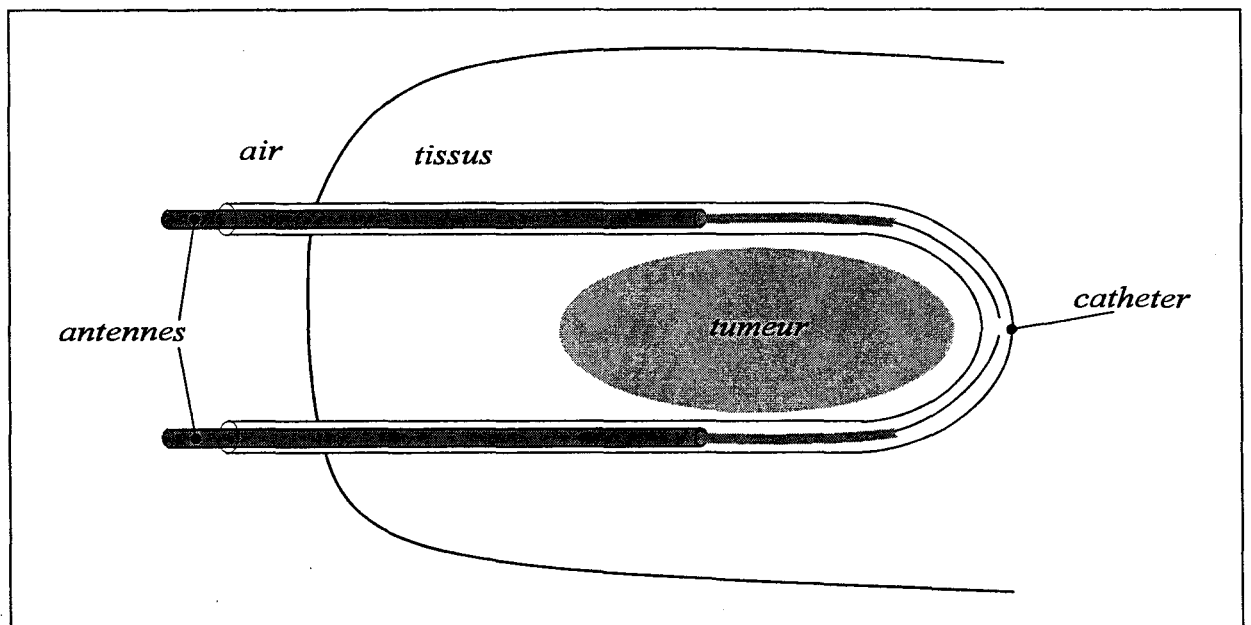


figure I-6: Schéma d'implantation de deux antennes coaxiales de type UT34 dans un cathéter formant une demi-boucle

puissance déposée dans le milieu. Pour cela, des expérimentations sont réalisées dans des milieux fantômes (eau salée à 6 g/l, gel polyacrylamide) ayant un comportement électromagnétique similaire aux tissus biologiques (voir annexe 1 [A1]). Parallèlement, un modèle, basé sur la théorie de R.W.P. KING utilisant le formalisme de P.C. CASEY [43], a été développé dans le groupe par J.C. CAMART [33] afin de déterminer théoriquement la puissance déposée par un applicateur dans le milieu.

Dans sa forme actuelle, ce modèle ne permet de simuler que des antennes dites simples, c'est-à-dire ayant une longueur h' nulle; nous présentons, figure I-5, les évolutions théoriques et expérimentales du dépôt de puissance de l'antenne simple utilisée à la fréquence de chauffage de 915 MHz. Nos travaux doivent permettre de calculer le dépôt de puissance, à la fréquence de chauffage de 434 MHz, d'antennes simples mais aussi d'antennes dont la longueur h' n'est pas nulle. Ces dernières, utilisées en site clinique, sont dites "antennes réduites".

I-2-1-3 Implantation clinique

Lors des séances d'hyperthermie les antennes sont insérées dans des cathéters formant des demi-boucles, tel que schématisé figure I-6. La déformation que subissent les antennes a inévitablement des incidences sur la puissance déposée dans le milieu et, donc, sur l'élévation de température en chaque point. Les modèles développés jusqu'à présent dans notre groupe de recherche ne peuvent prendre en compte ces courbures. Un de nos objectifs est donc d'utiliser une méthode susceptible de modéliser une antenne de forme quelconque.

I-2-2 Thémothérapie endocavitaire

I-2-2-1 Principe

L'adénome bénin de la prostate se traduit par une obstruction urinaire partielle ou totale. La thémothérapie micro-onde a pour but d'obtenir une nécrose du tissu adénomateux, ce qui nécessite des températures dans la prostate supérieures à 50 °C. Les premiers prototypes développés furent de type rectal [44], cependant les urologues considèrent que

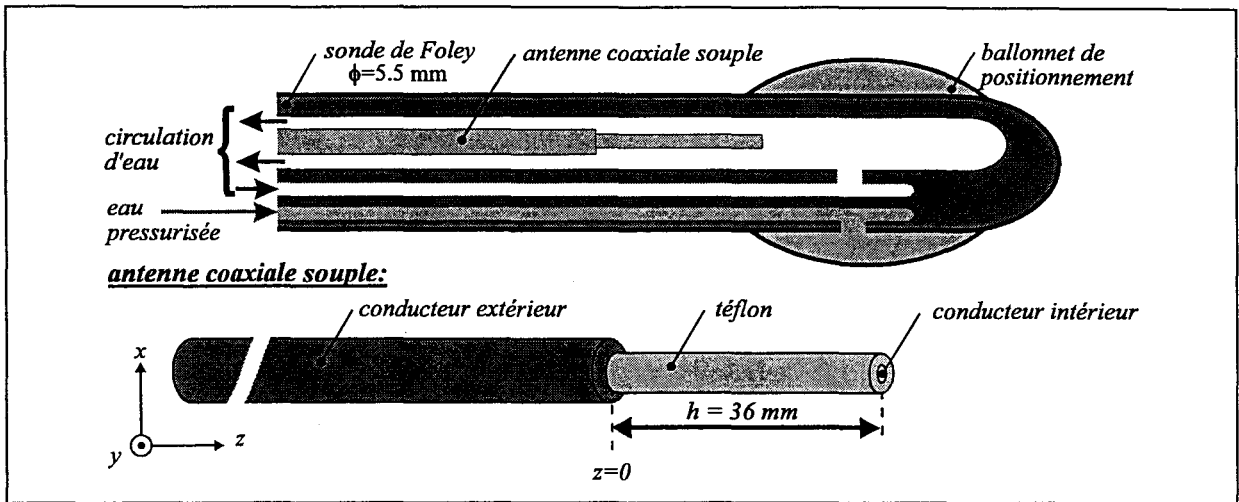


figure I-7: Schéma descriptif de l'applicateur urétral de première génération

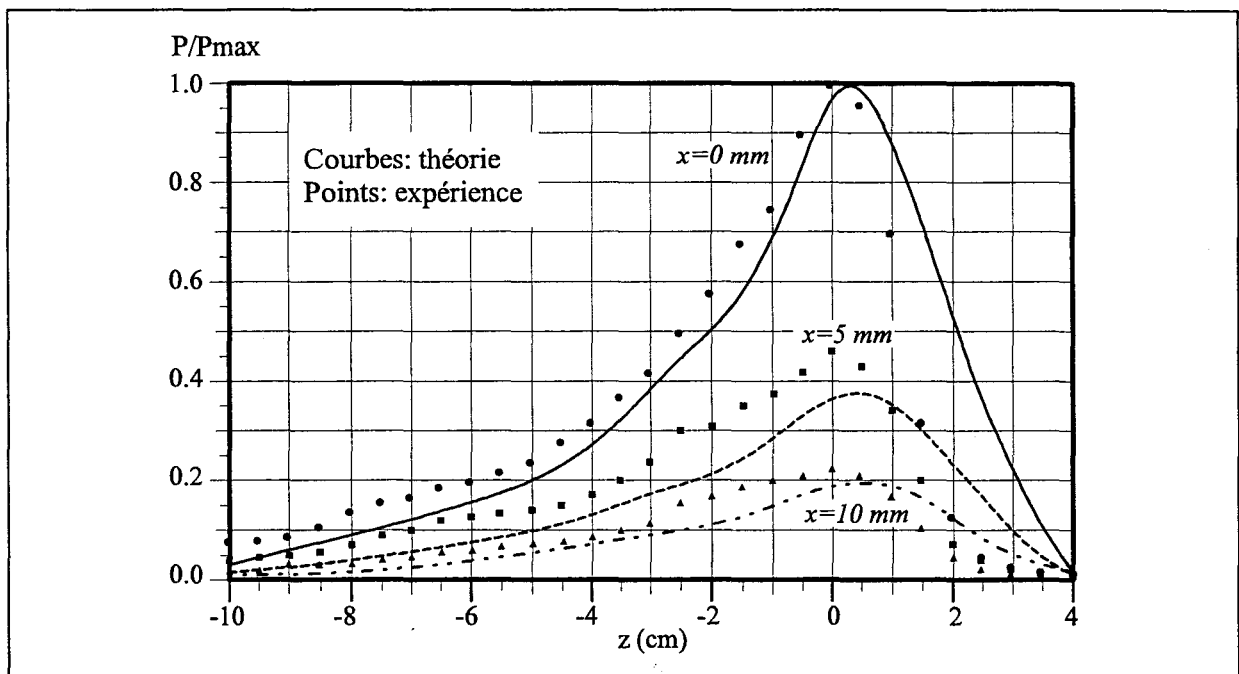


figure I-8: Evolution théorique et expérimentale de la puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6 g/l par l'applicateur urétral de première génération, suivant l'axe Oz, à différentes distances x de l'applicateur (selon Morganti [26])

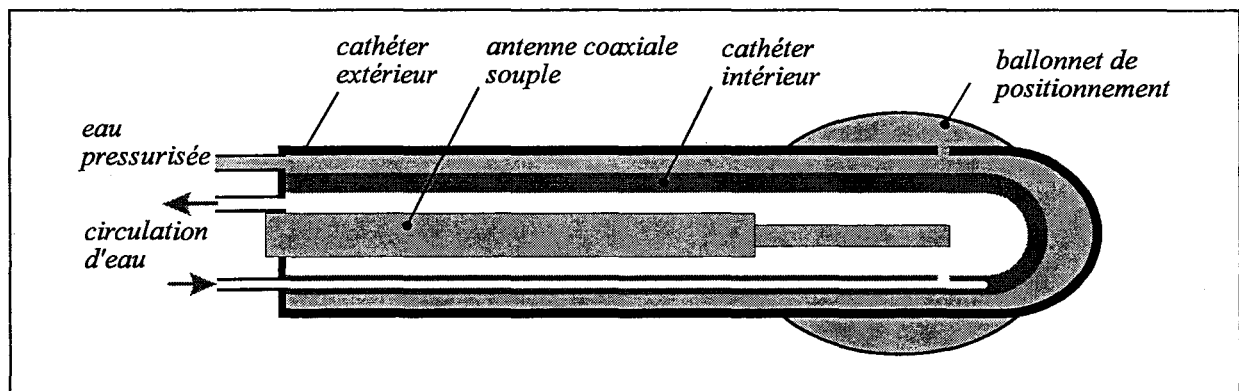


figure I-9: Schéma descriptif de l'applicateur urétral double cathéter

l'accès le plus direct pour atteindre la glande prostatique est la voie urétrale. Le G.H.L. a donc conçu un applicateur de type urétral [45] utilisé aujourd'hui en routine clinique.

Les résultats prometteurs, obtenus par voie urétrale [46], nous ont conduits à envisager l'utilisation de cette thérapie sur une autre pathologie: le cancer de la prostate. Le but est alors d'obtenir une nécrose totale de la glande prostatique. Les tissus biologiques étant caractérisés par de fortes pertes, l'amplitude des ondes électromagnétiques dans ces tissus décroît rapidement suivant un axe perpendiculaire à l'applicateur. De ce fait, l'utilisation d'un applicateur urétral seul ne semble pas permettre de chauffer un volume cible suffisamment grand. La position centrale de la prostate entre l'urètre et le rectum permet d'espérer un traitement total de la glande en utilisant simultanément un applicateur inséré dans chacune de ces voies naturelles. Aussi, nous développons un applicateur rectal destiné à être associé au système urétral.

I-2-2-2 *Applicateur urétral*

La figure I-7 schématise cet applicateur, constitué d'une antenne coaxiale souple de diamètre extérieur égal à 2,2 mm. La partie rayonnante est obtenue en ôtant le conducteur extérieur sur une longueur h fixant les fréquences de fonctionnement. Cette antenne est insérée dans une sonde de type FOLEY de diamètre 5,5 mm dotée d'un ensemble de lumières destiné à la circulation de l'eau de thermostatisation et à l'arrivée d'eau pressurisée permettant de gonfler un ballonnet de positionnement [45]. Pour que cet applicateur fonctionne à la fréquence de chauffage de 915 MHz, la longueur h est égale à 32 mm. La figure I-8 présente la densité de puissance déposée par l'applicateur dans de l'eau salée à 6 g/l théorique et expérimentale. La modélisation utilise la méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D) bidimensionnelle [47]. Cette résolution bidimensionnelle sous-entend que l'applicateur possède une symétrie de révolution.

Une dissymétrie due aux lumières apparaît sur le schéma (figure I-7), nous la prenons en compte et, parallèlement, nous concevons un applicateur symétrique que nous baptisons applicateur "double cathéter". Ce nouvel applicateur, constitué de la même antenne que le précédent, possède également une circulation d'eau et un ballonnet de positionnement. En revanche, il est constitué de deux cathéters, le plus petit, dans lequel est placée l'antenne seule, étant centré dans le cathéter extérieur. Cet applicateur (figure I-9) fait l'objet d'une étude présentée dans le troisième chapitre de ce mémoire.

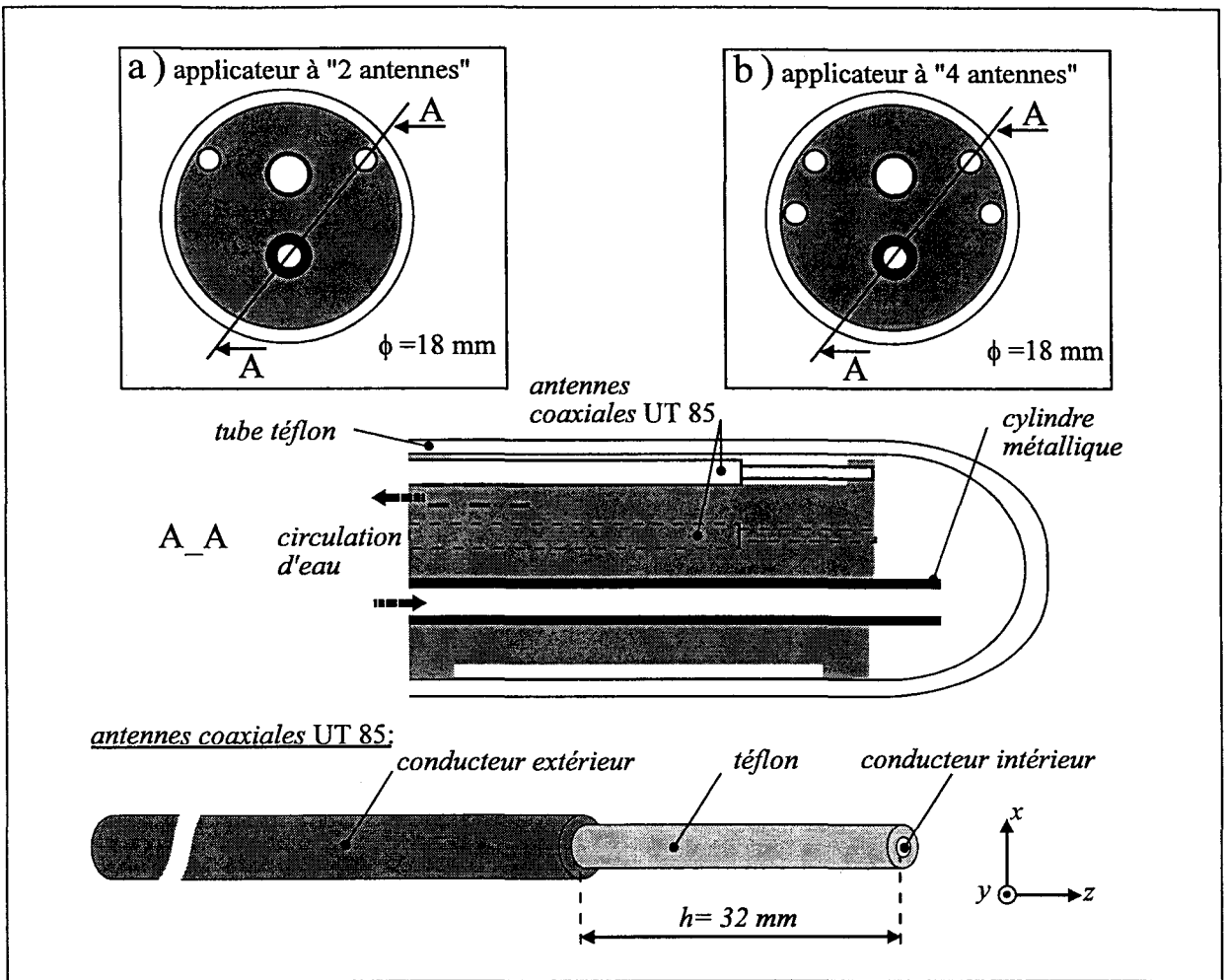


figure I-10: Schéma descriptif des applicateurs rectaux

a) applicateur à 2 antennes
b) applicateur à 4 antennes

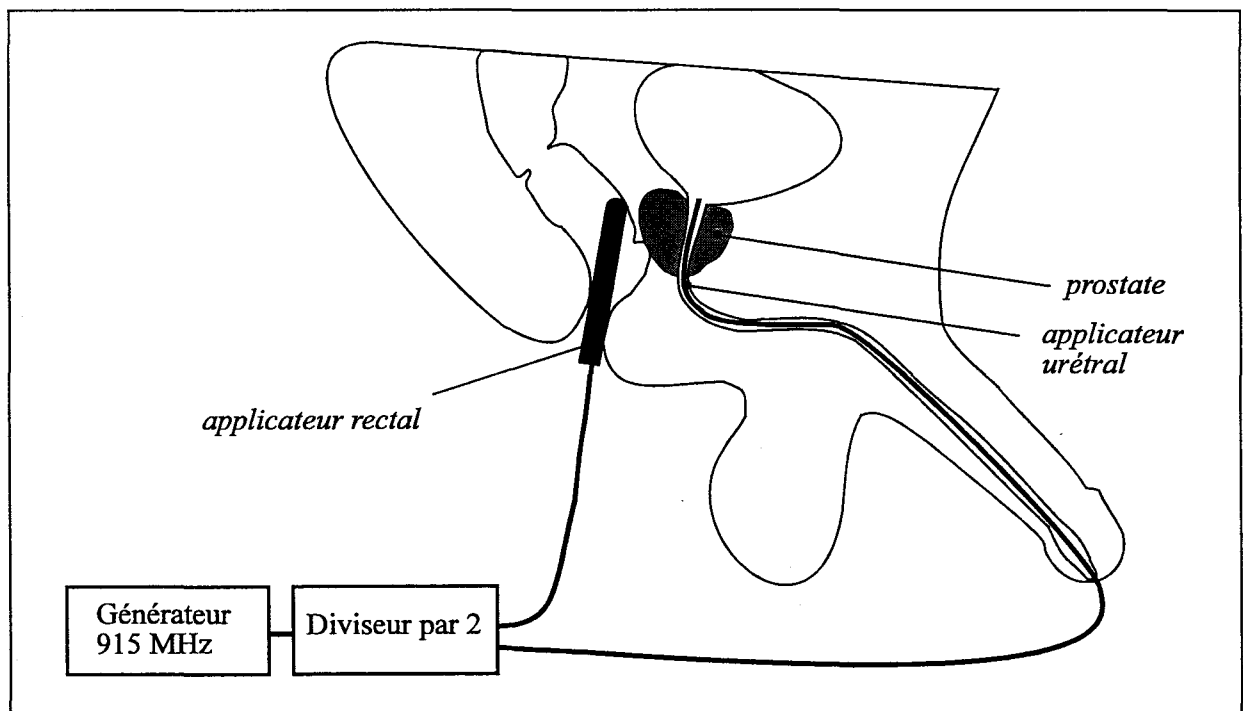


figure I-11: Vue en coupe de l'implantation des deux applicateurs lors d'une utilisation simultanée pour le traitement de la prostate

I-2-2-3 *Applicateurs rectaux*

Deux applicateurs rectaux (figure I-10) sont réalisés sur un même prototype. Le premier (figure I-10.a) est constitué de deux antennes associées à un réflecteur métallique focalisant l'énergie micro-onde dans la glande prostatique. Ces antennes sont réalisées à partir d'un câble coaxial semi-rigide de standard UT85 (diamètre extérieur 2,2 mm). La partie rayonnante est obtenue en dénudant le câble de son conducteur extérieur sur une longueur h égale à 32 mm pour un fonctionnement à 915 MHz.

L'ensemble antennes-réflecteur est inséré dans un tube en téflon de 18 mm de diamètre et de 19 cm de longueur. Un système de refroidissement y est adjoint ainsi qu'un ballonnet de positionnement permettant de plaquer l'applicateur sur la paroi rectale en regard de la prostate. Le second applicateur (figure I-10.b), de même type, possède 4 antennes coaxiales qui ont pour but d'élargir la zone à traiter. Nous devons caractériser ces applicateurs individuellement puis envisager l'association d'un applicateur rectal et de l'applicateur urétral.

I-2-2-4 *Utilisation simultanée*

Nous présentons, dans un plan de coupe, figure I-11 le positionnement des deux applicateurs lors d'une utilisation simultanée. Les applicateurs sont alimentés en phase, la puissance incidente provenant d'un seul générateur micro-onde est répartie de façon identique sur chaque applicateur par l'intermédiaire d'un diviseur, puis la puissance rectale est de nouveau divisée par deux de façon à obtenir une puissance égale sur chaque antenne rectale. Il faut caractériser électromagnétiquement et thermiquement cette configuration. En particulier, une étude s'impose sur le diagramme de densité de puissance déposée et sur l'élévation de température en chaque point de la glande prostatique en fonction de l'espacement et de la répartition de puissance entre les applicateurs.

I-3 Outils de modélisation

Les modèles et les protocoles expérimentaux utilisés doivent couvrir l'ensemble des étapes nécessaires à la caractérisation d'un applicateur. Nous décrivons ces modèles et énonçons les différents critères numériques associés à la méthode.

I-3-1 Objectifs

Un applicateur est modélisé électromagnétiquement lorsque sont déterminés: l'adaptation électromagnétique à la fréquence de chauffage et dans la bande radiométrique, la puissance déposée dans les tissus biologiques à la fréquence de chauffage et le diagramme de contribution à la puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre. La modélisation thermique permet quant à elle la connaissance des gradients de température générés au sein des tissus lors du chauffage micro-onde réalisé avec l'applicateur.

I-3-1-1 Adaptation électromagnétique

Afin de juger si nos applicateurs répondent aux critères d'adaptation que nous nous sommes fixés (à savoir un coefficient de réflexion en puissance inférieur à -10 dB à la fréquence de chauffage et un coefficient moyen inférieur à -8 dB dans la bande radiométrique), il faut déterminer l'évolution fréquentielle de ce coefficient noté S11 (dB). Il se définit comme le module du rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie et celle de l'onde incidente dans un plan d'entrée d'un dispositif micro-onde.

La bonne adaptation d'un applicateur étant une condition *sine qua non* de leur utilisation en site clinique, la détermination de ce coefficient de réflexion est, de ce fait, la première étape de la caractérisation électromagnétique.

I-3-1-2 Densité de puissance

L'augmentation de chaleur au sein des tissus biologiques est due, en hyperthermie micro-onde, à la transformation en calories de l'énergie électromagnétique déposée par la puissance émise par le générateur. Dans un milieu à pertes la densité de puissance absorbée par unité de volume s'exprime, en tout point (x,y,z) du milieu, par la relation suivante:

$$P_a(x,y,z) = \frac{1}{2} \sigma(x,y,z) |\vec{E}(x,y,z)|^2 = \frac{1}{2} \sigma(x,y,z) \left(|E_x(x,y,z)|^2 + |E_y(x,y,z)|^2 + |E_z(x,y,z)|^2 \right) \quad (2)$$

Avec P_a densité de puissance déposée en W/m^3

$\vec{E}(x,y,z)$ vecteur champ électrique en V/m

σ la conductivité du milieu S/m .

Notons que σ exprime ponctuellement la conductivité puisque les structures étudiées sont hétérogènes; de plus, nous voyons dans l'expression précédente que la puissance déposée est proportionnelle à la conductivité qui, elle-même, dépend de la fréquence. La connaissance de la puissance déposée en un point nécessite donc de déterminer le vecteur champ électrique en ce point à la fréquence de chauffage utilisée.

Le taux d'absorption spécifique, souvent désigné par son abréviation anglo-saxonne SAR (Specific Absorption Rate), exprime la densité de puissance absorbée ramenée par unité de densité volumique. Notons $\rho(x, y, z)$ la densité volumique du milieu considéré au point (x, y, z) , la relation entre les différents termes est alors:

$$SAR(x, y, z) = P_a(x, y, z) / \rho(x, y, z) \quad \text{en W/Kg} \quad (3)$$

Les résultats, obtenus lors de l'étude du SAR et de la densité de puissance absorbée, sont normalisés à la valeur maximale localisée en un point du plan ou du volume d'étude; de ce fait, dans un milieu donné, la représentation de ces deux paramètres est identique.

I-3-1-3 *Effets thermiques liés à la puissance déposée*

Les effets thermiques, lors d'une séance d'hyperthermie, dans les milieux biologiques sont dus aux sources de chaleur (micro-ondes et métabolisme), mais aussi à l'addition de processus complexes tels que: conduction thermique, vascularisation sanguine, etc ... De plus, les milieux rencontrés sont de natures très différentes et créent ainsi un domaine d'étude très hétérogène et, le plus souvent, anisotrope. La détermination des gradients de température en tout point du milieu sous investigation due à l'apport calorifique, par la puissance micro-onde, ne peut se faire qu'au prix de simplifications importantes[16]. La carte thermique ainsi déterminée constitue la dernière étape de caractérisation d'un applicateur avant l'évaluation finale de ses performances en site clinique sur animaux puis son utilisation définitive sur patients.

Les manipulations in vitro ne pouvant être réalisées sur des tissus biologiques vascularisés, nos expériences thermiques sont effectuées à l'aide de milieux "fantômes". Ces milieux ont un comportement électromagnétique et thermique similaire à celui des tissus excisés, nous en donnons, en annexe [A1], les caractéristiques électromagnétiques.

I-3-2 Modèle électromagnétique: la F.D.T.D.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D. de part sa dénomination anglo-saxonne "Finite-Difference Time-Domain", est une méthode numérique de résolution des équations de MAXWELL discrétisées dans l'espace et le temps. Elle donne accès aux valeurs des différentes composantes de champs électriques et magnétiques et donc, par la relation (2), à la puissance déposée dans le milieu.

Bien que n'étant pas récente [48], elle suscite un intérêt, sans cesse croissant, depuis une vingtaine d'années [49-50]. En effet, comme bon nombre de méthodes numériques, ce modèle nécessite de gros moyens informatiques, en particulier des tailles importantes de mémoire vive et, de plus, il est grand consommateur de temps de calcul; son utilisation informatique n'a donc été rendu possible qu'après l'apparition de calculateurs performants possédant des capacités mémoire élevées.

Nous présentons le principe de la méthode, les différents critères et conditions assurant stabilité et cohérence des résultats, puis nous décrivons différents maillages mis en oeuvre (cartésiens, cylindriques et évolutifs) et l'algorithme bidimensionnel de résolution automatique que nous avons développé.

I-3-2-1 Discrétisation et cellule de YEE

Dans un milieu isotrope, les équations de MAXWELL s'écrivent :

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (4)$$

$$\text{rot}(\vec{H}) = \varepsilon_0 \varepsilon'_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (5)$$

avec	ε_0 : permittivité diélectrique du vide	F/m
	μ_0 : perméabilité magnétique du vide	H/m
	ε'_r : partie réelle de la permittivité diélectrique relative du milieu	
	μ_r : perméabilité magnétique relative du milieu	(milieu amagnétique $\mu_r=1$)
	σ : conductivité électrique du milieu	S/m

La permittivité diélectrique relative du milieu est complexe et s'exprime par: $\epsilon_r^* = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$. La partie imaginaire de ce complexe est liée à la conductivité électrique par la relation $\sigma = \omega\epsilon_0\epsilon''_r$.

Nous considérons que tous les milieux rencontrés sont amagnétiques, le terme μ_r est donc, dans toutes nos équations, choisi égal à un. Les équations vectorielles (4) et (5) peuvent se décomposer en un ensemble d'équations scalaires propres au système de coordonnées choisi. Dans un système cartésien, elles s'expriment ainsi:

$$\frac{\partial Ez}{\partial y} - \frac{\partial Ey}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial Hx}{\partial t} \quad (6a)$$

$$\frac{\partial Hz}{\partial y} - \frac{\partial Hy}{\partial z} = \epsilon_0\epsilon'_r \frac{\partial Ex}{\partial t} + \sigma Ex \quad (6d)$$

$$\frac{\partial Ex}{\partial z} - \frac{\partial Ez}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial Hy}{\partial t} \quad (6b)$$

$$\frac{\partial Hx}{\partial z} - \frac{\partial Hz}{\partial x} = \epsilon_0\epsilon'_r \frac{\partial Ey}{\partial t} + \sigma Ey \quad (6e)$$

$$\frac{\partial Ey}{\partial x} - \frac{\partial Ex}{\partial y} = -\mu_0 \frac{\partial Hz}{\partial t} \quad (6c)$$

$$\frac{\partial Hy}{\partial x} - \frac{\partial Hx}{\partial y} = \epsilon_0\epsilon'_r \frac{\partial Ez}{\partial t} + \sigma Ez \quad (6f)$$

Supposons, afin de simplifier ces équations, une onde plane se propageant suivant la direction z. Les dérivées suivant les axes x et y sont alors nulles et l'ensemble d'équations (6) se décompose en deux systèmes indépendants.

$-\frac{\partial Ey}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial Hx}{\partial t} \quad (7a)$	$\frac{\partial Ex}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial Hy}{\partial t} \quad (8a)$
$\frac{\partial Hx}{\partial z} = \epsilon_0\epsilon'_r \frac{\partial Ey}{\partial t} + \sigma Ey \quad (7b)$	$-\frac{\partial Hy}{\partial z} = \epsilon_0\epsilon'_r \frac{\partial Ex}{\partial t} + \sigma Ex \quad (8b)$

Appliquons le principe des dérivées centrées au système (7) permettant de calculer la composante de champ électrique Ey et la composante de champ magnétique Hx . Rappelons l'expression de la dérivée centrée, tronquée à l'ordre 2, d'une fonction $f(z)$ autour d'un point $z=Z$:

$$\left. \frac{df(z)}{dz} \right|_{z=Z} = \left. \frac{f(z+h/2) - f(z-h/2)}{h} \right|_{z=Z} \quad (9)$$

Suivant le principe de YEE, l'axe de propagation est segmenté par des éléments de longueur Δz . Les composantes de champ électromagnétique sont discrétisées et calculées sur l'axe en des points particuliers indexés suivant la variable k, la distance entre deux points de

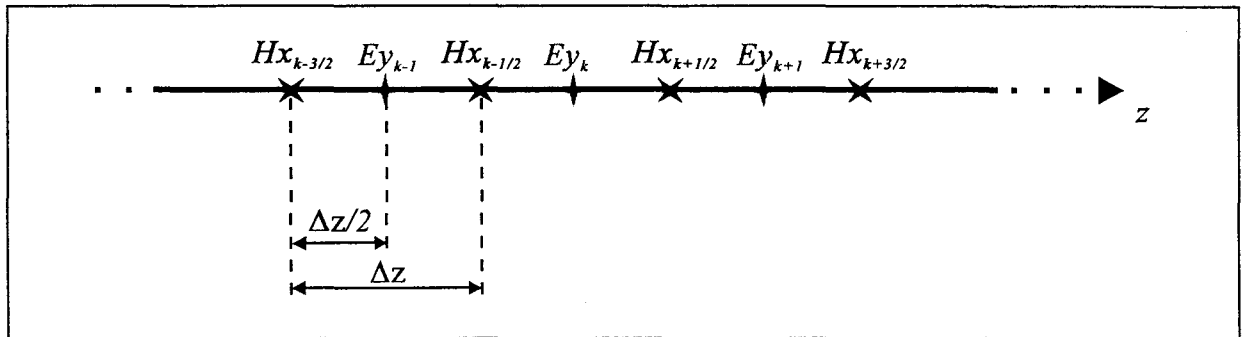


figure I-12: Position des points de calcul des composantes du champ électromagnétique suivant un axe de propagation discrétisé

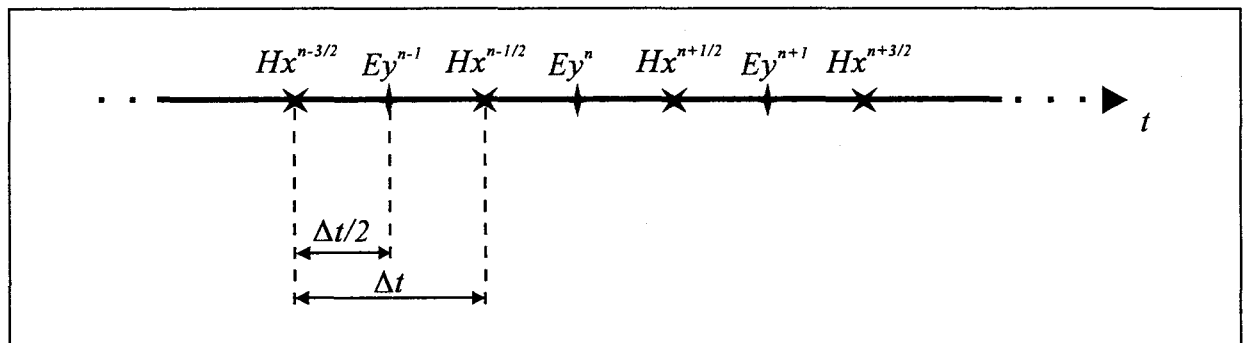


figure I-13: Position des points de calcul des composantes du champ électromagnétique suivant l'axe temporel

calcul successifs étant égale à Δz . La dérivée centrée de la composante de champ électrique Ey par rapport à z , au noeud k , est tronquée et s'exprime de la façon suivante:

$$\frac{\partial Ey}{\partial z} = \frac{Ey_{k+1} - Ey_k}{\Delta z} \quad (10)$$

Afin de simuler correctement les phénomènes électromagnétiques par cette résolution numérique des équations de MAXWELL, les composantes de champ électrique E et magnétique H doivent être décalées d'un demi-segment élémentaire Δz . De part ce principe, la dérivée de la composante de champ magnétique Hx par rapport à z , au point k , s'exprime:

$$\frac{\partial Hx}{\partial z} = \frac{Hx_{k+1/2} - Hx_{k-1/2}}{\Delta z} \quad (11)$$

La figure I-12 représente l'axe de propagation discrétisé et la position des noeuds de calcul des différentes composantes sur cet axe.

La discrétisation temporelle des équations est réalisée de la même façon. Le temps est divisé en segments temporels élémentaires Δt et les points de calcul sont indexés suivant la variable n . Les composantes de champ électrique et magnétique sont décalées les unes par rapport aux autres d'un demi pas temporel. Les composantes électriques sont calculées aux multiples pairs de demi pas $[(2k)*n/2]$ et, par conséquent, les composantes magnétiques aux multiples impairs $[(2k+1)*n/2]$. Les dérivées temporelles des composantes Ey et Hx s'expriment alors:

$$\frac{\partial Ey}{\partial t} = \frac{Ey_k^{n+1} - Ey_k^n}{\Delta t} \quad (12)$$

$$\frac{\partial Hx}{\partial t} = \frac{Hx_{k+1/2}^{n+1/2} - Hx_{k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} \quad (13)$$

Le temps discrétisé et les différents instants où le calcul des composantes est effectué peuvent alors être schématisés (figure I-13), l'alternance du calcul des composantes électriques et magnétiques apparaît alors clairement suivant la direction de propagation mais aussi suivant le temps. Pour exprimer notre système d'équations de façon discrète, il nous faut étudier le terme σEy . La première des deux formulations possibles considère la valeur du champ électrique à l'instant n [51] et ne prend pas en compte ces variations entre deux pas temporels. La seconde formulation, qui est la plus répandue [52], effectue une moyenne de la valeur du champ entre deux instants successifs [53]. Nous conservons cette méthode et discrétisons le produit du champ électrique par la conductivité de la façon suivante:

$$\sigma Ey = \sigma \frac{Ey_k^{n+1} + Ey_k^n}{2} \quad (14)$$

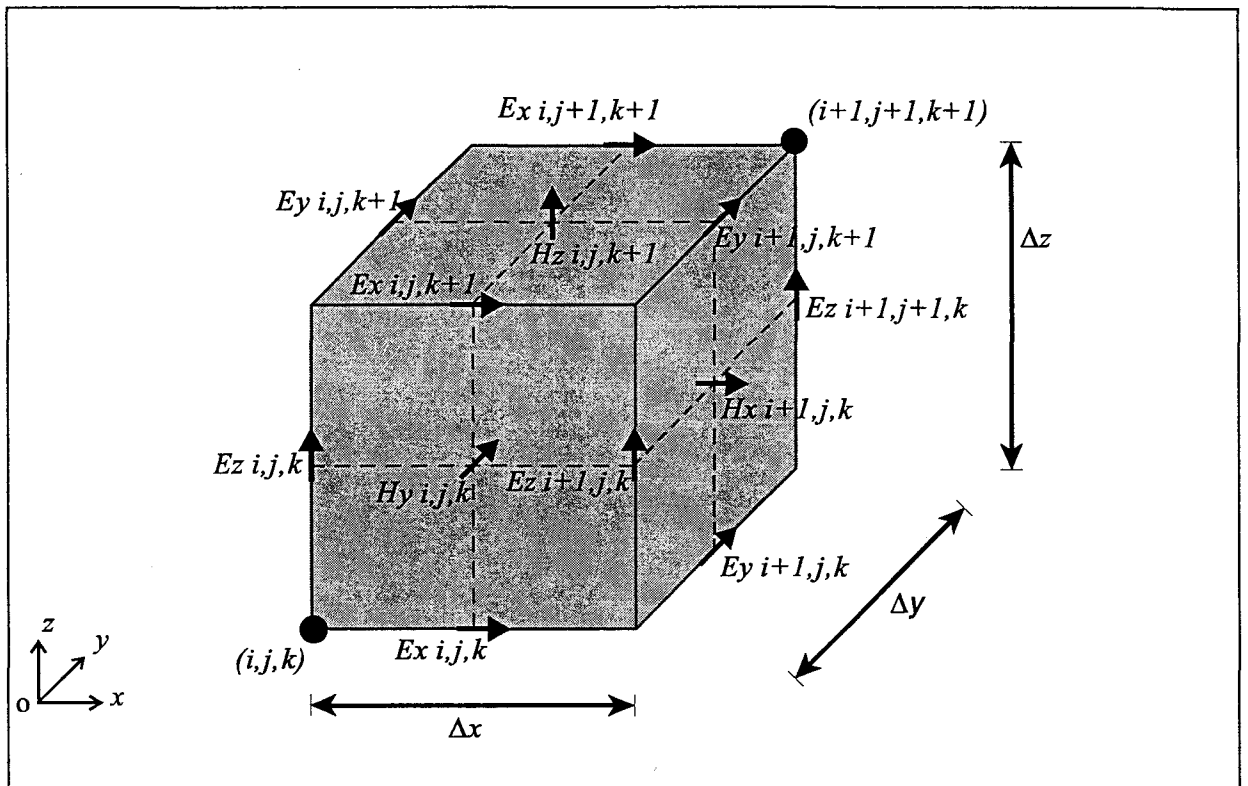


figure I-14: Maille élémentaire: cellule de YEE

Le système (7) peut alors être exprimé par deux équations discrètes :

$$\frac{Ey_{k+1}^n - Ey_k^n}{\Delta z} = \mu_0 \frac{Hx_{k+1/2}^{n+1/2} - Hx_{k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t}$$

$$\text{soit: } Hx_{k+1/2}^{n+1/2} = Hx_{k+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (Ey_{k+1}^n - Ey_k^n) \quad (15a)$$

$$\frac{Hx_{k+1/2}^{n+1/2} - Hx_{k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} = \varepsilon_0 \varepsilon'_r \frac{Ey_k^{n+1} - Ey_k^n}{\Delta t} - \sigma \frac{Ey_k^{n+1} + Ey_k^n}{2}$$

$$\text{soit : } Ey_k^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} Ey_k^n + \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon'_r \Delta z}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} (Hx_{k+1/2}^{n+1/2} - Hx_{k-1/2}^{n+1/2}) \quad (15b)$$

Le système (15) peut alors être résolu par des méthodes itératives [54], à chaque instant $n+1/2$ la composante de champ magnétique est calculée en tout point $k+1/2$ de l'axe de propagation discrétisé. A l'instant suivant ($n+1$) la composante de champ électrique est, à son tour, déterminée en tout point k de l'axe z . De la même façon, nous pouvons discrétiser et résoudre le système d'équations (8); puis, exprimer les équations aux dérivées centrées lors d'une propagation suivant les directions x et y .

Nous associons l'ensemble de ces équations, afin d'exprimer la discrétisation tridimensionnelle des équations de MAXWELL. Les axes x , y , z sont divisés en segments élémentaires, respectivement Δx , Δy et Δz , nous pouvons alors définir une maille élémentaire, appelée cellule de YEE [48] (figure I-14), de dimensions Δx , Δy , Δz . Les composantes de champs électromagnétiques sont calculées en tout point de l'espace et sont référencées par des indices i , j , k correspondant à la position du point de calcul sur les axes x , y , z . Comme précédemment, les composantes de champs électriques E et magnétiques H doivent être décalées d'un demi-segment élémentaire dans les trois directions de l'espace. Notons que le décalage d'un demi-pas se traduit par la position des différentes composantes sur la maille: les champs électriques sont au milieu des arêtes du cube élémentaire et les champs magnétiques au milieu des faces de ce cube.

Le principe de la discrétisation temporelle est identique à celui développé précédemment lors de l'étude unidimensionnelle. Nous pouvons donc exprimer les équations aux dérivées centrées correspondant aux six composantes de champ (16). Les composantes magnétiques au point (i, j, k) sont calculées aux multiples impairs de demi-pas spatiaux

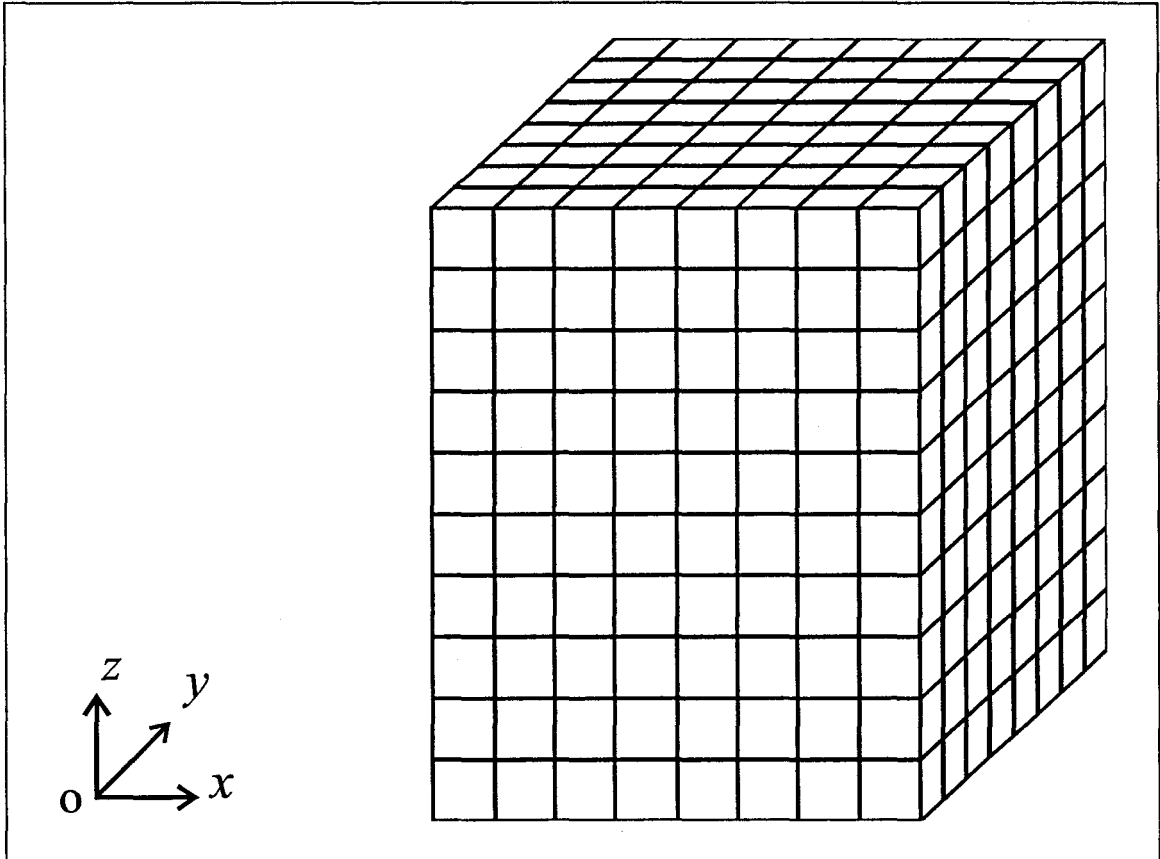


figure I-15: Maillage hexaédrique régulier

$(i+1/2, j+1/2, k+1/2)$ et les composantes électriques aux multiples pairs. Pour plus de clarté, ces décalages de demi-pas spatiaux ne sont pas exprimés.

$$Hx_{i,j,k}^{n+1/2} = Hx_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (Ey_{i,j,k+1}^n - Ey_{i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} (Ez_{i,j+1,k}^n - Ez_{i,j,k}^n) \quad (16a)$$

$$Hy_{i,j,k}^{n+1/2} = Hy_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} (Ez_{i+1,j,k}^n - Ez_{i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (Ex_{i,j,k+1}^n - Ex_{i,j,k}^n) \quad (16b)$$

$$Hz_{i,j,k}^{n+1/2} = Hz_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} (Ex_{i,j+1,k}^n - Ex_{i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} (Ey_{i+1,j,k}^n - Ey_{i,j,k}^n) \quad (16c)$$

$$Ex_{i,j,k}^{n+1} = AEx_{i,j,k}^n + By(Hz_{i,j,k}^{n+1/2} - Hz_{i,j-1,k}^{n+1/2}) - Bz(Hy_{i,j,k}^{n+1/2} - Hy_{i,j,k-1}^{n+1/2}) \quad (16d)$$

$$Ey_{i,j,k}^{n+1} = AEy_{i,j,k}^n + Bz(Hx_{i,j,k}^{n+1/2} - Hx_{i,j,k-1}^{n+1/2}) - Bx(Hz_{i,j,k}^{n+1/2} - Hz_{i-1,j,k}^{n+1/2}) \quad (16e)$$

$$Ez_{i,j,k}^{n+1} = AEz_{i,j,k}^n + Bx(Hy_{i,j,k}^{n+1/2} - Hy_{i-1,j,k}^{n+1/2}) - By(Hx_{i,j,k}^{n+1/2} - Hx_{i,j-1,k}^{n+1/2}) \quad (16f)$$

$$\text{avec : } A = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} \quad Bx = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon'_r} \Delta x}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} \quad By = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon'_r} \Delta y}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} \quad Bz = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon'_r} \Delta z}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}}$$

Disposant d'une maille élémentaire et des équations régissant le comportement des ondes électromagnétiques au sein de cette cellule, le volume d'étude est divisé en un ensemble de mailles juxtaposées afin de connaître la propagation des ondes dans ce volume. Nous présentons la discrétisation la plus simple d'un volume: Le maillage cartésien régulier, formé d'un ensemble de mailles hexaédriques identiques (figure I-15).

Les dimensions de la cellule élémentaire (Δx , Δy et Δz) sont liées non seulement les unes aux autres, mais aussi à la taille des structures à mailler [55]. Pour l'étude des applicateurs réalisés à partir de câbles coaxiaux, la dimension restrictive est le rayon "a" du conducteur central du câble. La taille et la forme des cellules élémentaires étant définies, à chaque cellule est attribuée une valeur de permittivité diélectrique relative ε'_r et de conductivité électrique σ , propre au milieu dans lequel se situe la cellule; les termes ε'_r et σ sont alors indexés au point spatial (i, j, k) origine de la cellule élémentaire considérée et

sont pris en compte, lors de la résolution des équations de MAXWELL, dans les constantes A, B_x, B_y, B_z .

Cette méthode doit répondre à des critères de stabilité et à des conditions d'utilisation que nous présentons maintenant.

I-3-2-2 Critères de stabilité

Un critère spatio-temporel assurant la stabilité des résultats a été énoncé par A. TAFLOVE [56] et peut se résumer comme suit: soit v_{max} la vitesse maximale des différentes vitesses possibles dans la structure. Cette vitesse doit être inférieure à la vitesse de l'onde électromagnétique simulée, se propageant entre deux cellules élémentaires. Par exemple, lors d'une propagation unidimensionnelle suivant un axe Oz, divisé en segments élémentaires Δz , la vitesse de propagation de l'onde simulée entre un point k et un point k+1 en un temps Δt doit être supérieure à la vitesse de propagation maximale (v_{max}) des ondes électromagnétiques dans la structure c'est à dire: $v_{max} \leq \frac{\Delta z}{\Delta t}$ soit, en isolant le terme temporel:

$$\Delta t \leq \frac{\Delta z}{v_{max}} \quad (17)$$

Généralisée à une étude tridimensionnelle la contrainte sur le pas temporel s'écrit:

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (18)$$

où v_{max} (m/s) est la vitesse maximale de l'onde dans la structure

$\Delta x, \Delta y, \Delta z$ (m) sont les dimensions de la cellule élémentaire

Δt (s) est le pas de discrétisation temporel

Lorsque cette contrainte n'est pas respectée, le système diverge.

Un second critère d'utilisation lie les dimensions de la cellule à la longueur d'onde présente dans la structure (λ). De façon empirique, des études montrent [57] que la plus grande des dimensions ne peut être supérieure au dixième de la longueur d'onde :

$$\max(\Delta x, \Delta y, \Delta z) \leq \frac{\lambda}{10} \quad (19)$$

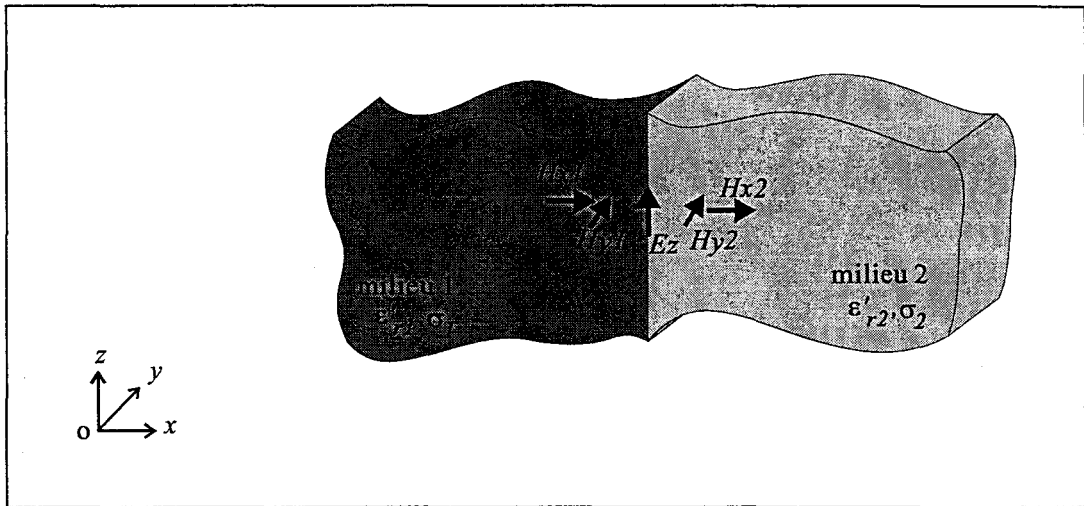


figure I-16: Interface diélectrique normale à Ox et dérivées centrées associées

Dans le muscle, milieu de permittivité diélectrique $\epsilon'_r = 46,9$ à la fréquence centrale du radiomètre, soit 3 GHz, la longueur de l'onde se propageant est de: $\lambda = 14,6$ mm. Le pas de discrétisation maximum est donc de 1,46 mm.

Si le milieu maillé est hétérogène, la longueur d'onde prise en compte est calculée pour la plus grande permittivité relative ϵ'_r présente dans le milieu. A l'inverse du premier critère présenté, celui-ci ne conditionne pas la convergence du système. Cependant les résultats obtenus, s'il n'est pas respecté, ne sont pas représentatifs de la propagation des ondes électromagnétiques dans la structure étudiée.

Une seconde contrainte apparaît sur les dimensions de la cellule de YEE en fonction de la structure maillée. Chaque milieu homogène composant une structure hétérogène doit être discrétisée par plusieurs mailles dans chaque direction de l'espace, ce qui limite les segments $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$:

$$\Delta x \leq \frac{XMIN}{K} \quad \Delta y \leq \frac{YMIN}{K} \quad \Delta z \leq \frac{ZMIN}{K} \quad (20)$$

où $XMIN$ est la plus petite dimension d'un milieu homogène suivant l'axe Ox

$YMIN$ est la plus petite dimension d'un milieu homogène suivant l'axe Oy

$ZMIN$ est la plus petite dimension d'un milieu homogène suivant l'axe Oz

K est le nombre minimum de mailles élémentaires nécessaire à la discrétisation d'une structure

Au vu des études menées dans notre groupe [17], le nombre K donnant, lors de la résolution des équations de MAXWELL, des solutions représentatives de la structure maillée est égal à 3.

I-3-2-3 Conditions aux interfaces

Malgré quelques restrictions sur les tailles de mailles, la F.D.T.D. permet de prendre en compte l'hétérogénéité des structures. Cette hétérogénéité se traduit par la présence de plusieurs milieux de permittivité différente et donc de nombreuses interfaces entre deux milieux. A ces interfaces diélectriques, le calcul des composantes tangentielles de champ électrique doit prendre en compte la présence de deux milieux. La figure I-16 schématise le

cas particulier auquel nous nous intéressons: l'interface de direction normale à Ox. Nous pouvons alors définir une équation scalaire, exprimant la dérivée temporelle de la composante de champ électrique (Ez) tangentielle à l'interface, pour chaque milieu:

$$\text{milieu 1 : } \frac{\partial Hy1}{\partial x} - \frac{\partial Hx1}{\partial y} = \varepsilon_0 \varepsilon'_{r1} \frac{\partial Ez1}{\partial t} - \sigma_1 Ez1 \quad (21a)$$

$$\text{milieu 2 : } \frac{\partial Hy2}{\partial x} - \frac{\partial Hx2}{\partial y} = \varepsilon_0 \varepsilon'_{r2} \frac{\partial Ez2}{\partial t} - \sigma_2 Ez2 \quad (21b)$$

A l'interface, la continuité des composantes tangentielles du champ électrique et des composantes normales du champ magnétique est respectée soit, dans ce cas particulier :

$$Ez1 = Ez2 = Ez \quad \text{et} \quad Hx1 = Hx2 = Hx \quad (22)$$

Sommons les deux équations (21):

$$\frac{\partial Hy1}{\partial x} + \frac{\partial Hy2}{\partial x} - 2 \frac{\partial Hx}{\partial y} = \varepsilon_0 (\varepsilon'_{r1} + \varepsilon'_{r2}) \frac{\partial Ez}{\partial t} - (\sigma_1 + \sigma_2) Ez \quad (23)$$

En première approximation, nous confondons les dérivées suivant x des composantes de champ magnétique $Hy1$ et $Hy2$. Des résultats numériques confirment cette approximation [58]. Soit en divisant par deux l'équation (23) et en réalisant l'approximation précitée:

$$\frac{\partial Hy}{\partial x} - \frac{\partial Hx}{\partial y} = \varepsilon_0 \left(\frac{\varepsilon'_{r1} + \varepsilon'_{r2}}{2} \right) \frac{\partial Ez}{\partial t} - \left(\frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} \right) Ez \quad (24)$$

Cette équation, du même type que les équations scalaires (6), caractérise l'interface, quelque soit sa direction, par un milieu virtuel ayant les caractéristiques suivantes:

$$\varepsilon'_{r \text{ int}} = \frac{\varepsilon'_{r1} + \varepsilon'_{r2}}{2} \quad \text{et} \quad \sigma_{\text{int}} = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} \quad (25)$$

Nous considérons, lors de toutes nos études, le métal parfaitement conducteur. Cette approximation impose, aux interfaces métal-milieu, les relations suivantes:

si \vec{n} est un vecteur normal à l'interface:

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = \vec{0} \quad \text{et} \quad \vec{n} \cdot \vec{H} = 0 \quad (26)$$

Soit, la nullité des composantes tangentielles du champ électrique et de la composante normale du champ magnétique. De plus, les métaux étant considérés de conductivité infinie, les champs magnétiques et électriques sont nuls à l'intérieur de ceux-ci. Lors de la résolution des algorithmes, les mailles "métalliques" sont détectées et les composantes de champ nulles ne sont pas calculées.

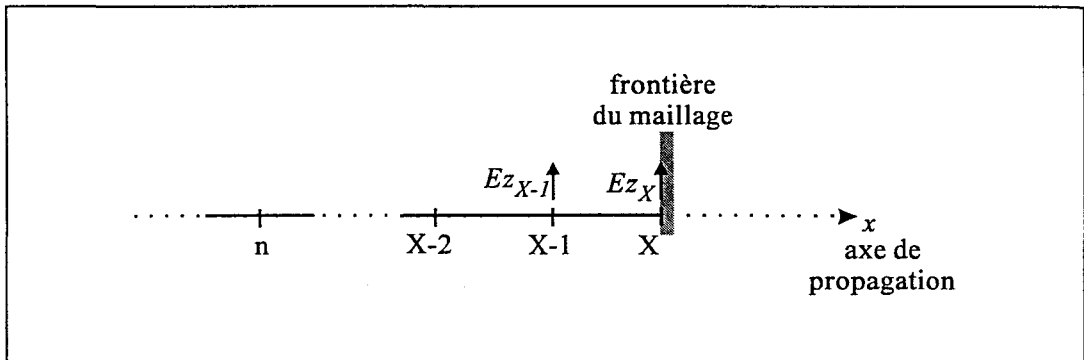


figure I-17: Frontière de maillage normale à un axe Ox , en un point X de cet axe

Nous avons défini les contraintes qui permettent de mailler une structure et de résoudre numériquement les équations de MAXWELL. Cependant, il nous faut définir les conditions aux limites de l'espace maillé appelées conditions d'absorption.

I-3-2-4 Conditions d'absorption

Les applicateurs simulés ont des dimensions géométriques de l'ordre du centimètre, et émettent une onde dans le corps humain. La simulation de telles structures ne peut se faire en discrétisant tout le corps. Il faut donc créer des frontières de maillage ne modifiant pas le comportement des ondes dans la structure.

La détermination de super absorbants, simulant un espace ouvert, est toujours un problème d'actualité [59-60], surtout lors de l'étude de la propagation dans les milieux sans pertes. En effet, l'étude en milieux à pertes présente un avantage non négligeable: l'onde se propageant décroît d'autant plus vite que les pertes sont élevées et son amplitude aux frontières du maillage est très faible (moins de 1 pour cent de l'amplitude maximale lorsque le mur est à deux centimètres de l'applicateur), la présence d'un absorbant à ces frontières est indispensable mais sa qualité influe beaucoup moins [61] sur les résultats que lors de l'étude de milieux sans pertes.

Dans la littérature se rapportant aux simulations de propagation d'ondes électromagnétiques dans le corps humain, utilisant la F.D.T.D. [50-62], les conditions d'absorption le plus couramment employées sont celles proposées par G.MUR [63]. Elles sont issues des travaux sur les absorbants mathématiques de ENGQUIST et MAJDA [64] et ont pour principe le calcul des composantes tangentielles de champ électrique par la résolution de l'équation d'onde (27) suivant la direction normale à la frontière considérée. L'ordre de troncature de cette équation fixe la qualité de l'absorption. Pierre Yves CRESSON a montré, dans son mémoire de thèse [17], que lors de l'étude dans des tissus biologiques la troncature au premier ordre donne des résultats très corrects sur les solutions obtenues, soit:

$$\left(\frac{\partial}{\partial n} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) \vec{E}_{tg} = \vec{0} \quad (27)$$

Avec n direction normale à la frontière de calcul

v vitesse de propagation de l'onde

\vec{E}_{tg} vecteur des composantes de champ électrique tangentes à la frontière de calcul

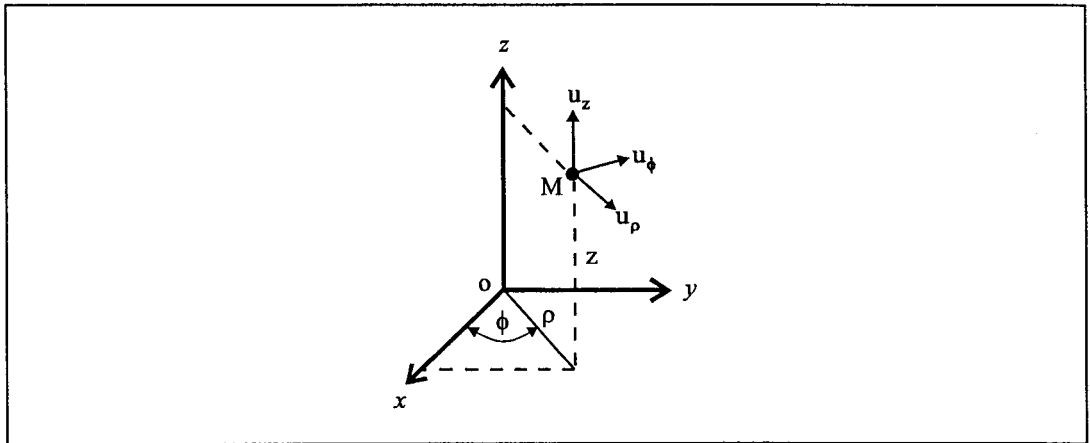


figure I-18: Position d'un repère cylindrique dans un repère cartésien

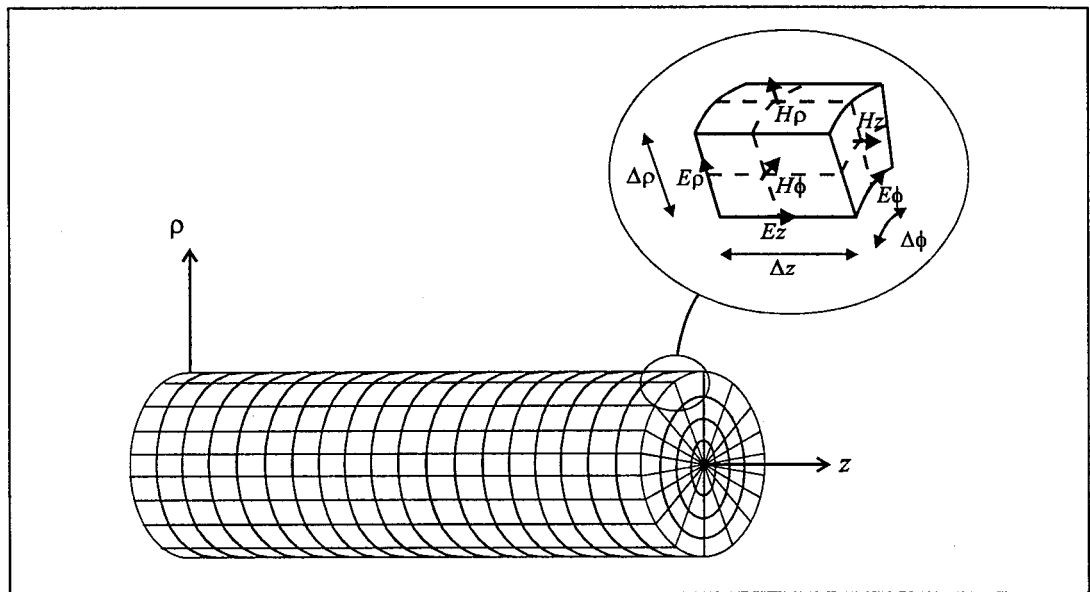


figure I-19: Maillage et maille élémentaire cylindrique

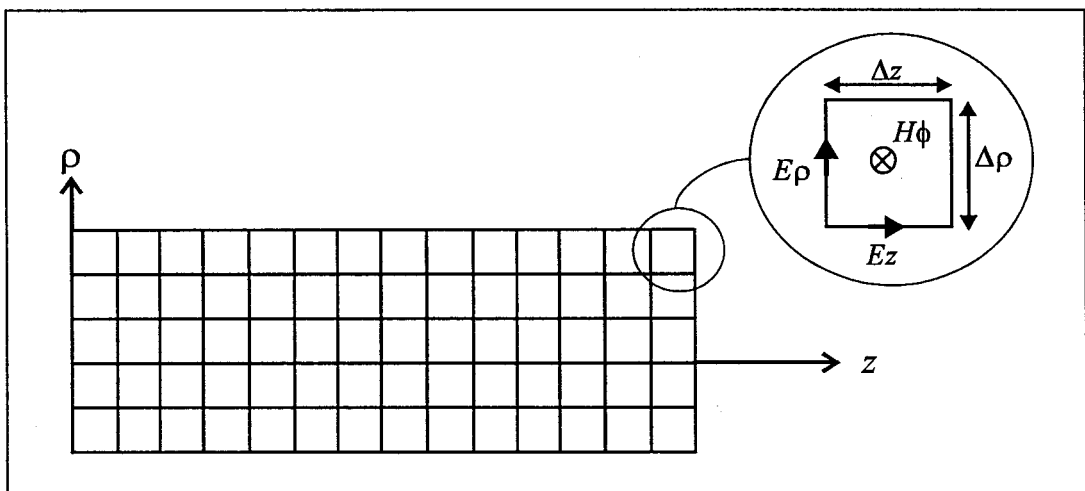


figure I-20: Maillage et maille élémentaire cylindrique bidimensionnelle

La figure I-17 montre une frontière de maillage de direction normale à l'axe de propagation x se situant au point X de cet axe. Dans ce cas, la discrétisation de l'équation (27) s'exprime:

$$Ez_X^{n+1} = Ez_{X-1}^{n+1} + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} (Ez_{X-1}^{n+1} - Ez_X^n) \quad (28)$$

I-3-2-5 Maillage cylindrique

Les conditions d'absorption, que nous venons de présenter, permettent de restreindre la taille du volume de calcul et donc la quantité de mémoire nécessaire au calcul du champ électrique dans ce volume.

Afin de restreindre encore cette taille mémoire, il est judicieux de prendre en compte les symétries des structures. Les applicateurs interstitiels et urétraux présentent une symétrie de révolution définie dans un repère cylindrique (figure I-18). Le système d'équations scalaires (6) s'exprime alors dans ce repère par:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial Ez}{\partial \phi} - \frac{\partial E\phi}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H\rho}{\partial t} \quad (29a) \quad \frac{1}{\rho} \frac{\partial Hz}{\partial \phi} - \frac{\partial H\phi}{\partial z} = \varepsilon_0 \varepsilon'_r \frac{\partial E\rho}{\partial t} + \sigma E\rho \quad (29d)$$

$$\frac{\partial E\rho}{\partial z} - \frac{\partial Ez}{\partial \rho} = -\mu_0 \frac{\partial H\phi}{\partial t} \quad (29b) \quad \frac{\partial H\rho}{\partial z} - \frac{\partial Hz}{\partial \rho} = \varepsilon_0 \varepsilon'_r \frac{\partial E\phi}{\partial t} + \sigma E\phi \quad (29e)$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} [\rho E\phi] - \frac{1}{\rho} \frac{\partial E\rho}{\partial \phi} = -\mu_0 \frac{\partial Hz}{\partial t} \quad (29c) \quad \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} [\rho H\phi] - \frac{1}{\rho} \frac{\partial H\rho}{\partial \phi} = \varepsilon_0 \varepsilon'_r \frac{\partial Ez}{\partial t} \quad (29f)$$

Un maillage cylindrique est présenté figure I-19. Notons que la maille élémentaire n'est plus un cube mais contient quatre arêtes en arc de cercle prenant en compte l'aspect circulaire du maillage. La symétrie de révolution de nos structures permet, sans altérer la qualité des résultats [65], de réduire le volume étudié à un plan, la maille élémentaire est alors un rectangle (figure I-20). Seuls subsistent dans ce plan la composante de champ magnétique $H\phi$ au centre de ce rectangle et les composantes de champ électrique Ez et $E\rho$ sur les arêtes de ce même rectangle. Il n'est alors plus nécessaire de prendre en compte les variations suivant ϕ et la résolution des équations se fait de façon bidimensionnelle. Le système aux dérivées centrées discrétisées dans l'espace et le temps qui régit les phénomènes électromagnétiques est alors:

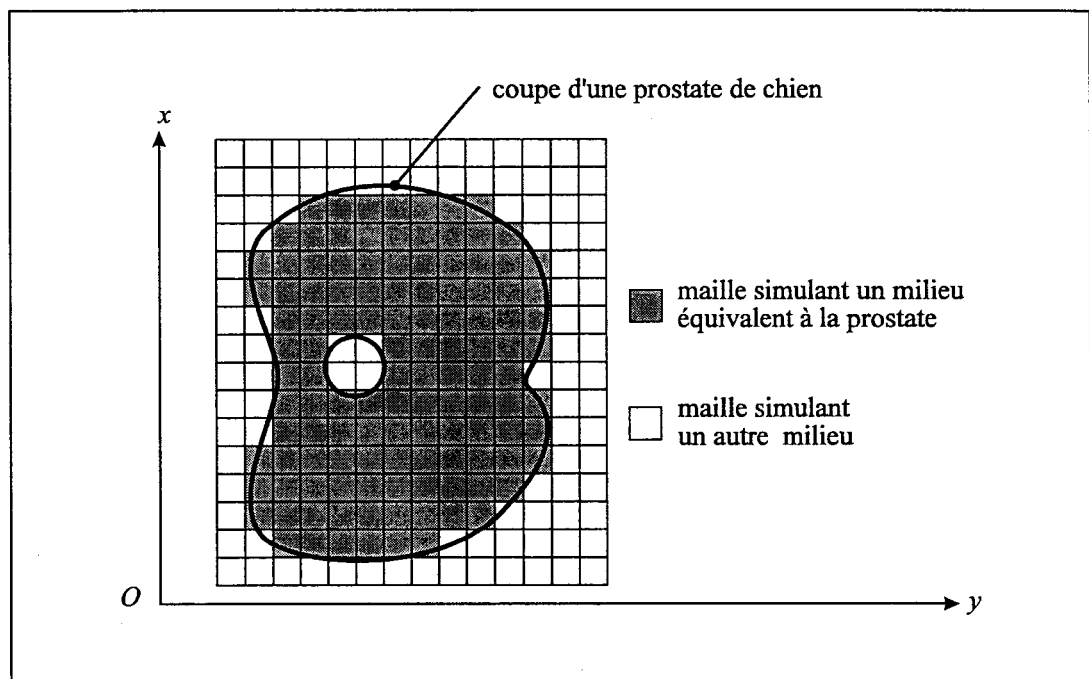


figure I-21: Approximation de contours dans un repère cartésien: "stair-casing"

$$H\phi_{i,k}^{n+1/2} = H\phi_{i,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta \rho} (Ez_{i+1,k}^n - Ez_{i,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (E\rho_{i,k+1}^n - E\rho_{i,k}^n) \quad (30a)$$

$$E\rho_{i,k}^{n+1} = A E\rho_{i,k}^n - Bz (H\phi_{i,k}^{n+1/2} - H\phi_{i,k-1}^{n+1/2}) \quad (30b)$$

$$Ez_{i,k}^{n+1} = A Ez_{i,k}^n + \frac{B\rho}{\rho_i} (\rho_i H\phi_{i,k}^{n+1/2} - \rho_{i-1} H\phi_{i-1,k}^{n+1/2}) \quad (30c)$$

$$\text{avec : } A = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} \quad B\rho = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon'_r} \Delta \rho}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}} \quad Bz = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon'_r} \Delta z}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon'_r}}$$

N'ayant plus que trois équations bidimensionnelles à résoudre, les temps de calcul et les tailles de mémoire vive nécessaires à leurs résolutions sont bien moins importants. Le choix du repère, dans lequel est maillée la structure, est donc primordial pour optimiser la résolution des équations aux dérivées centrées.

Si les formes des milieux sont quelconques, elles peuvent être approximées par différentes techniques [66], nous choisissons la méthode du "stair-casing" [67].

I-3-2-6 Stair casing

Les structures ne possèdent pas systématiquement un axe de révolution et sont parfois de forme quelconque. Dans ce cas, le système d'axes cylindrique ne présente pas d'intérêt. Le maillage est alors réalisé dans un repère cartésien. Les contours limites des différents milieux sont approximés par des segments élémentaires qui sont identiques aux arêtes des mailles hexaédriques élémentaires. Les contours obtenus peuvent alors être aisément maillés dans le repère cartésien.

La figure I-21 est un exemple de stair-casing dans un plan, la surface de forme quelconque (une coupe de prostate de chien) est maillée dans un repère cartésien. Il faut définir si les mailles intersectées par les contours appartiennent à la surface ou non. Pour être incluse dans la surface, une maille doit avoir au moins la moitié de son aire à l'intérieur de cette surface. Un nouveau contour, suivant des arêtes de mailles élémentaires est alors défini et le maillage est aisé.

Pour affiner au mieux un maillage, il faut que la cellule élémentaire ait des dimensions Δx , Δy , Δz très petites. Mais ces dimensions sont inversement proportionnelles au nombre de mailles nécessaire à la description d'une structure et donc au temps de calcul et à la taille de

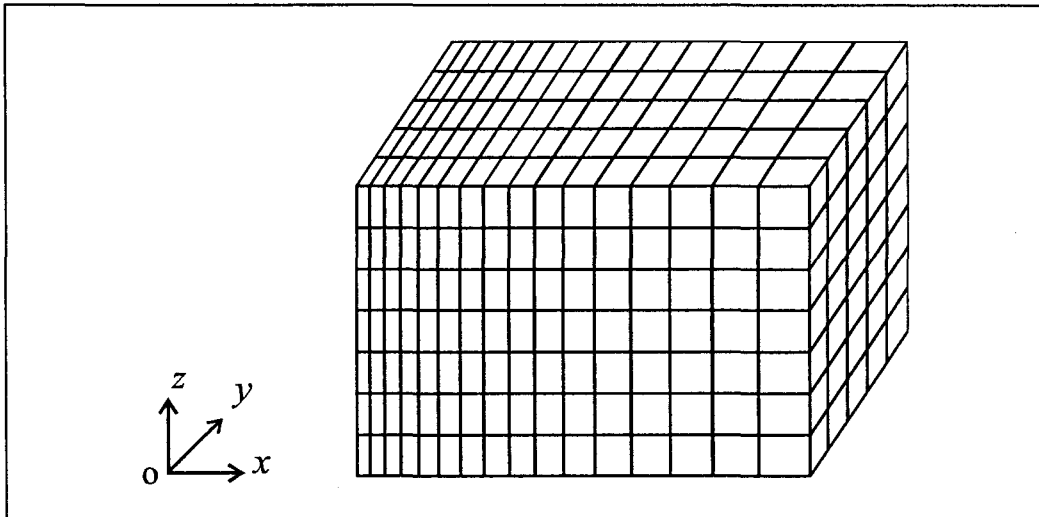


figure I-22: Maillage hexaédrique à pas variable suivant la direction Ox

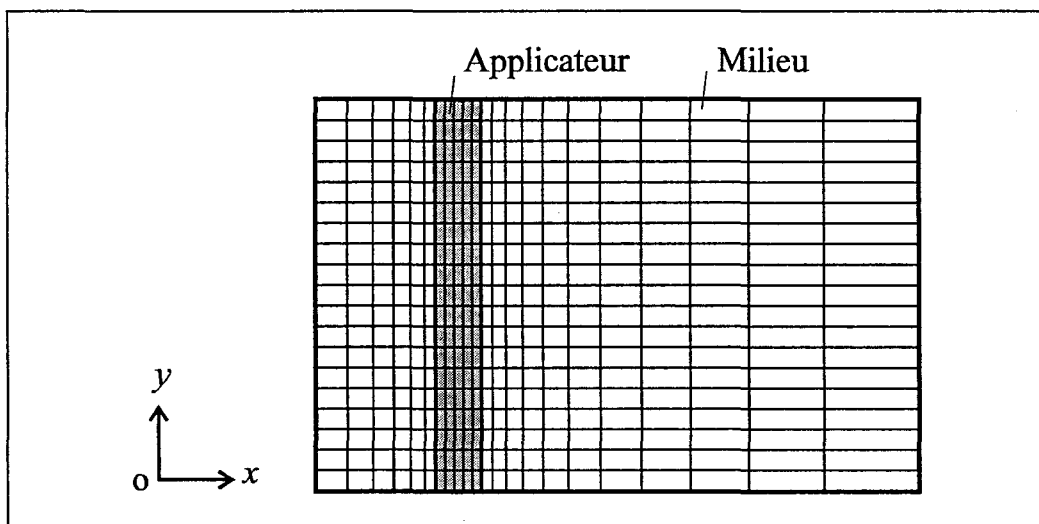


figure I-23: Maillage bidimensionnel constant dans un applicateur et à pas variable suivant la direction Ox dans le milieu

mémoire vive pour résoudre les équations aux dérivées centrées. Il faut donc trouver un compromis entre qualité de maillage et précision des résultats.

Nos structures sont composées de plusieurs milieux homogènes de tailles très diverses, les différents milieux composant les applicateurs sont beaucoup plus petits que les tumeurs ou tissus biologiques rencontrés. Or, plus le volume est petit, plus les dimensions de la maille élémentaire doivent être faibles. Donc, une maille constante sur toute la structure, se définit comme une contrainte trop importante dans les tumeurs ou tissus. La technique du pas variable permet alors d'optimiser le nombre de cellules nécessaires.

I-3-2-7 Pas variable

Cette technique de maillage consiste à faire varier, suivant une progression géométrique, un ou plusieurs pas spatiaux dans tout ou partie du volume à mailler.

La figure I-22 schématise un maillage tridimensionnel à pas variable suivant la direction Ox , nous pouvons alors écrire: $\Delta x_{i+1} = q\Delta x_i$ où q est la raison de la progression géométrique. La cohérence des résultats impose une valeur maximale de q égale à 1,1 [17]. En effet, de trop brusques variations du pas font que même si $H_{x_{i+1/2}}$ est toujours centré entre Ex_i et Ex_{i+1} , Ex_i ne peut plus être considéré comme centré entre $H_{x_{i+1/2}}$ et $H_{x_{i-1/2}}$.

La figure I-23 présente l'une des topologies typiques de maillage utilisées: les dimensions de l'applicateur (la zone grisée) suivant l'axe Ox sont beaucoup plus faibles que suivant l'axe Oy . Le pas spatial Δx est donc limité par le critère (20). La longueur totale à mailler suivant l'axe Ox est très grande par rapport aux dimensions de l'applicateur, la contrainte sur Δx est alors moins restrictive et nous pouvons faire évoluer le pas de maillage suivant une loi géométrique. Le nombre de mailles nécessaire à la discrétisation du milieu sur une distance donnée suivant l'axe Ox est alors bien moindre que lors de l'utilisation de maillages à pas constants. Ainsi, 200 pas de 0,1 mm sont nécessaires à la discrétisation d'un segment de 2 cm alors que 49 pas respectant une évolution géométrique de raison 1,05 et de premier terme 0,1 mm suffisent. Nous validerons cette méthode par comparaison au maillage à pas constant.

I-3-2-8 Excitations

Afin de simuler le comportement électromagnétique d'une structure, il faut inclure dans les équations aux dérivées centrées un terme traduisant la source d'excitation électromagnétique. Nous considérons, dans toutes nos simulations, la source placée entre les deux conducteurs du ou des câbles coaxiaux des applicateurs. Nous excitions en des points éloignés du plan à partir duquel les câbles sont dénudés de leur conducteur extérieur, seul subsiste alors la composante du champ normale aux conducteurs [68]:

Dans un repère cartésien la composante du champ électrique, suivant la direction Ox , est liée à la tension d'excitation par l'équation:

$$E_x(t) = \frac{v(t)}{(b-a)} \quad (31a)$$

Dans un repère cylindrique, l'excitation s'exprime alors:

$$E_\rho(\rho, t) = \frac{v(t)}{\rho \ln(b/a)} \quad (31b)$$

Avec: $v(t)$ évolution temporelle de la tension d'excitation

b rayon du diélectrique

a rayon du conducteur central

ρ distance entre le point considéré et l'axe de révolution du câble

La méthode des différences finies permet deux types d'études: le calcul de la puissance déposée dans le milieu et la détermination de l'évolution fréquentielle des coefficients de réflexion et de transmission.

- calcul de la puissance déposée

La relation (2) lie la puissance déposée à la détermination des champs électriques dans le milieu lors de la propagation d'une onde électromagnétique sinusoïdale. Le terme d'excitation à l'instant $n\Delta t$, introduit dans les équations aux dérivées centrées, est alors:

$$v(n) = V_0 \sin(2\pi f n \Delta t) \quad (32)$$

avec: V_0 amplitude de la tension d'excitation

f fréquence d'étude

Δt pas temporel

n instant considéré

L'amplitude de la tension d'excitation n'est pas primordiale, les équations étant linéaires, l'amplitude du champ électromagnétique en tout point du milieu est proportionnelle à V_0 et peut donc être déduite pour toute valeur de V_0 . Un nombre minimum N d'itérations temporelles est nécessaire pour atteindre l'état stationnaire [69], il est lié à la fréquence d'étude(f) par la relation:

$$N = \frac{3}{f\Delta t} \quad (33)$$

- détermination de l'évolution fréquentielle des coefficients de réflexion et de transmission

La détermination d'une évolution fréquentielle ne peut se faire que si le spectre en fréquence de l'excitation temporelle couvre la bande de fréquences étudiée, le terme de source choisi est alors une impulsion gaussienne:

$$v(n) = V_0 \exp\left(-\frac{(n\Delta t - t_0)^2}{\tau^2}\right) \quad (34)$$

Avec: V_0 amplitude de la tension d'excitation
 Δt pas temporel
 n instant considéré
 t_0 décalage temporel du maximum de l'impulsion
 τ largeur de l'impulsion

La transformée de Fourier de cette impulsion est elle-même une impulsion de largeur proportionnelle à τ . Il faut donc définir τ pour que le spectre fréquentiel englobe la bande de fréquences étudiée. X. ZHANG [70] propose la relation suivante:

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{20\Delta z}{vit} \quad (35)$$

Avec: Δz pas spatial
 vit vitesse de propagation dans le câble coaxial

Les coefficients de réflexion ou de transmission peuvent alors être calculés [17]. Nous connaissons la réponse à une impulsion en tout point de la structure et donc, par une transformée de Fourier, la réponse fréquentielle. Les différents coefficients sont alors le rapport de ces évolutions fréquentielles sur les ports d'entrée et/ou de sortie de la structure.

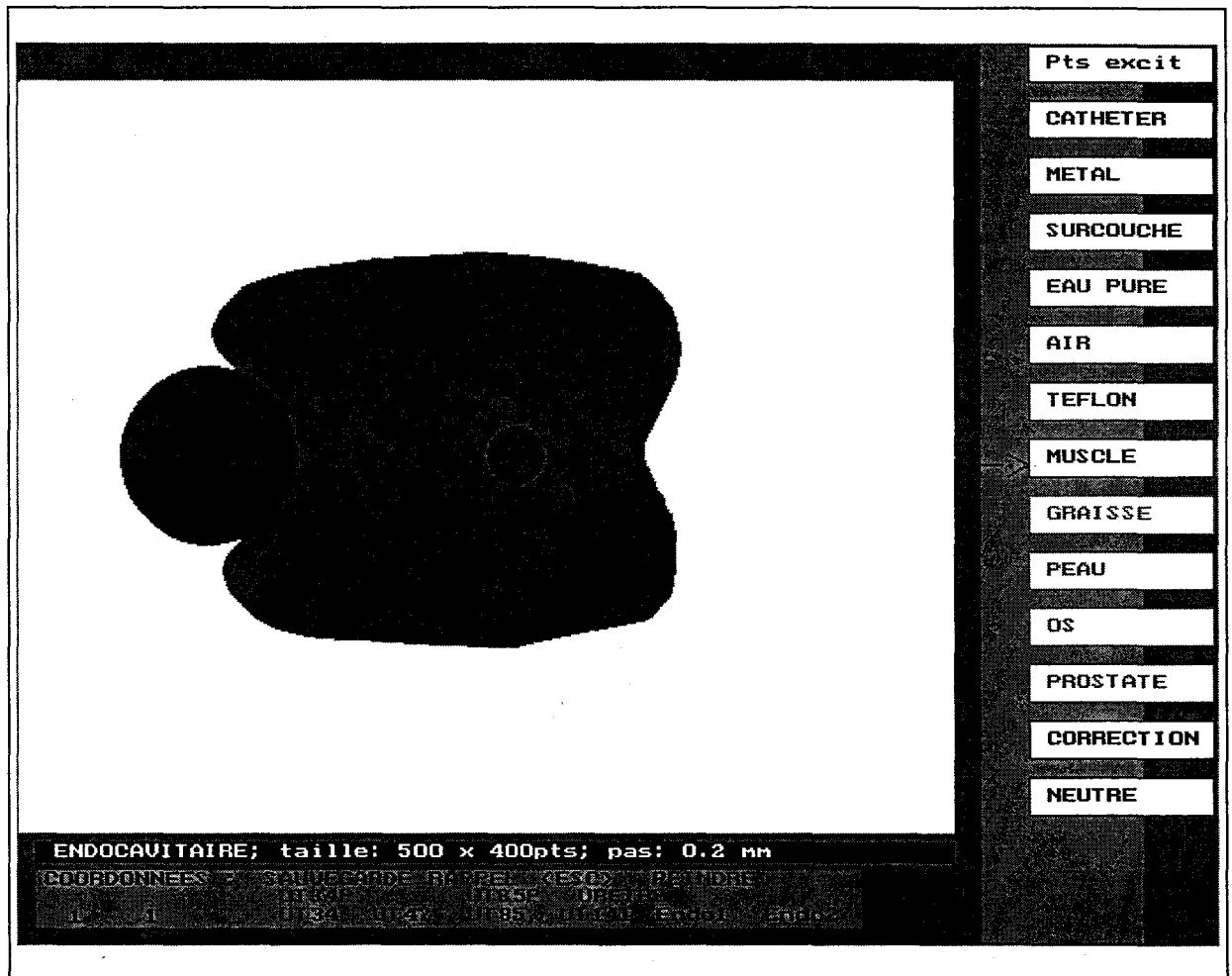


figure I-24: Saisie d'écran du mailleur; visualisation en coupe de deux applicateurs (un rectal et un urétral) et de la glande prostatique

Nous disposons donc d'une méthode permettant de déterminer la puissance déposée par l'applicateur en tout point du milieu ainsi que l'évolution fréquentielle des modules des coefficients de réflexion et de transmission. Afin de modéliser aisément ces différents types d'applicateurs, nous concevons un mailleur bidimensionnel.

I-3-2-9 Mailleur

En l'absence d'auxiliaire graphique, la modification des structures ne peut se faire simplement par la F.D.T.D.. En effet toute modification de la structure maillée entraîne une modification des coefficients de calcul dans les équations (16) page 22. Nous avons donc développé un système graphique permettant de mailler aisément les applicateurs et de prendre en compte les modifications apportées aux structures.

La figure I-24 présente ce mailleur. Il est constitué d'une zone graphique dont le nombre de pixels, suivant chaque direction du plan, est égal au nombre de segments élémentaires constituant le maillage. Dans notre exemple, la structure est composée de 500*400 points. Dans la partie droite de l'écran, un curseur mobile permet de choisir le matériau de l'objet que l'on désire mailler (et plus particulièrement la couleur qui est associée à ce matériau). Après avoir choisi le matériau, nous nous déplaçons dans la zone graphique afin de teinter, à la couleur propre au matériau, la forme de l'objet. La structure étant dessinée, la zone graphique est enregistrée; chaque pixel est associé à un entier lié à sa couleur, nous obtenons un fichier "Structure". Ce fichier est alors introduit dans un programme résolvant les équations de MAXWELL discrétisées (16).

En chaque point, les couleurs, caractéristiques des matériaux, sont converties en valeurs de permittivité et de conductivité. Les coefficients de calcul et les termes d'excitation sont déterminés après détection des interfaces. Sont également introduits, les pas de maillage. Tous les coefficients de calcul sont alors définis et les équations peuvent être résolues.

Une résolution tridimensionnelle est également possible à l'aide de ce mailleur. Le maillage est décomposé en une succession de plans dont chacun est identifié par un fichier "Structure", la variation de l'indice, dans les équations discrétisées (16), suivant la troisième dimension se fait par lecture successive des fichiers "Structure". Par exemple, 18 fichiers "Structure" sont nécessaires au maillage d'un applicateur interstitiel de 0,9 mm de diamètre suivant Oy , discrétisé avec un pas de 0,05 mm suivant cette même direction. Cette méthode, très lourde pour des structures de formes quelconques, ne peut cependant éviter l'utilisation de

maillages tridimensionnels. L'équipe Circuits et Applicateurs a acquis récemment le logiciel CATIA/CADAM de Dassault System, ce logiciel comprend un maillage tridimensionnel performant et son utilisation est actuellement en cours d'évaluation.

Nous possédons donc un outil de modélisation tridimensionnel par la F.D.T.D., qui permet de simuler aisément des structures de formes quelconques.

I-3-3 Extension de la F.D.T.D. à la (F.D.)²T.D.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel nous permet le calcul de la densité de puissance et des coefficients de réflexion et transmission dans une bande de fréquences donnée, mais l'évolution fréquentielle des caractéristiques diélectriques des milieux étudiés ne peut être pris en compte.

Afin d'intégrer dans nos résultats ces variations fréquentielles, nous étendons la F.D.T.D. à la (F.D.)²T.D. (Frequency-Dependent Finite-Difference Time Domain).

Après avoir exprimé le type d'évolution que suivent les caractéristiques diélectriques des milieux, nous décrivons l'une des différentes méthodes permettant la prise en compte de cette évolution.

I-3-3-1 Evolution fréquentielle de la permittivité des milieux

Afin de caractériser nos applicateurs aux différentes fréquences de chauffage (434 et/ou 915 MHz) et dans la bande de fréquences radiométriques (2-4 GHz), notre domaine d'étude est défini par la bande 0,1-4,1 GHz. Les permittivités diélectriques des milieux rencontrés (tissus biologiques, eau salée à 6 g/l ou gel polyacrylamide) varient dans cette bande de fréquences.

L'annexe à ce mémoire [A1] présente les travaux [70] effectués sur les mesures des parties réelles et imaginaires de la permittivité complexe de ces milieux à diverses fréquences. Les relevés sont effectués pour quantité de fréquences, les nuages de points obtenus sont alors approchés par des fonctions analytiques paramétrées en pulsation angulaire (ω).

O.P. GANDHI [70] propose une méthode basée sur l'équation de relaxation de DEBYE dans le domaine fréquentiel. Afin de traduire correctement l'évolution de la permittivité des milieux dans la bande de fréquences d'étude, l'équation est composée de la somme de deux termes du premier ordre:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_{S1} - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega t_{01}} + \frac{\varepsilon_{S2} - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega t_{02}} \right] \quad (36)$$

Avec: ε_∞ permittivité relative du milieu à l'infini

$\varepsilon_S = \varepsilon_{S1} + \varepsilon_{S2} - \varepsilon_\infty$ permittivité relative statique du milieu

t_{01} et t_{02} temps de relaxation du milieu

Les caractéristiques des matériaux étant mises en équation, il faut introduire ces fonctions dans les équations discrétisées de la F.D.T.D.. Nous avons choisi une approche basée sur la résolution d'une équation différentielle [70-73].

I-3-3-2 Formulation mathématique

L'équation (36) peut s'exprimer:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_0 \frac{\varepsilon_S - \omega^2 t_{01} t_{02} \varepsilon_\infty + j\omega(\varepsilon_{S1} t_{02} + \varepsilon_{S2} t_{01})}{1 - \omega^2 t_{01} t_{02} + j\omega(t_{01} + t_{02})} \quad (37)$$

Sachant que $D(\omega) = \varepsilon^*(\omega)E(\omega)$, il en découle:

$$\begin{aligned} & (-\omega^2 t_{01} t_{02} + j\omega(t_{01} + t_{02}) + 1)D(\omega) \\ & = \varepsilon_0 (-\omega^2 t_{01} t_{02} \varepsilon_\infty + j\omega(\varepsilon_{S1} t_{02} + \varepsilon_{S2} t_{01}) + \varepsilon_S)E(\omega) \end{aligned} \quad (38)$$

A une fréquence donnée, les champs E et D ont une évolution harmonique. Les termes $j\omega$ et $-\omega^2$ se traduisent donc respectivement par des dérivées temporelles du premier et du deuxième degrés. La fonction complexe précédente se traduit donc par l'équation différentielle:

$$\begin{aligned}
 & (t_{01}t_{02} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + (t_{01} + t_{02}) \frac{\partial}{\partial t} + 1)D \\
 & = \varepsilon_0(t_{01}t_{02}\varepsilon_\infty \frac{\partial^2}{\partial t^2} + (\varepsilon_{S1}t_{02} + \varepsilon_{S2}t_{01}) \frac{\partial}{\partial t} + \varepsilon_S)E
 \end{aligned} \tag{39}$$

Cette équation peut être discrétisée temporellement par le principe des différences finies dans le domaine temporel. Nous la développons, par exemple, pour la composante de champ électrique Ex , en un point de l'espace de coordonnées (i, j, k) :

$$\begin{aligned}
 & A_0(Dx^{n+1} + Dx^n) + A_1(Dx^{n+1} - Dx^n) + A_2(Dx^{n+1} - 2Dx^n + Dx^{n-1}) \\
 & = B_0(Ex^{n+1} + Ex^n) + B_1(Ex^{n+1} - Ex^n) + B_2(Ex^{n+1} - 2Ex^n + Ex^{n-1})
 \end{aligned} \tag{40}$$

$$\begin{aligned}
 \text{avec:} \quad & A_0=1/2 & A_1=(t_{01}+t_{02})/\Delta t & A_2=(t_{01}t_{02})/\Delta t^2 \\
 & B_0=\varepsilon_0\varepsilon_S/2 & B_1=\varepsilon_S(\varepsilon_{S2}t_{01}+\varepsilon_{S1}t_{02})/\Delta t & B_2=(\varepsilon_0\varepsilon_\infty t_{01}t_{02})/\Delta t^2
 \end{aligned}$$

Les équations donnant accès aux composantes de champ magnétique sont inchangées. De ce fait, l'équation (16d), page 22, du système itératif de la F.D.T.D., se décompose, dans le modèle ((F.D.)²T.D.), en deux équations (41a et 41b):

$$Dx_{i,j,k}^{n+1} = Dx_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\Delta y} \left(Hz_{i,j,k}^{n+1/2} - Hz_{i,j-1,k}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\Delta z} \left(Hy_{i,j,k}^{n+1/2} - Hy_{i,j,k-1}^{n+1/2} \right) \tag{41a}$$

$$Ex_{i,j,k}^{n+1} = C_0 Ex_{i,j,k}^n + C_1 Ex_{i,j,k}^{n-1} + C_2 Dx_{i,j,k}^{n+1} + C_3 Dx_{i,j,k}^n + C_4 Dx_{i,j,k}^{n-1} \tag{41b}$$

$$\begin{aligned}
 \text{avec:} \quad & C_0=(-B_0+B_1+2B_2)/(B_0+B_1+B_2) & C_1=-B_2/(B_0+B_1+B_2) \\
 & C_2=(A_0+A_1+A_2)/(B_0+B_1+B_2) & C_3=(A_0-A_1-2A_2)/(B_0+B_1+B_2) \\
 & C_4=A_2/(B_0+B_1+B_2)
 \end{aligned}$$

Les deux autres composantes de champ électrique s'expriment de la même façon, par permutation circulaire des indices x, y, z .

La résolution des équations de MAXWELL par la méthode de la F.D.T.D. et la ((F.D.)²T.D.) se fait donc suivant le même principe itératif. Cependant cette dernière impose la définition de quinze nouveaux tableaux tridimensionnels: neuf sont nécessaires à la détermination des composantes Dx, Dy, Dz aux instants $n-1, n, n+1$. Et six au stockage des valeurs des trois composantes du champ électrique aux instants $n-1$ et n afin qu'elles puissent être calculées aux instants $n+1$ et $n+2$. Il apparaît donc que cette méthode nécessite une taille

de mémoire vive triple pour une même structure. De plus, le système itératif de la ((F.D.)²T.D.) est composé de neuf équations soit trois de plus que celui de la F.D.T.D., les temps de calcul qui lui sont nécessaires sont donc près de deux fois plus importants. Toutefois, elle permet de déterminer, en une seule résolution, les coefficients de réflexion et de transmission dans toute la bande de fréquences d'étude.

Cette méthode vient donc étoffer la F.D.T.D. dans le calcul de l'adaptation électromagnétique et nous fournit un modèle complet de caractérisation électromagnétique des applicateurs. Afin d'achever la modélisation des applicateurs, il faut maintenant définir un modèle thermique.

I-3-4 Modèle thermique

Les tissus biologiques à forte teneur en eau s'échauffent lorsqu'ils sont soumis à une énergie micro-onde. La répartition de la température au sein des milieux est liée à la densité de puissance déposée, mais aussi aux mécanismes d'autorégulation qui tendent à dissiper ce surplus calorifique.

En effet, trois principaux phénomènes thermiques apparaissent: l'échange de chaleur entre les zones chauffées et les zones "froides" identifié par la conductivité thermique, la convection induite par la vascularisation des tissus et l'échange de chaleur entre les tissus et le milieu environnant. L'équation prenant en compte l'ensemble de ces phénomènes est appelée équation de la chaleur.

I-3-4-1 Equation de la chaleur

La distribution de température en chaque point du milieu sous investigation est exprimée, d'un point de vue macroscopique, par l'équation suivante:

$$k_t \nabla^2 T + v_s(T_a - T) + Q_m + Q = \rho c \frac{\partial T}{\partial t} \quad (42)$$

avec : k_t : conductivité thermique du milieu $W/m \cdot ^\circ C$

T :	température du point considéré	°C
v_s :	coefficient d'échange de chaleur avec le sang	$W/m^3 \cdot ^\circ C$
T_a :	température interne du milieu	°C
Q_m :	chaleur générée par le métabolisme	W/m^3
Q :	densité de puissance déposée	W/m^3
ρ :	masse volumique du milieu	kg/m^3
c :	chaleur spécifique du milieu	$J/kg \cdot ^\circ C$
t :	temps	s

Notons que le terme de densité de puissance Q est équivalent au terme P_a calculé par l'équation (2) (page 17)

Il est admis [74] que la chaleur générée par le métabolisme Q_m est négligeable devant la densité de puissance déposée. Les nombreux travaux effectués au sein de l'équipe Circuits et Applicateurs, ont permis de développer une résolution tridimensionnelle de cette équation [16-17], résolution qui fut ensuite appliquée aux applicateurs interstitiels [23] et endocavitaires [28]. Nous ne présentons donc que les principes généraux de cette méthode.

I-3-4-2 Méthode de résolution

La durée moyenne d'une séance d'hyperthermie est d'environ une heure. Au début de l'émission hyperfréquence, l'élévation de température radiométrique par minute est fixée puis le système régule automatiquement la puissance afin que la température radiométrique reste constante et égale à la température de consigne. Une séance peut donc se décomposer en 2 phases distinctes: une phase de montée en température puis un plateau thermique. Ce plateau, est généralement atteint après une dizaine de minutes de chauffage. L'équilibre thermique est alors établi et les variations en fonction du temps sont très faibles. Cette phase est décrite par l'équation en régime stationnaire qui s'exprime en tout point (x,y,z) de l'espace:

$$k_f \nabla^2 T(x, y, z) + v_s(T_a - T(x, y, z)) + Q(x, y, z) = 0 \quad (43)$$

Pour permettre une résolution numérique, le volume chauffé est discrétisé en un ensemble de mailles élémentaires. Afin de pouvoir introduire aisément la puissance déposée Q , calculée par la F.D.T.D., dans l'équation de la chaleur, le maillage dit "thermique" doit être

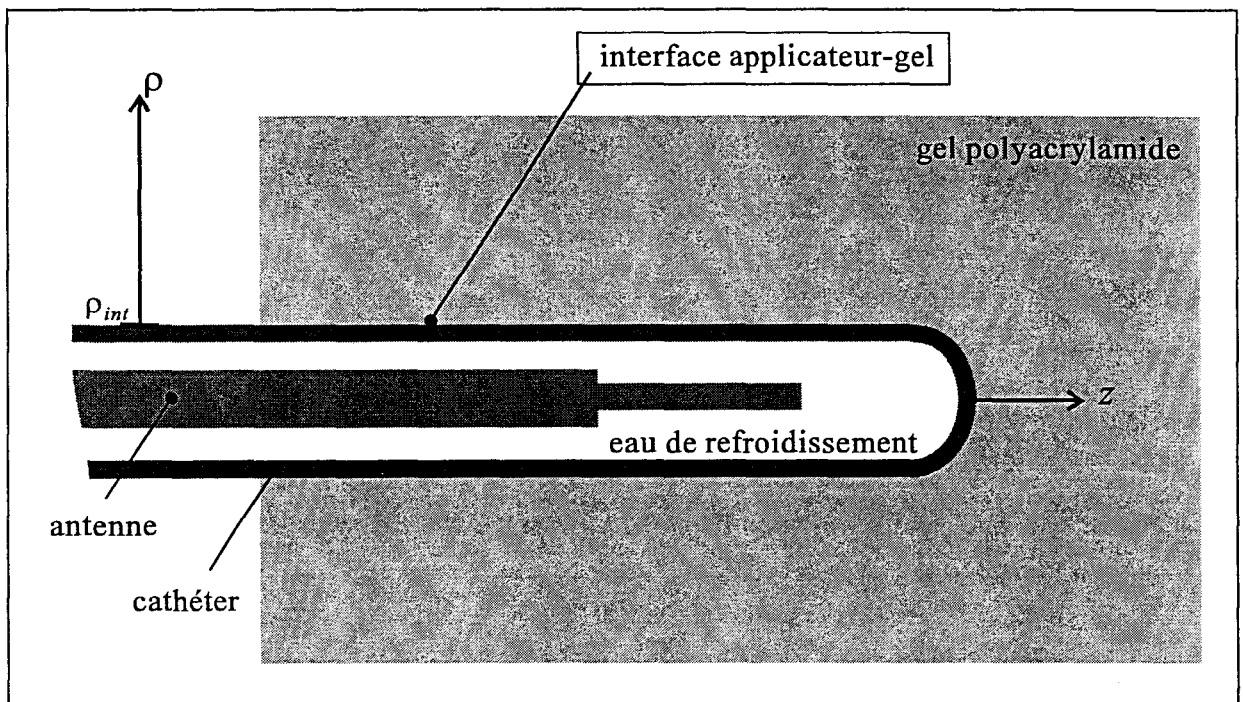


figure I-25: Coupe d'un applicateur urétral plongé dans un gel polyacrylamide

identique ou multiple de celui défini pour le calcul par la F.D.T.D.. Comme précédemment, les directions de l'espace sont divisées en segments élémentaires Δx , Δy , Δz et les points de calcul indexés en i,j,k . L'équation est discrétisée en utilisant les différences finies centrées donnant ainsi une approximation à l'ordre 2. La température en un point i,j,k s'exprime alors:

$$k_t \frac{T_{i-1,j,k} + T_{i+1,j,k}}{\Delta x^2} + \frac{T_{i,j-1,k} + T_{i,j+1,k}}{\Delta y^2} + \frac{T_{i,j,k-1} + T_{i,j,k+1}}{\Delta z^2} + v_s T_a + Q_{i,j,k} = \left(\frac{2k_t}{\Delta x^2} + \frac{2k_t}{\Delta y^2} + \frac{2k_t}{\Delta z^2} + v_s \right) T_{i,j,k} \quad (44)$$

Cette équation est résolue par la méthode du double balayage de CHOLESKY [21-52], méthode qui nécessite des conditions aux limites du volume d'étude.

I-3-4-3 Conditions aux limites

Les conditions d'absorption utilisées en F.D.T.D. réduisent le volume d'étude en simulant dans un domaine fini les comportements des ondes électromagnétiques dans un espace infini. De même, la résolution de l'équation de la chaleur nécessite la détermination de conditions aux limites de ce volume.

Les applicateurs sont insérés dans des milieux à pertes diélectriques. L'énergie micro-onde apportée se transforme alors en calories, la propagation des ondes électromagnétiques (et donc la densité de puissance déposée) s'atténue donc fortement .

Le volume d'étude est choisi de telle sorte que la puissance déposée aux limites du domaine soit négligeable (inférieure au dix millième de la puissance maximale), la condition aux limites du maillage est alors une température uniforme égale à la température interne du milieu (T_a) en l'absence de chauffage micro-onde. Certains applicateurs possèdent un circuit de refroidissement. Afin de prendre en compte les échanges de chaleur à l'interface applicateur-milieu, un autre type de condition doit être défini. L'ensemble des phénomènes thermiques à cette interface est caractérisé par le terme H nommé "coefficient d'échange de chaleur" qui traduit les échanges thermiques entre l'applicateur et le milieu environnant.

La figure I.25 présente un applicateur urétral inséré dans un gel polyacrylamide. En utilisant la symétrie de révolution, l'étude peut être menée en coordonnées cylindriques dans un plan $(0, \rho, z)$. Le coefficient d'échange de chaleur à l'interface applicateur-gel (située en $\rho = \rho_{int}$ s'exprime alors:

$$H(\rho_{int}, z) = \frac{1}{T(\rho_{int}, z) - T_{eau}} k_t \frac{\partial T(\rho_{int}, z)}{\partial \rho} \quad (45)$$

avec : H : coefficient d'échange de chaleur à l'interface $W/m^2 \cdot ^\circ C$
 T : température du milieu au voisinage de l'interface $^\circ C$
 T_{eau} : température de l'eau de refroidissement $^\circ C$
 k_t : conductivité thermique du milieu chauffé $W/m \cdot ^\circ C$

Les températures dans le milieu, au voisinage de l'interface, sont relevées à l'aide de thermocouples durant la période de chauffage, l'évolution du coefficient d'échange de chaleur peut alors être déduite de ces mesures [75].

I-3-4-4 Détermination des paramètres thermiques

La variation du débit sanguin en fonction de la température locale et l'inhomogénéité de ce débit au sein d'une même tumeur expliquent la complexité des mesures traitant des paramètres des tissus biologiques vascularisés [76-77]. Nous utilisons dans toutes nos simulations les valeurs des différents paramètres k_t et v_s présentées dans les travaux effectués au sein du Groupe Hyperthermie de Lille [13] (tableau 1).

	Peau	Graisse	Tumeur	Muscle	Os
$k_t(W/m \cdot ^\circ C)$	0,42	0,21	0,58	0,65	1,42
$v_s(W/m^3 \cdot ^\circ C)$	20000	100	6000	10000	500

Tableau 1

Ces paramètres évoluent peu en fonction de la température dans la plage thermique étudiée (37-65°C). Cependant, l'échauffement du volume d'étude provoque une vasodilatation et donc une augmentation de la vascularisation de la zone sous investigation [8]. Nous adoptons donc les caractéristiques de v_s maximales c'est-à-dire déterminées à la température de 44 °C (présentées dans le tableau ci-dessus).

Le gel polyacrylamide utilisé comme milieu fantôme est caractérisé par une conductivité thermique égale à 0,38 W/m [78] et un coefficient d'échange de chaleur égal à 1500 W/m³·°C [13]. Ce coefficient faible s'explique par le fait que contrairement au muscle, le

gel ne s'oppose pas aux sollicitations extérieures (augmentation du débit sanguin); il traduit simplement les transferts thermiques entre le bloc de gel utilisé et le milieu ambiant.

Les paramètres thermiques des milieux rencontrés étant définis, nous pouvons résoudre l'équation de la chaleur. Ce modèle thermique vient compléter les méthodes de caractérisation théoriques des applicateurs. Il nous faut maintenant définir les outils et protocoles expérimentaux qui permettent une confrontation expérimentale de nos approches théoriques.

I-4 Protocoles expérimentaux

Les mesures effectuées doivent permettre une caractérisation expérimentale complète des applicateurs, il faut donc relever leurs comportements électromagnétiques puis thermiques. L'adaptation d'un applicateur au milieu et le couplage existant entre les antennes d'un même applicateur se déterminent par la mesure du coefficient de réflexion, à l'aide d'un analyseur de réseaux. Le relevé du dépôt de puissance de l'applicateur, dans un milieu fantôme, à l'aide d'un banc de mesure automatique termine la caractérisation électromagnétique. Son comportement thermique est alors déterminé à l'aide d'un second banc de mesure automatisé.

Toutes ces manipulations ne peuvent se faire aisément sur milieu biologique, il nous faut donc utiliser des milieux fantômes. La caractérisation électromagnétique se fait dans de l'eau salée à 6 g/l, milieu ayant un comportement électromagnétique équivalent aux tissus biologiques [A1]. Les mesures thermiques sont, comme nous l'avons présenté précédemment, effectuées dans du gel polyacrylamide [78] ou du gel Agar-Agar [79] qu'il est nécessaire de saler à 6 g/l afin que le comportement thermique de l'applicateur soit le plus proche de ses caractéristiques *in situ* [28].

I-4-1 Mesures des coefficients de réflexion et de transmission

Nous avons défini précédemment (§I.1.2.2 *Adaptation électromagnétique*) les contraintes auxquelles doit répondre le coefficient de réflexion des applicateurs, à la fréquence de chauffage et dans la bande radiométrique. La mesure de ce coefficient se fait à l'aide d'un

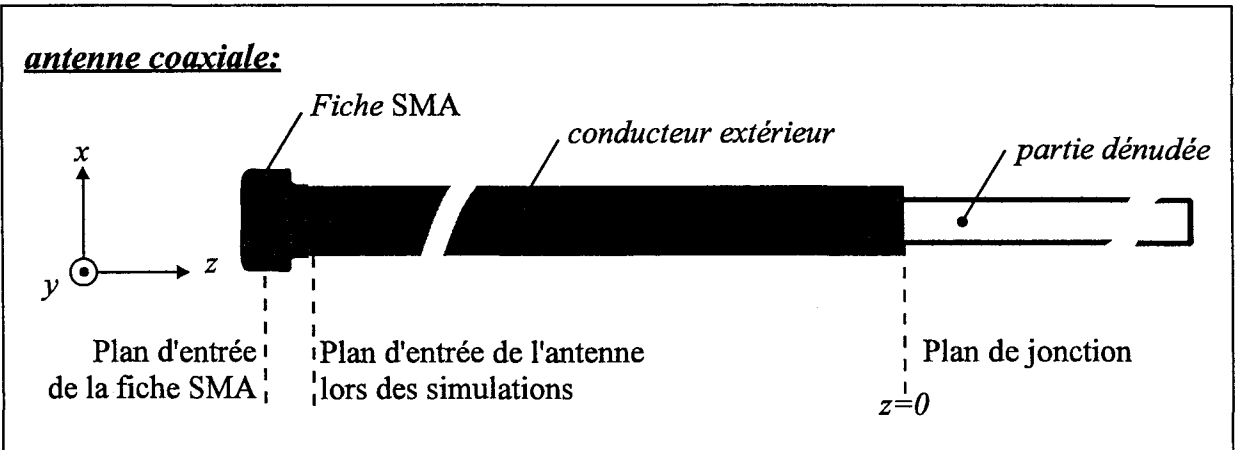


figure I-26: Présentation des différents plans référencés lors de la caractérisation d'un applicateur de type coaxial

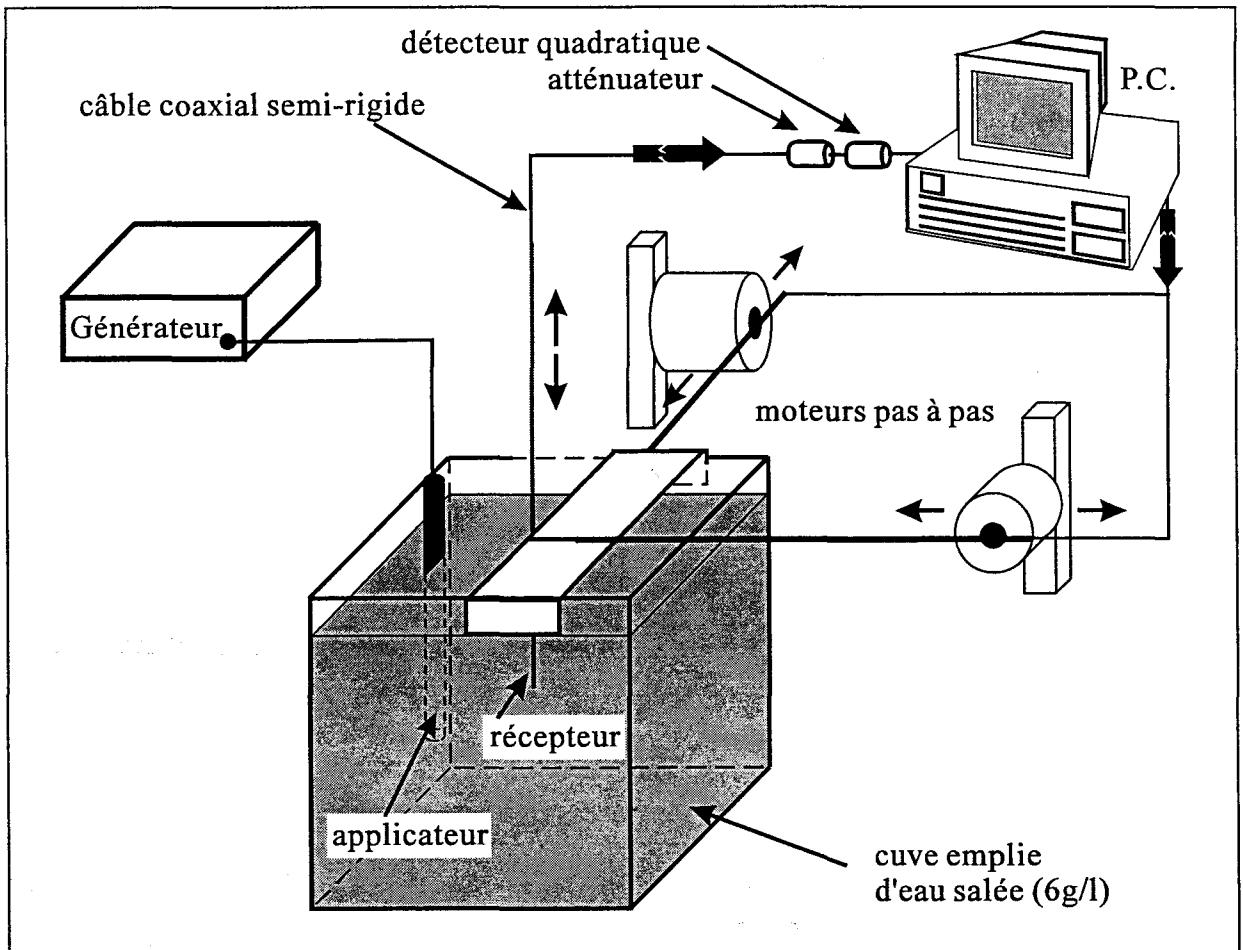


figure I-27: Schéma synoptique du banc de mesure de puissance

analyseur de réseaux (HP8510). Après avoir calibré l'un des ports, nous avons accès au module et à la phase du coefficient de réflexion dans le plan d'entrée des applicateurs.

Ces derniers sont réalisés à partir de câbles coaxiaux à l'extrémité desquels sont montées des fiches de type SMA (figure I.26). C'est dans le plan d'entrée de ces fiches que sont relevés les modules des coefficients de réflexion S_{11} . Il est à noter que nous ne prenons pas en compte la ou les fiches SMA des applicateurs dans les modèles F.D.T.D. ou (F.D.)²T.D..

Lorsque l'applicateur est constitué, tel les applicateurs rectaux, de plusieurs antennes coaxiales, il est intéressant de connaître la nature du couplage entre ces antennes dans la bande de fréquences étudiée. Pour cela, il nous faut mesurer le coefficient de transmission S_{21} qui caractérise le rapport entre l'onde reçue dans le plan d'entrée d'une antenne (plan 2) et l'onde émise dans le plan d'entrée d'une autre antenne (plan 1).

Afin d'effectuer cette mesure en transmission, les deux ports de l'analyseur de réseau doivent être calibrés. Nous accédons alors à la mesure du module et de la phase du coefficient S_{21} . En pratique, nous étudions l'évolution du module de ce coefficient à la fréquence de chauffage en fonction de l'écartement entre les antennes.

La qualité de l'adaptation de l'applicateur étant relevée, nous mesurons la puissance déposée par celui-ci dans un milieu fantôme afin de déterminer son diagramme de rayonnement.

I-4-2 Mesures de puissance déposée dans un milieu dissipatif

Deux types de mesures de puissance déposée dans un milieu dissipatif sont effectués. Dans un premier temps l'applicateur est connecté à un générateur délivrant un signal micro-onde à la fréquence de chauffage (434 ou 915 MHz). Nous déterminons alors le diagramme de puissance déposée dans le milieu, diagramme qui influe directement sur l'étendue de la zone chauffée. Dans un second temps, la fréquence du générateur est choisie égale à la fréquence centrale du radiomètre (3 GHz), le diagramme de puissance déposée est identique, par le principe de réciprocité des antennes [80], au volume contribuant au signal radiométrique capté par l'applicateur utilisé en radiométrie.

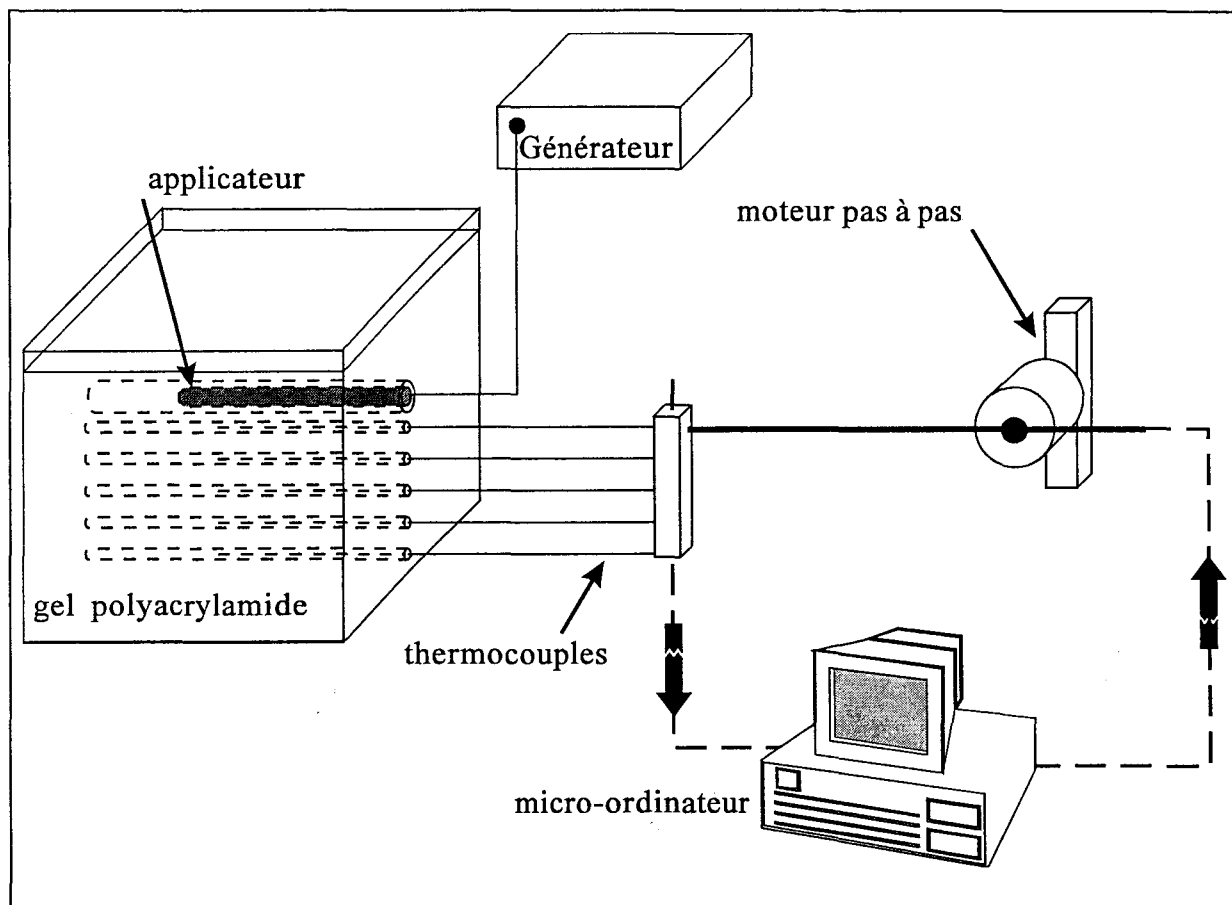


figure I-28: Schéma synoptique du banc de mesure thermique

La figure I-27 présente un schéma synoptique du banc de mesure automatique utilisé [79]. L'applicateur, relié à un générateur micro-onde, est plongé dans une cuve plastique emplie d'eau salée à 6 g/l. Les dimensions de la cuve permettent de s'affranchir des réflexions parasites des ondes électromagnétiques sur ses parois.

La puissance déposée en un point est captée par un dipôle obtenu en dénudant le conducteur central d'un câble coaxial semi-rigide de type UT47 [81]. Ce câble est relié, via un atténuateur, à un détecteur large bande composé d'une diode Schottky. L'atténuateur (20 dB) permet de limiter la puissance transmise au détecteur afin que celui-ci fonctionne dans sa zone quadratique, le signal de puissance reçu est alors directement proportionnel à la tension transmise par le détecteur à un micro-ordinateur de type P.C..

Le support du câble coaxial est lié à un ensemble moteur pas à pas piloté par le PC. Il est donc mobile dans l'espace. La définition du pas d'avance de chaque moteur permet alors de mesurer la tension en tout point du volume. Nous normalisons alors toutes les tensions relevées en pourcentages de la tension maximale détectée. Le diagramme expérimental de dépôt de puissance de l'applicateur, dans de l'eau salée à 6 g/l, peut ensuite être reconstruit et comparé au diagramme théorique obtenu par la méthode des différences finies dans le domaine temporel.

I-4-3 Mesures thermiques

Deux types de mesures thermiques sont réalisées, et ont pour but de relever les variations de température autour de l'applicateur inséré dans un bloc de gel polyacrylamide.

Lorsque le temps de chauffage est très court (< 1 minute) la mesure est dite *thermique impulsionnelle* et permet de déterminer le dépôt de puissance de l'applicateur. En revanche, pour *déterminer le volume chauffé* par l'applicateur, il nous faut atteindre le régime thermique stationnaire et donc chauffer pendant une longue période (> 45 minutes).

I-4-3-1 Thermique impulsionnelle

Le banc de mesure (figure I-28) est constitué d'un bloc de gel polyacrylamide dans lequel sont insérés l'applicateur et un ensemble de cathéters de diamètre suffisant pour que des thermocouples puissent y être insérés.

Les caractéristiques chimiques du gel par litre de solution sont les suivantes:

- 145 g d'Acrylamide
- 4.5 g de Bisacrylamide
- 0.5 ml de T.E.M.E.D. (TEtraMéthyl Ehylène Diamine)
- 6 g/l de Sel

Les thermocouples sont reliés à un système d'acquisition de données commandé par un micro ordinateur de type PC. Le peigne, supportant ces thermocouples, est relié à un moteur pas à pas piloté, par le PC. L'acquisition des températures se fait donc suivant un axe parallèle à l'applicateur.

Le temps d'émission du générateur hyperfréquence est choisi suffisamment bref (<1minute) afin que les effets de conduction thermique dans le gel soient négligeables. L'élévation de température au sein du gel est alors directement proportionnelle à la puissance déposée. Afin que la variation de température soit substantielle, la puissance émise est importante (> 40 W).

Cette manipulation permet, comme la précédente, de reconstruire le diagramme de dépôt de puissance de l'applicateur. Elle a pour avantage de ne pas perturber ce diagramme puisque les thermocouples ne sont insérés qu'après la minute d'émission de puissance micro-onde. Toutefois, afin que le milieu soit le plus homogène possible, le nombre de cathéter est limité et les axes de mesure sont donc restreints; en particulier, l'axe le plus proche se situe à 2 mm de l'applicateur, nous n'avons donc pas d'information sur la puissance déposée dans le premier millimètre.

I-4-3-2 Détermination du volume chauffé

Afin de prédire le comportement de l'applicateur in situ, les manipulations sur gel sont réalisées dans les mêmes conditions que celle d'une séance d'hyperthermie. Le temps de chauffage est donc d'au moins 45 minutes et, éventuellement, la température de l'eau de refroidissement est inférieure de quelques degrés à la température interne du gel. Les thermocouples n'étant positionnés dans les cathéters qu'après le temps de chauffage, un échange thermique s'effectue entre le gel et l'air circulant dans ces cathéters. C'est ce phénomène que prend en compte le coefficient d'échange de chaleur v_s , défini précédemment pour le gel. Connaissant l'évolution de la température en différents points du gel, nous reconstruisons la carte de température de l'applicateur dans le gel que nous comparons à celle

obtenue à l'aide de notre modèle. L'applicateur peut donc être caractérisé théoriquement et expérimentalement.

Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir présenté les applicateurs interstitiels et endocavitaires, nous avons défini les modèles, puis les protocoles de mesure permettant de les caractériser.

Les premiers modèles décrits sont la F.D.T.D. et son extension la $(F.D.)^2T.D.$, ces méthodes numériques permettent de calculer l'évolution fréquentielle du module du coefficient de réflexion de l'applicateur (ou du module du coefficient de transmission entre les antennes d'un même applicateur). Elles donnent également accès au calcul de la puissance déposée par l'applicateur dans le milieu. Le dernier modèle, présenté dans ce chapitre, est basé sur la résolution de l'équation de la chaleur. Il permet d'établir les gradients de température dans le milieu sous investigation. Afin de confronter les résultats théoriques obtenus, différents bancs de mesures électromagnétiques et thermiques sont présentés.

Nous possédons alors un outil permettant de déterminer théoriquement et expérimentalement les performances d'applicateurs de formes complexes. Nous pouvons donc, lors d'études de tels applicateurs, évaluer théoriquement leur efficacité avant d'engager la phase longue et difficile de conception. Pour cela, il nous faut évaluer nos théories et protocoles sur des structures tests: c'est l'objet du second chapitre de ce mémoire.

OPTIMISATION DES MODELES

Introduction

Des structures dites "tests" sont développées et présentées dans ce chapitre. Elles permettent d'évaluer les performances des modèles et protocoles expérimentaux définis dans le premier chapitre de ce mémoire.

Deux applicateurs utilisés comme structures tests sont réalisés. L'adaptation électromagnétique de ces applicateurs aux milieux environnants est déterminée par un relevé de l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion. Ce relevé est comparé aux coefficients de réflexion calculés par la F.D.T.D tridimensionnelle puis bidimensionnelle cylindrique. Pour clore l'étude de l'adaptation électromagnétique, nous présentons les évolutions fréquentielles théoriques du S11 déterminées par la ((F.D.)²T.D.) et nous dégagons l'intérêt de cette méthode.

La densité de puissance déposée par ces applicateurs dans de l'eau salée à 6 g/l est calculée par le modèle F.D.T.D. tridimensionnel. Les résultats sont comparés à ceux obtenus lors d'études bidimensionnelles dans deux plans perpendiculaires l'un à l'autre. Puis, une étude systématique sur l'influence de la technique du pas variable, dans le calcul de la densité de puissance déposée, permet de quantifier l'approximation effectuée et d'optimiser les modèles bidimensionnels. Les résultats obtenus sont alors comparés au relevé de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l. Nous tentons de quantifier, en simulant la structure "applicateur + antenne de mesure", la perturbation apportée par l'antenne réceptrice sur le diagramme de rayonnement de l'applicateur.

Enfin, nous soumettons les applicateurs aux deux études thermiques précédemment définies. Dans un premier temps, nous présentons les problèmes liés aux temps de mesures lors de manipulations en thermique impulsionnelle. Et dans un second temps, nous comparons les cartes de gradients thermiques théoriques et expérimentales.

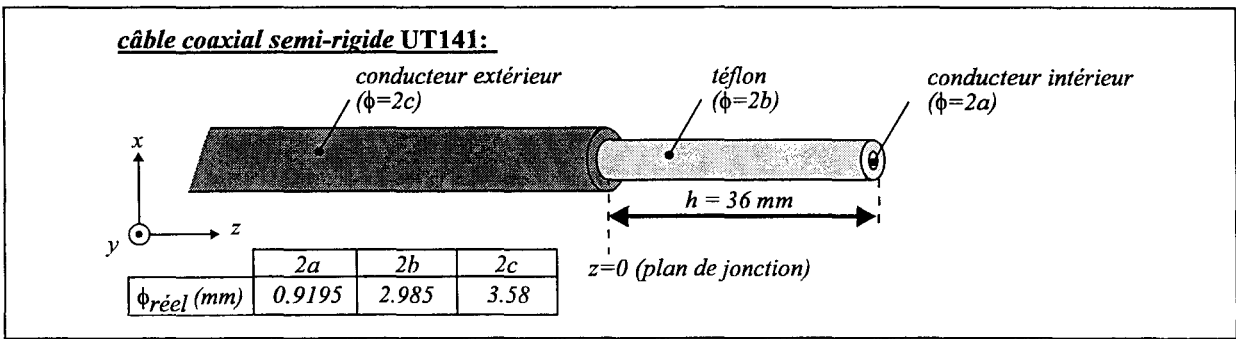


figure II-1: Antenne élémentaire faisant office de référence lors d'études à la fréquence de 915 MHz

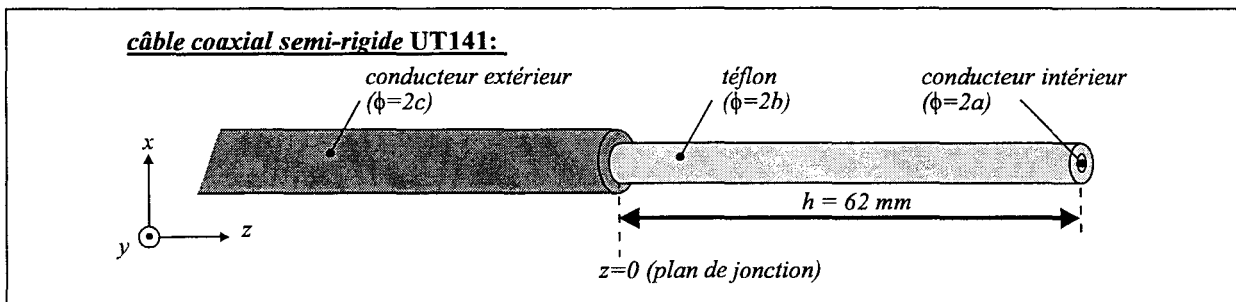


figure II-2: Antenne élémentaire faisant office de référence lors d'études à la fréquence de 434 MHz

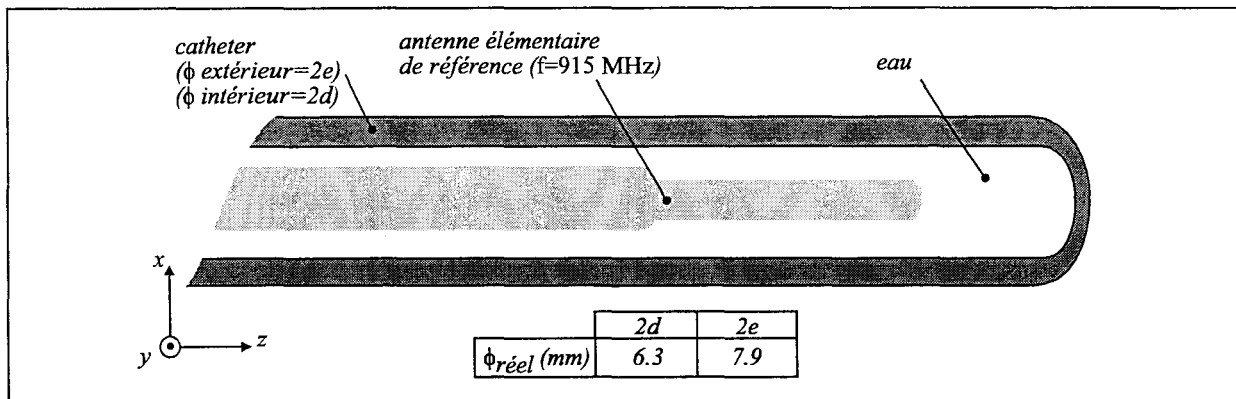


figure II-3: Applicateur de référence **h36** fonctionnant à la fréquence de chauffage de 915 MHz

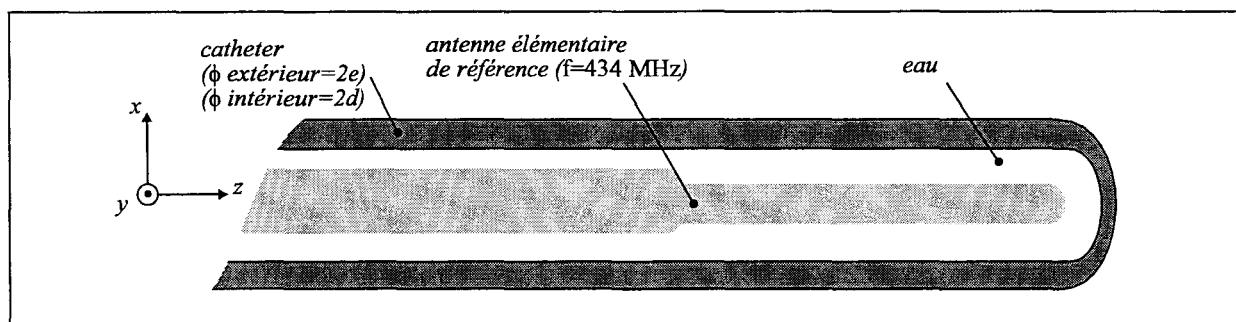


figure II-4: Applicateur de référence **h62** fonctionnant à la fréquence de chauffage de 434 MHz

II-1 Structures de référence

Le temps de calcul nécessaire à la résolution des équations de MAXWELL discrétisées par la méthode des différences finies dans le domaine temporel est proportionnel à la taille du maillage et donc inversement proportionnel aux pas spatiaux. Pour un développement et une optimisation rapide des modèles, nous concevons des applicateurs tests à base de câbles coaxiaux de diamètre élevé et pouvant donc être discrétisés par un pas relativement grand.

II-1-1 Antennes élémentaires

Les figures II-1 et II-2 présentent les deux antennes élémentaires réalisées. Elles sont conçues à partir de câbles coaxiaux de standard UT141 dont les différents diamètres sont présentés figure II-1. L'élément rayonnant est obtenu, comme pour les applicateurs interstitiels dits "simples", en dénudant le conducteur extérieur sur une longueur h fixant la première fréquence d'adaptation de la structure. Les applicateurs à usage médical, développés ultérieurement, doivent être adaptés à 915 ou 434 MHz. Nous choisissons donc de réaliser une structure test pour chacune de ces fréquences. De part les travaux précédemment effectués dans l'équipe Circuits et Applicateurs [23], nous connaissons a priori les longueurs nécessaires à l'adaptation électromagnétique d'un applicateur "simple" à ces fréquences, soit respectivement 36 et 62 mm.

Pour ces deux antennes nous définissons un plan de référence, nommé plan de jonction. Ce plan, origine de l'axe Oz , est le plan à partir duquel le conducteur extérieur est dénudé (figure II-1).

II-1-2 Antennes applicateurs

Afin de réaliser des structures de topologie la plus proche possible de celle d'applicateurs médicaux, les antennes sont insérées dans des cathéters emplies d'eau (figure II-3 et II-4) dont les diamètres extérieurs et intérieurs sont donnés figure II-3. Ces ensembles antenne-cathéter constituent les applicateurs de référence. Nous les nommons **h36** et **h62** selon qu'ils fonctionnent respectivement à 915 MHz ou 434 MHz.

Nous caractérisons théoriquement et expérimentalement ces deux applicateurs.

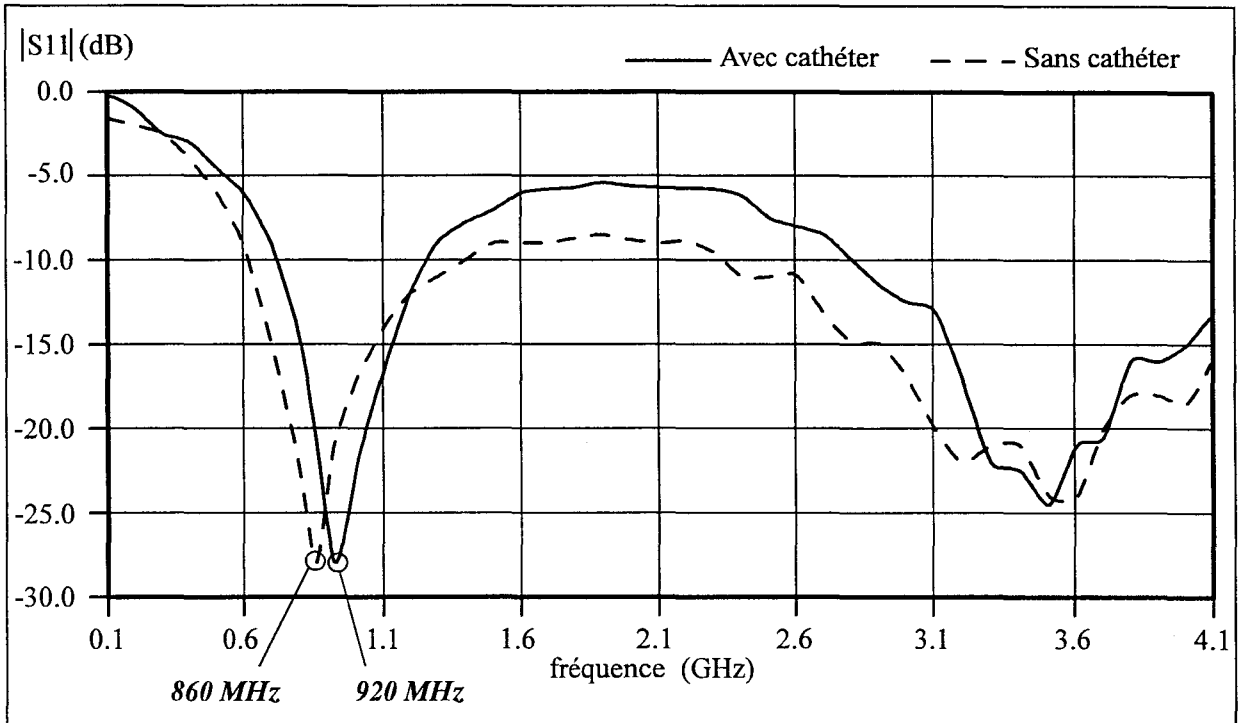


figure II-5: Influence du cathéter sur l'évolution fréquentielle expérimentale du coefficient de réflexion, de l'antenne applicateur de référence **h36**

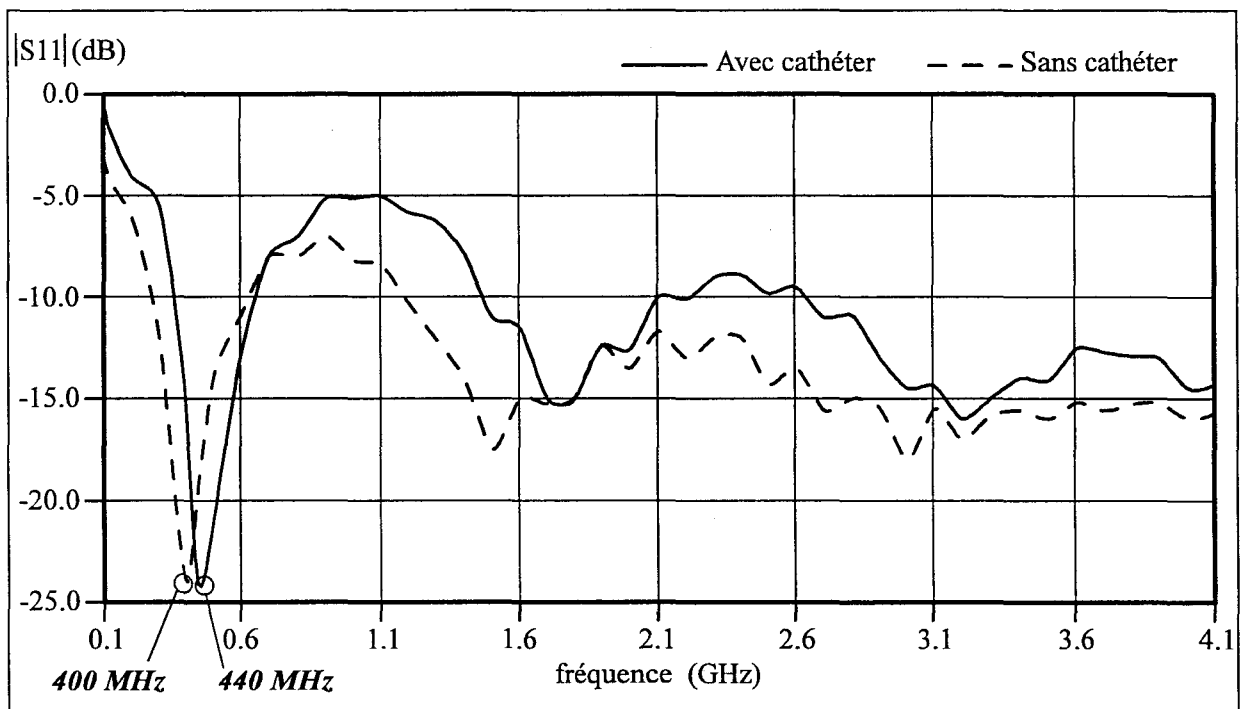


figure II-6: Influence du cathéter sur l'évolution fréquentielle expérimentale du coefficient de réflexion, de l'antenne applicateur de référence **h62**

II-2 Evolution fréquentielle du coefficient de réflexion

Nous évaluons, en premier lieu, la fréquence de meilleure adaptation des applicateurs. Pour cela, nous déterminons le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ dans la bande de fréquences étudiée 0,1-4,1 GHz.

II-2-1 Etude expérimentale

Nous relevons, à l'aide d'un analyseur de réseaux, l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion de chaque antenne, puis de chaque applicateur de référence, plongé dans une cuve d'eau salée à 6 g/l.

La figure II-5 montre que l'applicateur **h36** est adapté en puissance à la fréquence de chauffage de 915 MHz, puisque le module du coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB à cette fréquence. La comparaison des deux courbes met en évidence les modifications apportées, sur l'évolution de ce coefficient, par l'insertion de l'antenne dans le cathéter. Notamment, la fréquence de meilleure adaptation augmente de 60 MHz passant de 860 MHz à 920 MHz. Cette variation est due à la diminution de la permittivité effective de la structure, de part la présence d'un milieu de permittivité relative faible ($\epsilon'_{\text{cathéter}} = 1,78$) en regard de celle de l'eau salée ($\epsilon'_{\text{eau salée}} = 79,0$).

Le coefficient de réflexion de l'applicateur **h62** (figure II-6) est inférieur à -20 dB à la fréquence de 434 MHz, il est donc adapté à cette fréquence. Il est à remarquer que la présence du cathéter augmente à nouveau la fréquence de meilleure adaptation, celle-ci passant de 400 MHz, lorsque l'antenne est directement plongée dans l'eau salée, à 440 MHz quand l'applicateur est étudié dans son ensemble.

Ces relevés confirment donc l'adaptation des applicateurs **h36** et **h62** aux fréquences de chauffage de 915 et 434 MHz.

II-2-2 Etude théorique

Nous calculons l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion de chacune des deux structures de référence. Une comparaison de ces résultats avec les mesures précédentes permet alors de valider nos modèles.

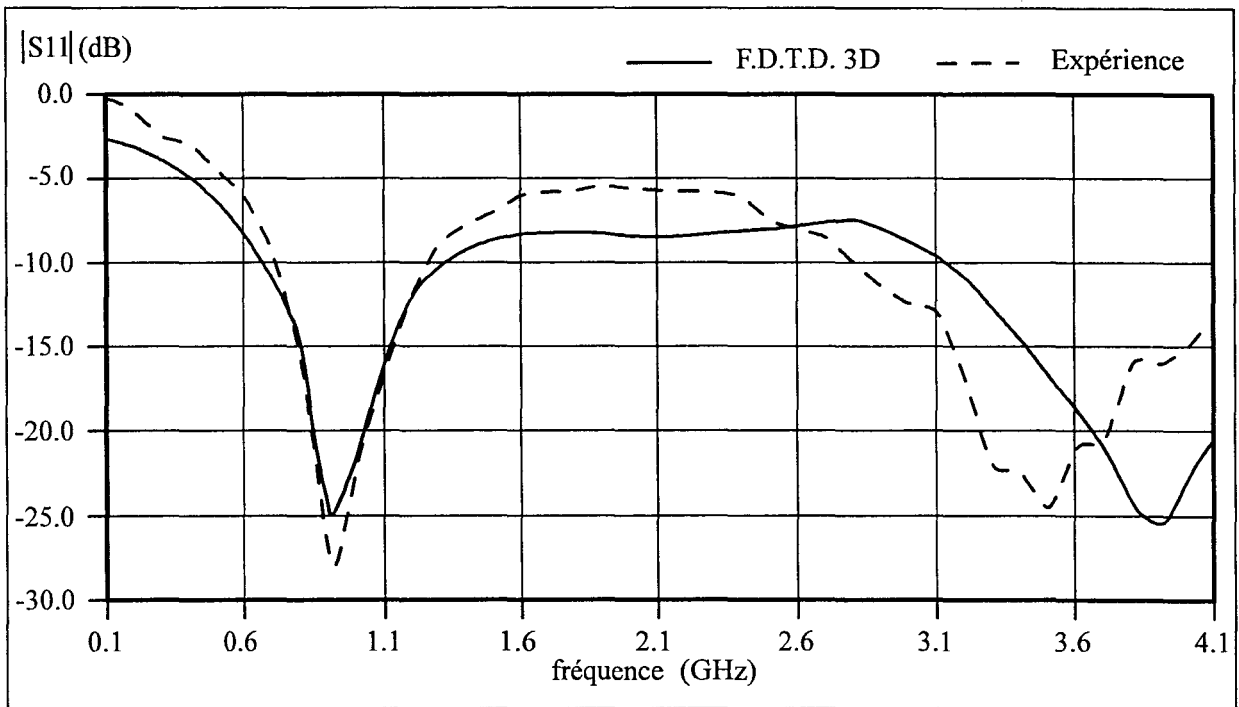


figure II-7: Comparaison des évolutions fréquentielles théorique et expérimentale du coefficient de réflexion, de l'antenne de référence **h36** - la modélisation est effectuée par la F.D.T.D. tridimensionnelle

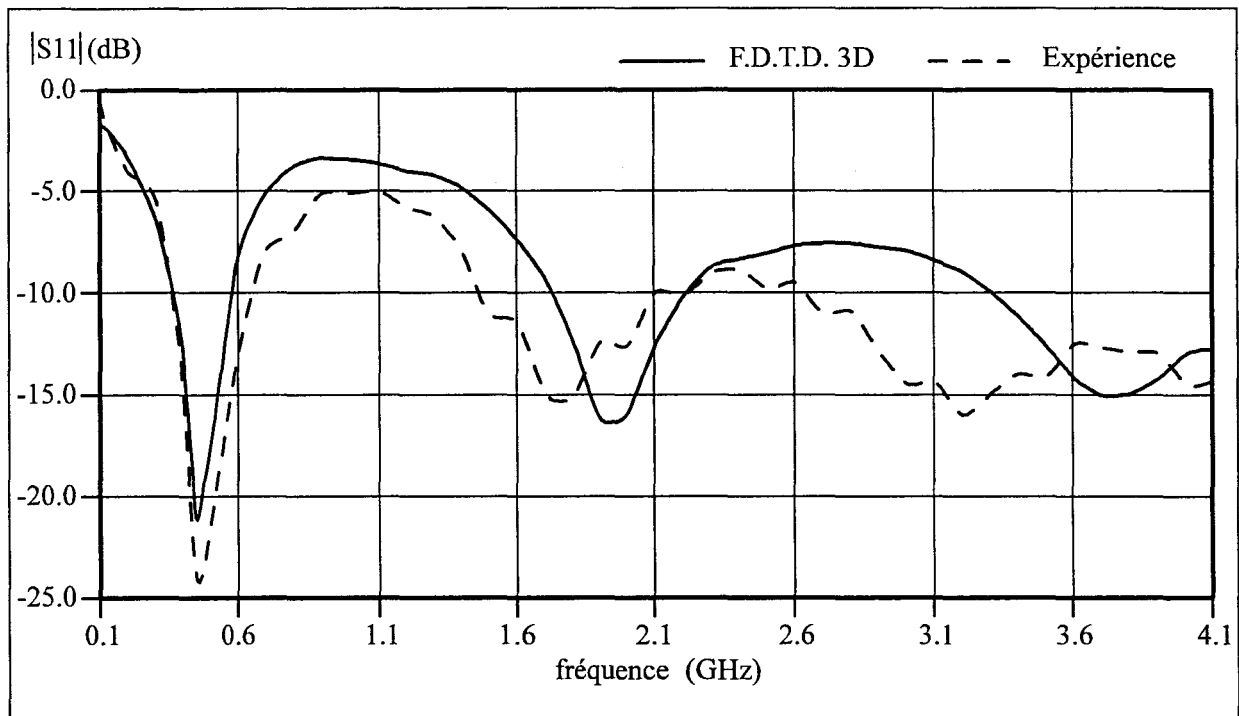


figure II-8: Comparaison des évolutions fréquentielles théorique et expérimentale du coefficient de réflexion, de l'antenne de référence **h62** - la modélisation est effectuée par la F.D.T.D. tridimensionnelle

II-2-2-1 Modélisation par la F.D.T.D.

Afin de disposer d'un résultat tridimensionnel nous servant de référence tout au long de cette partie, nous ne prenons pas en compte la symétrie de révolution des structures et effectuons une résolution tridimensionnelle. Les pas de maillage suivant Ox et Oy sont identiques et égaux à 0,153 mm. Ces pas Δx et Δy sont choisis de façon à approcher au mieux les différents diamètres du câble coaxial et du cathéter. Le tableau suivant (tableau 2) compare les diamètres réels et maillés.

Diamètre (mm)	2a	2b	2c	2d	2e
$\phi_{réel}$	0,9195	2,985	3,580	6,300	7,900
$\phi_{simulé}$	0,9180	3,060	3,519	6,273	7,956
$\phi_{réel} - \phi_{simulé}$	0,0015	0,075	0,061	0,027	0,056

tableau 2

La dimension des applicateurs suivant l'axe Oz est beaucoup plus importante que celles suivant les autres directions. Le pas de discrétisation dans la direction Oz est choisi supérieur aux autres segments élémentaires. Nous le choisissons double, soit $\Delta z=0,306$ mm. Le tableau 3 présente, pour chaque direction, le pas, le nombre de pas de maillage et la dimension du maillage.

Direction	Ox	Oy	Oz
Pas de maillage	$\Delta x=0,153$ mm	$\Delta y=0,153$ mm	$\Delta z=0,306$ mm
Nombre de pas	125	125	425
Distance maillée	$Lx=19,1$ mm	$Ly=19,1$ mm	$Lz=130$ mm

tableau 3

Ce maillage nécessite 180 Mo de mémoire vive et un temps de calcul de l'ordre de 10 heures sur une station de travail HP C110,

Les résultats obtenus sont présentés figure II-7 et figure II-8 où ils sont comparés aux relevés précédemment réalisés. Rappelons que la F.D.T.D. ne prend pas en compte l'évolution fréquentielle des caractéristiques diélectriques des milieux. Dans chacune des simulations les caractéristiques diélectriques de l'eau (salée ou non) sont celles à la première fréquence d'adaptation relevée. Les évolutions calculées et mesurées concordent sur une bande de

fréquences de 300 à 400 MHz centrée sur la fréquence d'adaptation. Au delà de cette bande, une dérive apparaît et une variation notable entre les résultats théoriques et expérimentaux est constatée.

La seconde fréquence d'adaptation de l'applicateur **h36** calculée est égale à 3,9 GHz, soit plus de 400 MHz supérieure à la seconde fréquence d'adaptation expérimentale. Les deuxième et troisième fréquences d'adaptation expérimentales de l'applicateur **h62** sont respectivement aux environs de 1,7 GHz et 3,2 GHz, théoriquement calculées à 1,9 GHz et 3,7 GHz.

Il apparaît donc clairement que l'erreur commise par notre modèle croît avec la fréquence, nous la nommons "dérive du modèle". Cette approche théorique permet donc d'estimer correctement l'adaptation des applicateurs dans une bande de fréquences de 300 MHz à 400 MHz autour de la fréquence de chauffage.

II-2-2-2 Modélisation bidimensionnelle

Le modèle peut être optimisé par la prise en compte de la symétrie de révolution de la structure. Les équations sont exprimées dans un repère cylindrique et une résolution bidimensionnelle traduit le comportement de l'applicateur dans l'espace. Afin d'effectuer une comparaison significative entre les modélisations bidimensionnelle et tridimensionnelle, les pas de maillage et les distances maillées sont choisis comme précédemment. L'approximation des différents diamètres de la structure est donc la même. Le tableau 4 résume les principales caractéristiques du maillage.

Direction	O_x	O_z
Pas de maillage	$\Delta x=0,153$ mm	$\Delta z=0,306$ mm
Nombre de pas	125	425
Distance maillée	$L_x=19,1$ mm	$L_z=130$ mm

tableau 4

Ce modèle ne nécessite plus que 25 Mo de mémoire vive et le temps de calcul, sur la même station de travail que précédemment, est divisé par 20 (environ 30 minutes).

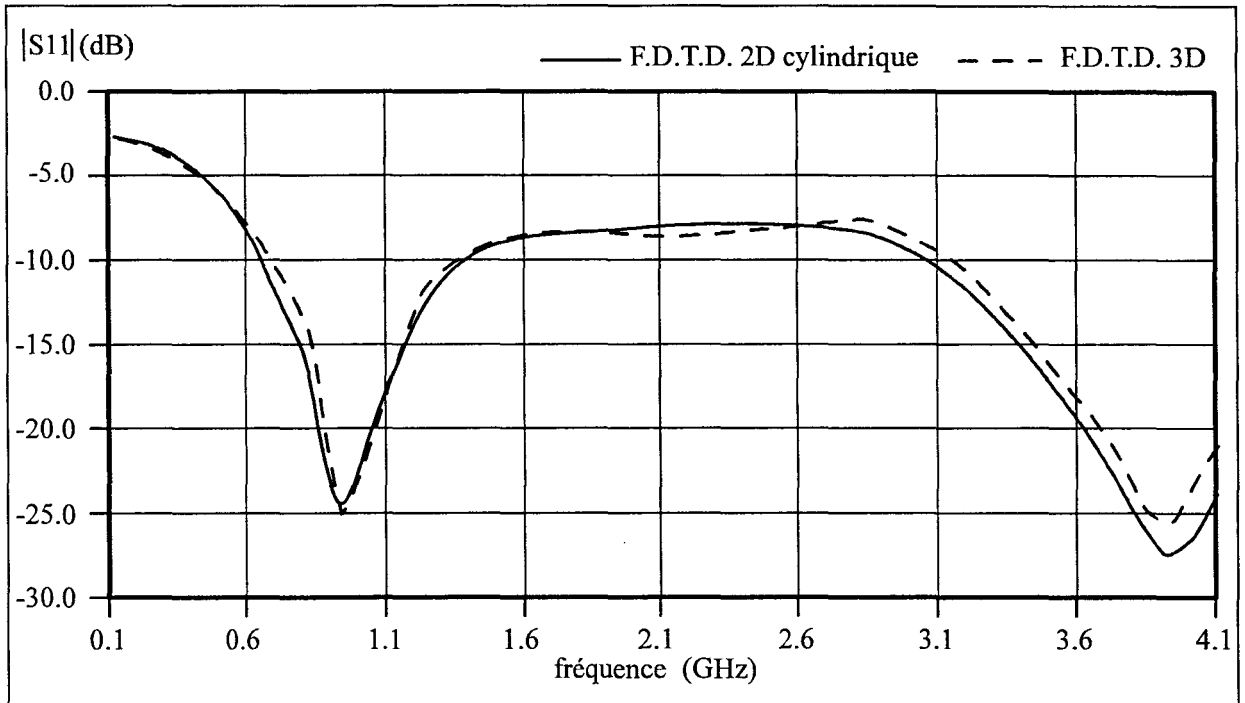


figure II-9: Comparaison des évolutions fréquentielles du coefficient de réflexion, de l'antenne de référence **h36**, obtenues par F.D.T.D. 2D cylindrique et F.D.T.D. 3D cartésienne

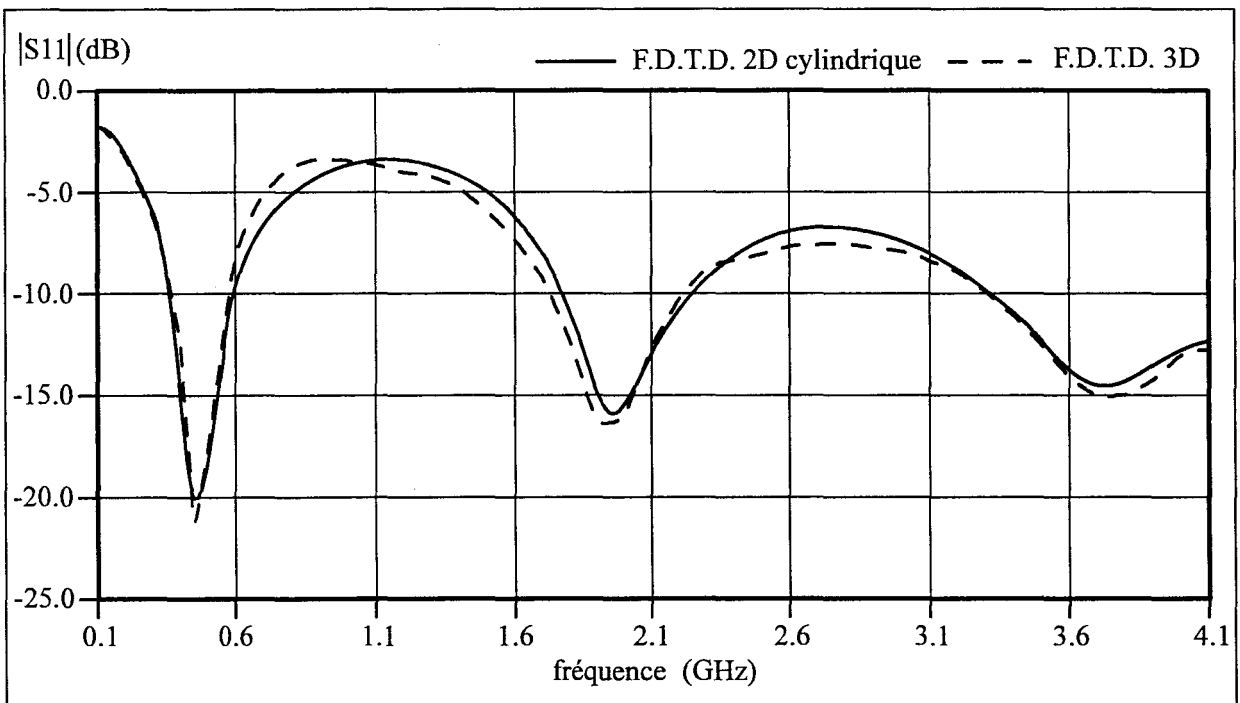


figure II-10: Comparaison des évolutions fréquentielles du coefficient de réflexion, de l'antenne de référence **h62**, obtenues par F.D.T.D. 2D cylindrique et F.D.T.D. 3D cartésienne

Les figures II-9 et II-10 présentent la comparaison entre les évolutions obtenues par ce modèle bidimensionnel et le modèle tridimensionnel. Pour les deux applicateurs, les résultats sont similaires quelque soit le modèle utilisé, cette comparaison montre l'intérêt d'exploiter les différentes symétries des structures. Le gain de temps réalisé nous conduit à prendre en compte à nouveau cette symétrie dans la modélisation des applicateurs par la (F.D.)²T.D..

II-2-2-3 Utilisation de la (F.D.)²T.D. dans un repère cylindrique

La prise en compte de l'évolution fréquentielle des caractéristiques diélectriques des milieux permet de déterminer l'adaptation des applicateurs à la fréquence de chauffage et dans la bande de fréquences radiométrique en une seule résolution itérative des équations de MAXWELL discrétisées. Le téflon et le cathéter sont sans pertes et leurs permittivités diélectriques relatives sont constantes sur toute la bande de fréquences étudiée et sont respectivement égales à 2,02 et 1,78. Seule évolue la permittivité des milieux aqueux. Les équations traduisant ces évolutions sont données en annexe [A1].

Le maillage est identique au précédent. La taille de mémoire vive nécessaire et le temps de calcul sont cependant plus importants. Cette augmentation est due, comme nous l'avons explicité dans le chapitre précédent (§ I-3-2-5), à l'augmentation du nombre de tableaux et d'opérations effectuées lors de la résolution itérative des équations discrétisées.

La figure II-11 présente l'évolution fréquentielle expérimentale puis calculée par la F.D.T.D. et la (F.D.)²T.D. du coefficient de réflexion de l'antenne **h36**. Dans une faible bande de fréquences (300 à 400 MHz) autour de la fréquence d'adaptation les deux évolutions théoriques sont similaires, cette similitude s'explique par le fait que les permittivités diélectriques des milieux aqueux sont très voisines d'un modèle à l'autre dans cette bande. L'intérêt de la (F.D.)²T.D. se dégage pour les fréquences supérieures à 1,2 GHz, la dérive du modèle présente lors de la modélisation par la F.D.T.D. n'apparaît plus, dès lors l'évolution du coefficient de réflexion calculée par (F.D.)²T.D. et l'évolution expérimentale sont comparables.

Les mêmes comparaisons sont effectuées sur l'antenne **h62** (figure II-12). La méthode permet d'atténuer fortement la dérive du modèle constatée lors de la modélisation par la F.D.T.D., ainsi les fréquences d'adaptation supérieures expérimentales et calculées par la (F.D.)²T.D. sont égales à moins de 50 MHz près.

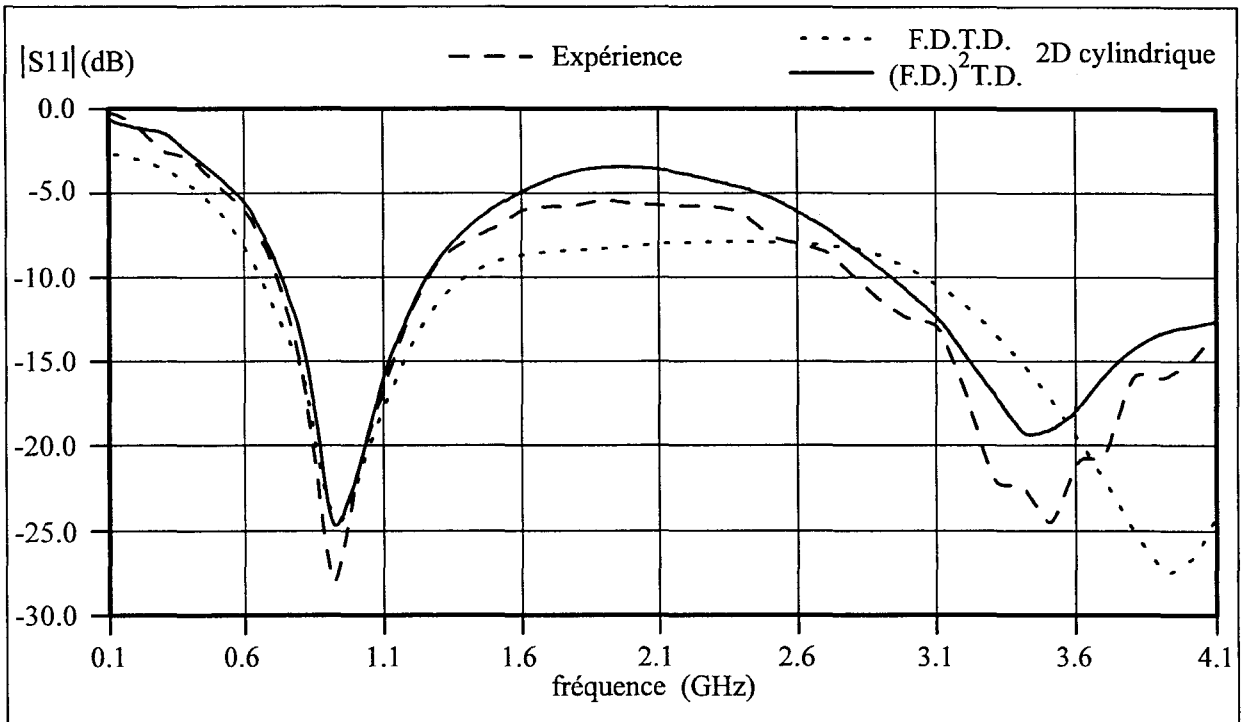


figure II-11: Comparaison des évolutions fréquentielles théoriques et expérimentale du coefficient de réflexion, de l'antenne de référence **h36** - les résultats théoriques sont calculés par F.D.T.D. 2D cylindrique et (F.D.)²T.D. 2D cylindrique

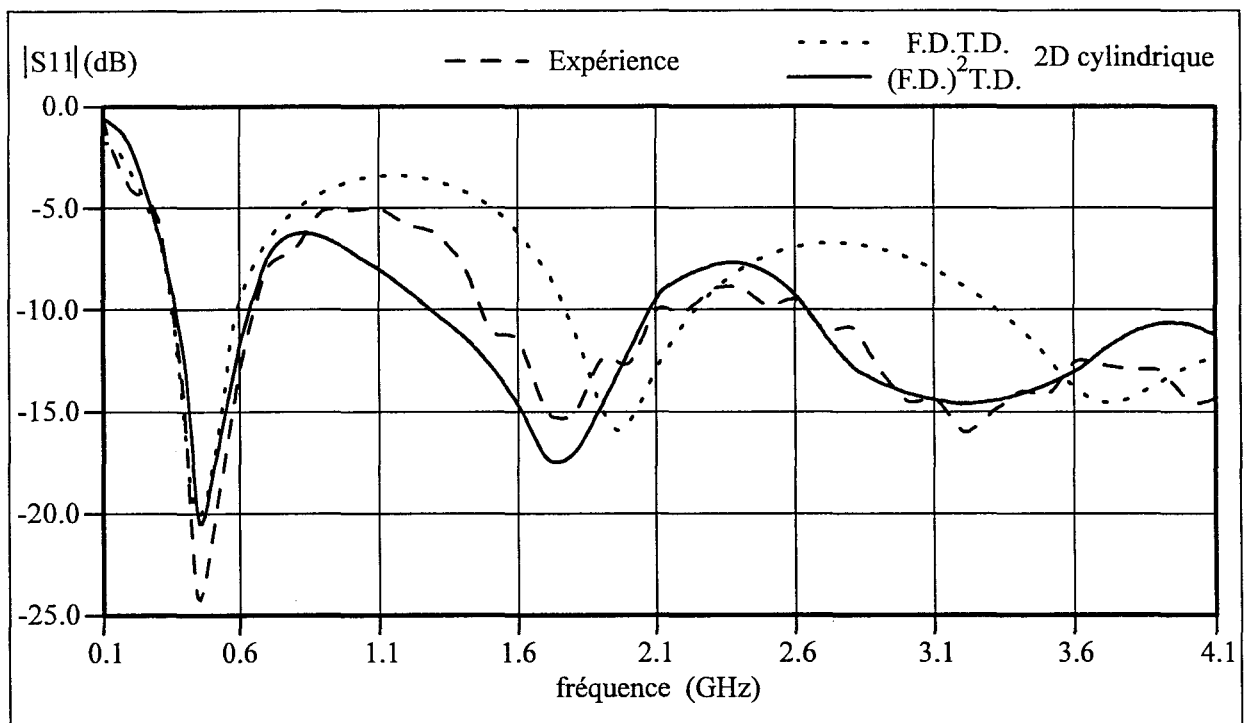


figure II-12: Comparaison des évolutions fréquentielles théoriques et expérimentale du coefficient de réflexion, de l'antenne de référence **h62** - les résultats théoriques sont calculés par F.D.T.D. 2D cylindrique et (F.D.)²T.D. 2D cylindrique

Grâce à la (F.D.)²T.D. nous possédons un modèle permettant de calculer, en une résolution itérative des équations discrétisées, l'évolution du coefficient de réflexion dans la bande de fréquences étudiée.

Nous possédons donc un outil de détermination expérimentale de l'adaptation électromagnétique des applicateurs, ainsi que deux modèles permettant deux niveaux d'études: le calcul du coefficient de réflexion par la méthode des différences finies dans le domaine temporel permet de déterminer le comportement d'un applicateur dans une faible bande de fréquences autour de sa fréquence de chauffage ou de la fréquence centrale du radiomètre. Cette modélisation peut être une première approche théorique lors de la conception de nouveaux types d'applicateurs. La (F.D.)²T.D. permet, quant à elle, le calcul de l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion dans toute la bande de fréquences étudiée. Elle nécessite cependant davantage de mémoire vive que la F.D.T.D. et ne se justifie donc que si une étude particulière du comportement de l'applicateur est expressément définie dans le cahier des charges.

Il nous faut maintenant évaluer l'efficacité des modèles et protocoles expérimentaux pour déterminer la densité de puissance déposée par les applicateurs dans un milieu fantôme.

II-3 Densité de puissance déposée

Le calcul de la densité de puissance déposée dans les tissus biologiques est nécessaire à la détermination théorique de l'efficacité thermique des applicateurs. Cependant, nous ne pouvons effectuer des relevés de puissance dans les tissus. Pour palier ce problème, nous utilisons de l'eau salée à 6 g/l comme milieu fantôme. Nous comparons les résultats théoriques obtenus par différents modèles et les relevés effectués à l'aide du banc de mesure automatique de puissance.

II-3-1 Utilisation de la F.D.T.D.

Comme précédemment, le modèle tridimensionnel est approché par des méthodes bidimensionnelles. Puis, nous introduisons dans ces modèles 2D la technique du pas variable dont nous présentons l'intérêt et les limites.

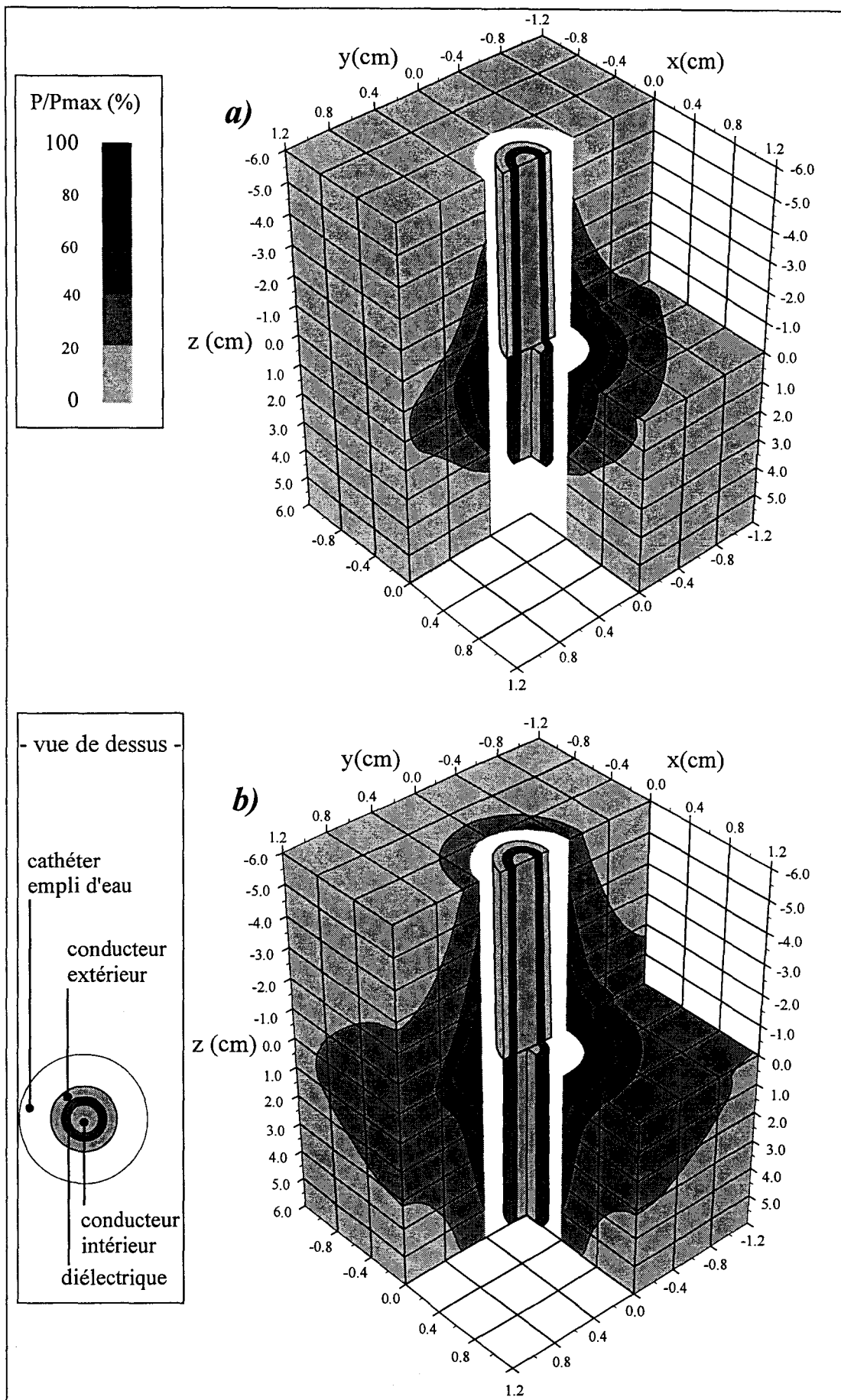


figure II-13: Evolution tridimensionnelle, calculée par la F.D.T.D. des courbes isopuissances
a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**
b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

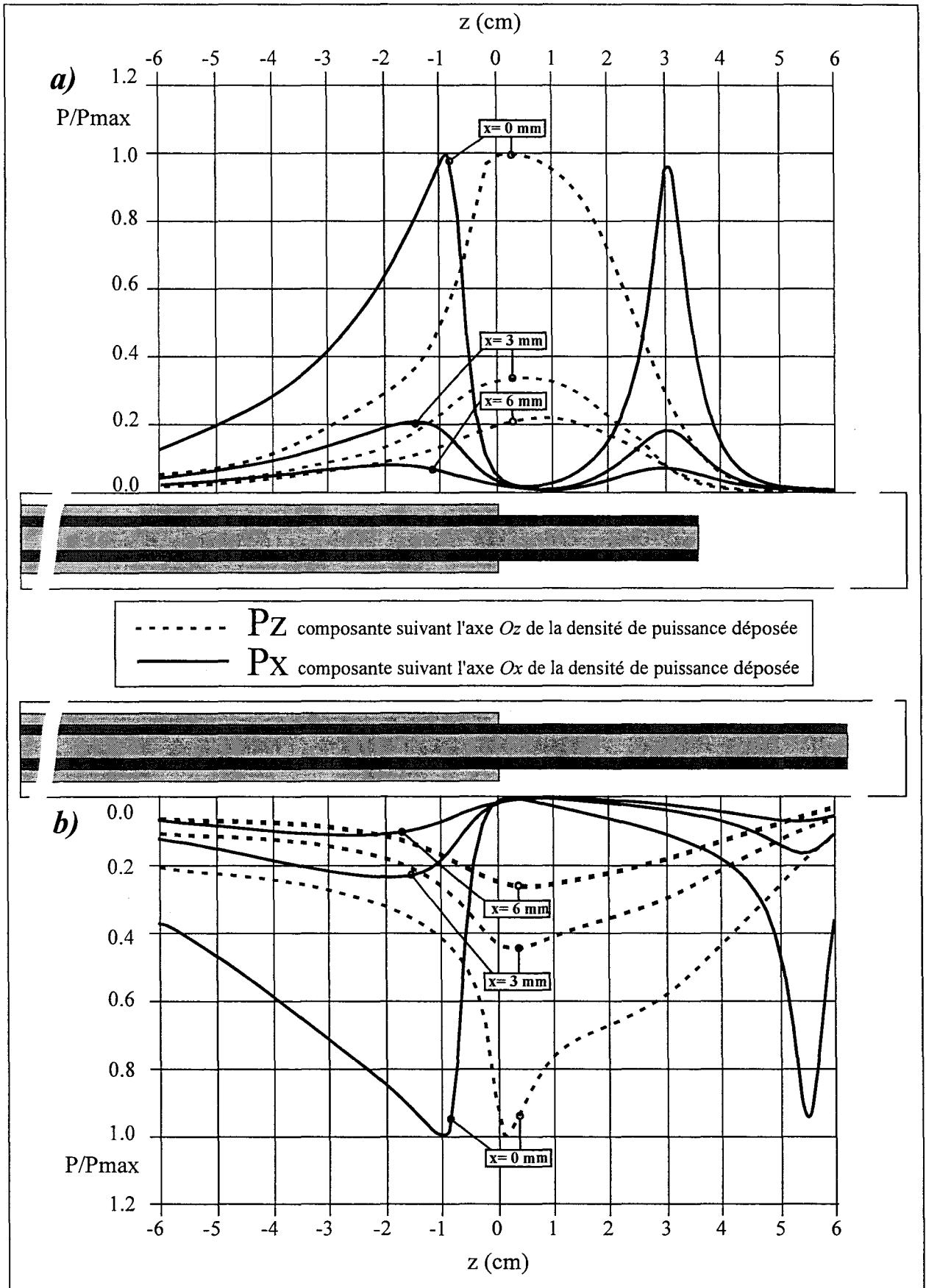


figure II-14: Evolutions théoriques des composantes longitudinales et transversales de la densité de puissance déposée, chaque composante est normalisée par rapport à sa valeur maximale

a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**

b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

II-3-1-1 Modélisation tridimensionnelle

Le maillage utilisé est le même que lors de l'étude du coefficient de réflexion, ses caractéristiques sont définies tableau 3. Les figures II-13.a et II-13.b présentent le dépôt de puissance dans de l'eau salée à 6 g/l de l'applicateur **h36** à la fréquence de 915 MHz et de l'applicateur **h62** à la fréquence de 434 MHz. Les résultats sont normalisés en pourcentage de la valeur maximale située contre le cathéter au voisinage du plan de jonction. En raison de l'expérience acquise dans l'équipe Circuits Applicateurs, il est admis que l'isopuissance 40 % est significative du volume dans lequel le seuil thérapeutique est atteint. Nous notons L_p et L_t les distances sur lesquelles cette isopuissance s'étend respectivement parallèlement à l'applicateur le long du cathéter et perpendiculairement à l'applicateur au voisinage du plan de jonction.

Le tableau 5 permet de comparer les différentes distances théoriques L_p et L_t obtenues pour chaque applicateur. Il apparaît alors que le volume thérapeutique augmente lorsque la fréquence de chauffage diminue. Ce résultat corrobore la loi énoncée lors du premier chapitre (§I-1-2-2), à savoir que le coefficient d'atténuation en puissance est proportionnel à la fréquence.

Applicateur	Fréquence	L_p (mm) théorique	L_t (mm) théorique
h36	915 MHz	3	48
h62	434 MHz	4,5	95

tableau 5

Nous présentons, dans un plan de coupe comprenant le diamètre principal de la structure, (figures II-14.a et II-14.b) les composantes théoriques longitudinales P_z et transversales P_x de densité de puissance déposée pour chaque applicateur. Ces courbes, normalisées, ne font pas apparaître le poids relatif de chaque composante dans le calcul de la puissance totale, en effet, la valeur maximale de P_x est égale à 40 % de la valeur maximale de P_z . La composante longitudinale est donc prépondérante dans la détermination de la densité de puissance déposée. De plus, au voisinage du plan de jonction la composante P_z est maximale et la composante P_x minimale, nous retrouvons alors l'une des hypothèses simplificatrices du formalisme de R.W. KING [83] sur le rayonnement électromagnétique des

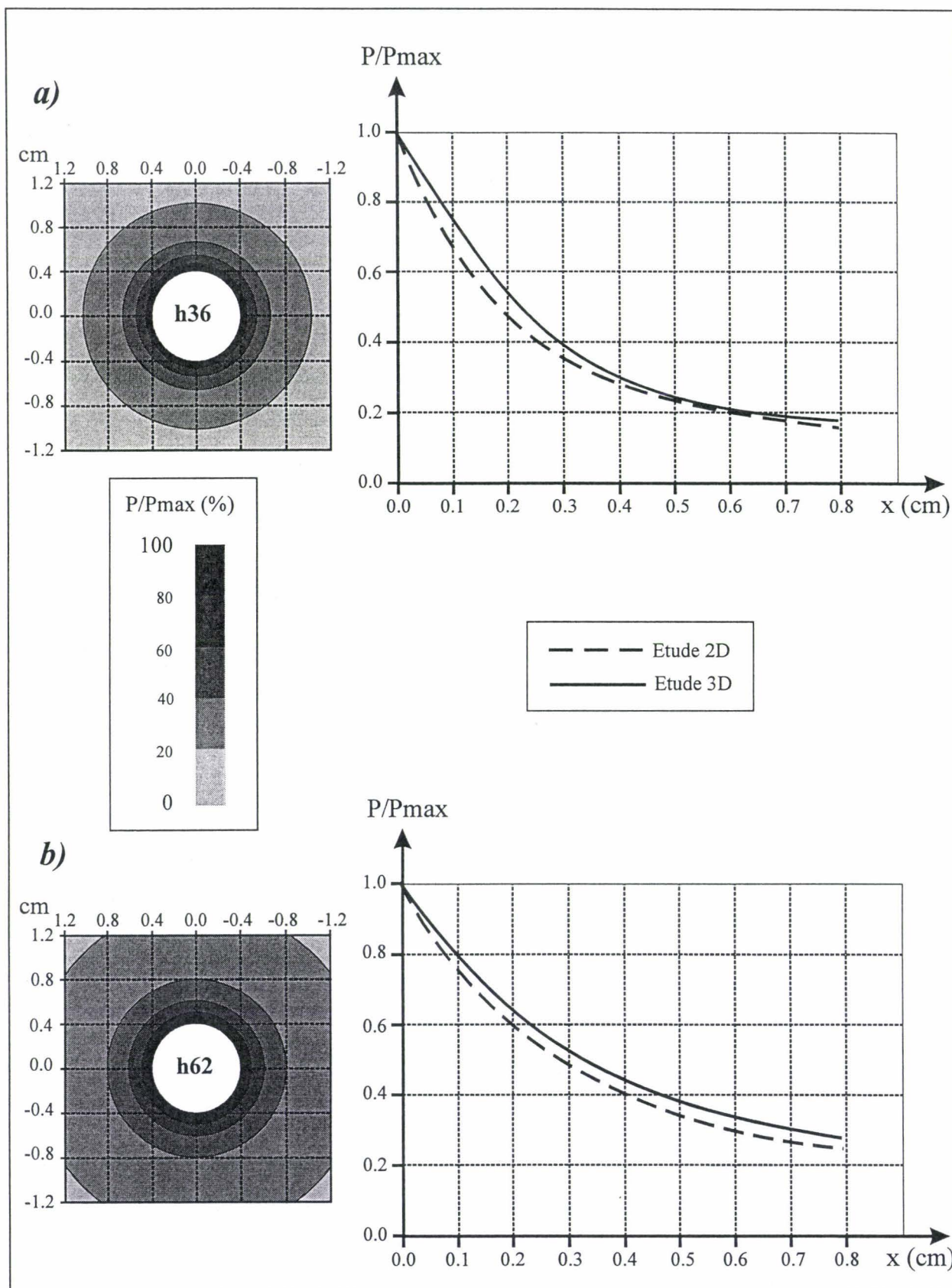


figure II-15: Evolutions théoriques bidimensionnelles de la densité de puissance déposée dans le plan de jonction des antennes, comparaison entre les modèles tridimensionnels et bidimensionnels

a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**

b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

antennes filaires dipôles. Nous optimisons cette étude par deux approches bidimensionnelles dans deux plans perpendiculaires l'un à l'autre.

II-3-1-2 Optimisation dans un repère cartésien

La densité de puissance déposée par un applicateur étant maximale dans le plan de jonction de l'antenne, il paraît utile d'avoir rapidement accès à cette caractéristique. Les résultats obtenus, lors du calcul tridimensionnel des différentes composantes de la densité de puissance déposée, nous permettent, a priori, d'étudier le comportement de l'applicateur dans ce plan, de façon bidimensionnelle en ne conservant, dans les équations de MAXWELL, que les composantes de champ électromagnétique: H_x , H_y et E_z .

Le maillage, réalisé en coordonnées cartésiennes, utilise la technique du "stair-casing" et ces caractéristiques sont présentées dans le tableau 6.

Direction	O_x	O_y
Pas de maillage	$\Delta x=0,153$ mm	$\Delta y=0,153$ mm
Nombre de pas	200	200
Distance maillée	$L_x=30,6$ mm	$L_y=30,6$ mm

tableau 6

La mémoire vive utilisée par ce maillage est de l'ordre 20 Mo et le temps de calcul, toujours sur une station de travail HP C110, ne dépasse pas 15 minutes. Nous présentons (figures II-15.a et II-15.b) les courbes isopuissances normalisées, dans le plan de jonction des antennes, pour chacun des applicateurs. Puis nous comparons la décroissance de la puissance, en fonction de l'éloignement de l'applicateur, calculée par un modèle tridimensionnel et par cette approche plane. Pour les deux structures étudiées, les évolutions sont semblables et l'erreur relative commise par l'approximation bidimensionnelle reste inférieure à 10 % dans les huit premiers millimètres. Au-delà de cette distance, les puissances sont faibles et les effets négligeables.

Cette étude 2D traduit donc correctement le comportement des applicateurs dans le plan de jonction des antennes. Les puissances mises en jeu dans ce plan étant maximales, cette approximation permet d'évaluer, en première approximation, les performances d'un applicateur lorsqu'une étude volumique s'avère trop coûteuse en temps de calcul et en taille de

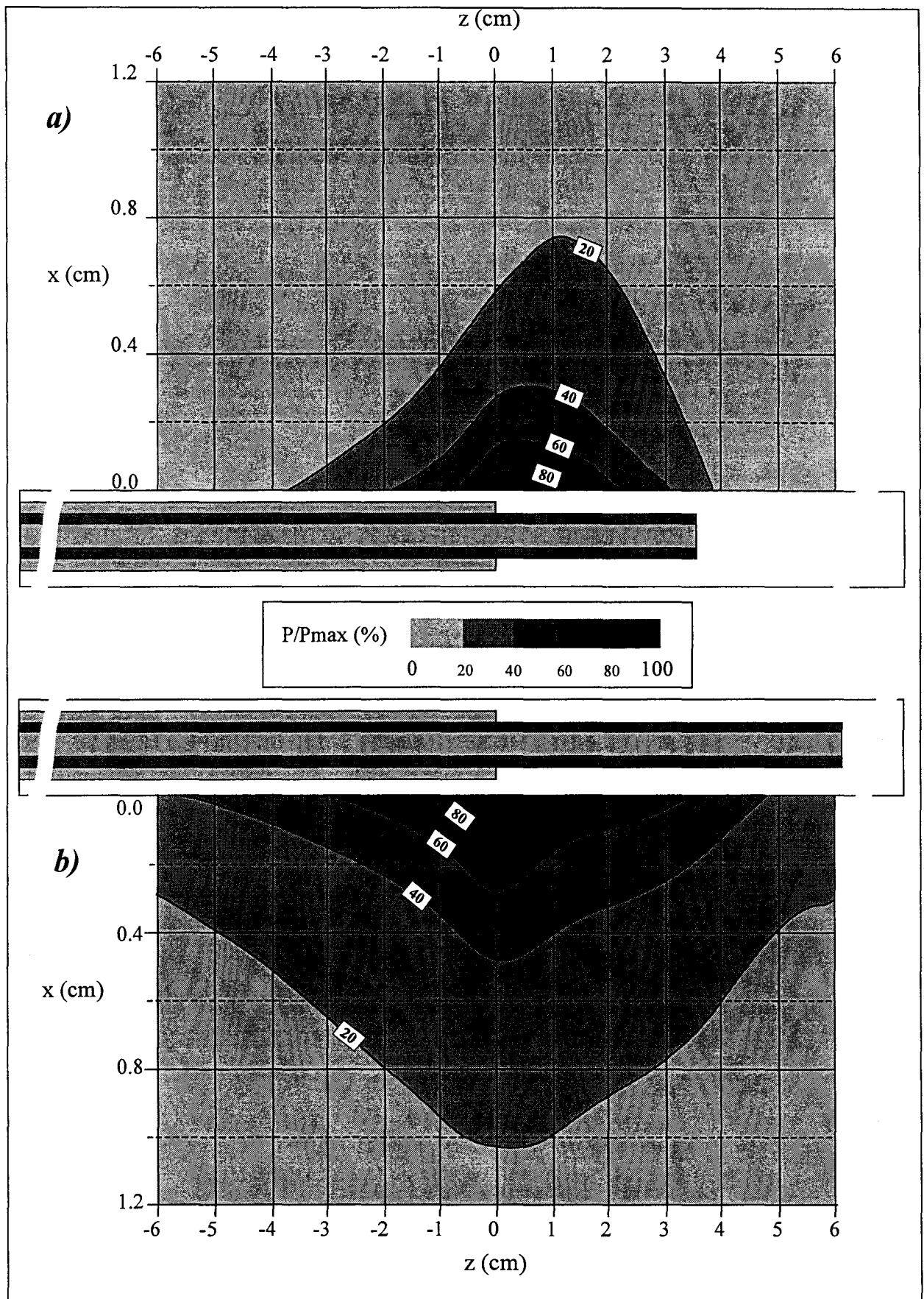


figure II-16: Evolution bidimensionnelle, calculée par la F.D.T.D. des courbes isopuissances
a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**
b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

mémoire vive. Notamment, les applicateurs de type rectaux, qui sont de structure complexe, sont évalués et comparés, par ce modèle plan, dans le troisième chapitre de ce mémoire.

II-3-1-3 Optimisation dans un repère cylindrique

Nous effectuons, de nouveau, une étude bidimensionnelle en coordonnées cylindriques dans un plan comprenant la symétrie de révolution des applicateurs. Les caractéristiques du maillage utilisé sont présentées tableau 7. Cette modélisation nécessite 43 Mo de mémoire vive et, avec le même outil, 70 minutes de temps de calcul.

Direction	O_x	O_y
Pas de maillage	$\Delta x=0,153$ mm	$\Delta z=0,306$ mm
Nombre de pas	200	425
Distance maillée	$L_x=30,6$ mm	$L_y=130$ mm

tableau 7

Nous déterminons les densités de puissance dans le plan d'étude, respectivement pour l'applicateur **h36** et **h62** à leur fréquence de fonctionnement.

Les résultats obtenus lors de cette étude bidimensionnelle (figures II-16.a et II-16.b) sont, comme lors de la détermination du coefficient de réflexion, comparables à ceux donnés par l'étude volumique. Notamment, les longueurs L_p et L_t obtenues (tableau 8) diffèrent de moins de 10% par rapport à celles données tableau 5.

Applicateur	Fréquence	L_p (mm)	L_t (mm)
h36	915 MHz	2,8	49
h62	434 MHz	4,7	102

tableau 8

Il nous est donc possible de calculer avec une précision suffisante l'adaptation d'un applicateur, mais aussi sa densité de puissance déposée dans un milieu fantôme, par un modèle bidimensionnel lorsque celui-ci possède une symétrie de révolution. Nous utilisons ce

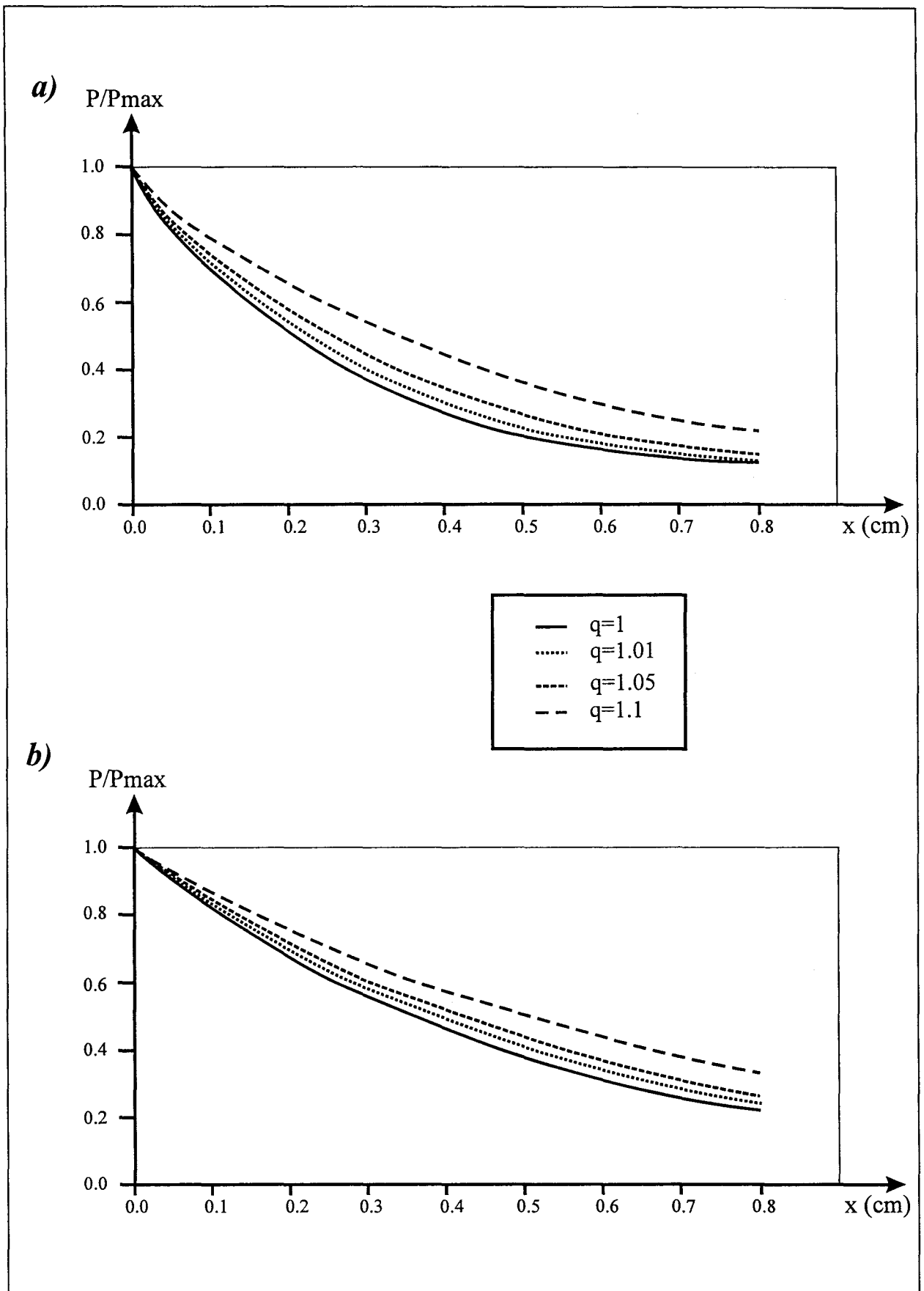


figure II-17: Evolutions théoriques en fonction de x de la densité de puissance déposée dans le plan de jonction des antennes, pour différentes valeurs de la raison géométrique q

a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**

b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

résultat dans le troisième chapitre de ce mémoire, lors de la modélisation des applicateurs interstitiels.

II-3-1-4 Pas variable

Afin de diminuer la taille de mémoire vive nécessaire à l'implantation du modèle sur un ordinateur, nous utilisons la technique du pas variable décrite dans le chapitre précédent. Le pas Δz reste constant et égal à 0,306 mm. Le pas Δx , constant dans la structure (0,153mm), évolue suivant une progression géométrique dans le milieu.

Nous comparons la densité de puissance déposée dans le plan de jonction de l'antenne pour quatre raisons géométriques différentes: $q= 1; 1,01; 1,05$ et $1,1$, Nous précisons, dans chaque cas, la taille de mémoire vive nécessaire à la discrétisation du même volume d'étude (tableau 9).

Raison q	1,0	1,01	1,05	1,1
nombre de pas variables dans le milieu suivant l'axe Ox à partir de l'axe de symétrie de l'antenne	74	56	32	22
nombre de pas total suivant Ox à partir de l'axe de symétrie de l'antenne	100	82	58	48
distance totale maillée (mm)	30,6	30,8	31	29,8
mémoire vive nécessaire (Mo) au maillage de la structure	43	35	25	20,6

tableau 9

Les résultats obtenus, présentés figure II-17.a et II-17.b , montrent que la densité de puissance calculée pour une raison q inférieure ou égale à 1,05 diffère de moins de 10 % par rapport à la valeur calculée à l'aide du modèle n'utilisant pas le pas variable ($q=1$). Pour une raison égale à 1,1, les résultats diffèrent de façon importante et, notamment, les longueurs L_p obtenues pour les applicateurs **h36** et **h62** sont respectivement égales à 4,5 mm et 6,8 mm soit plus de 50 % supérieurs à leurs valeurs initiales.

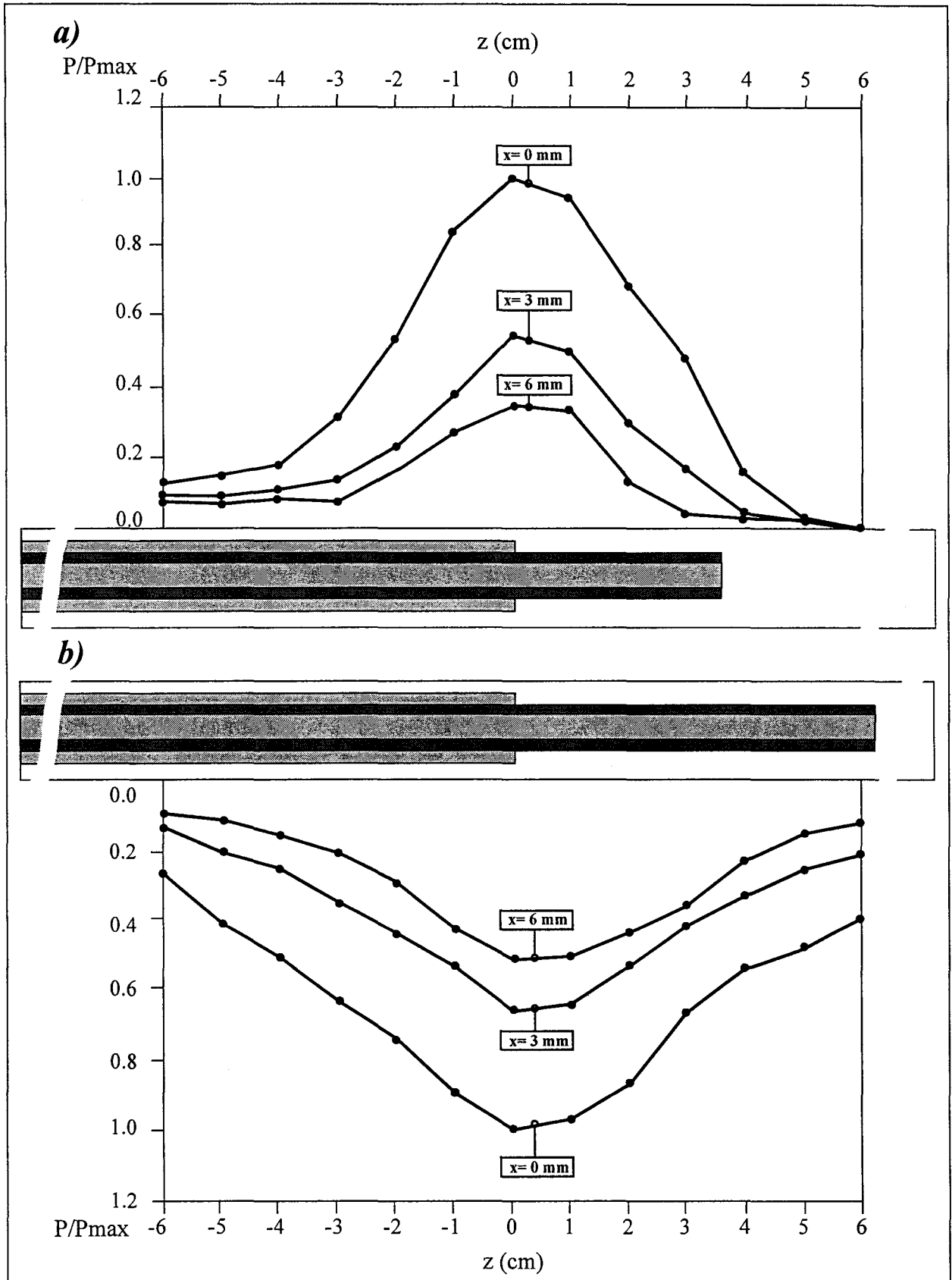


figure II-18: Evolutions expérimentales de la densité de puissance déposée le long des applicateurs pour différentes distances x - les puissances sont normalisées par rapport à leur valeur maximale

a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**

b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

Cet artifice de calcul ne donne donc des résultats acceptables que lorsque la raison est très proche de 1 ($q=1,01$ ou $q=1,02$). Toutefois, il permet de diminuer sensiblement la mémoire vive nécessaire à l'étude d'une structure (près de 20 % pour $q=1,01$). Ce qui permet de réaliser des maillages conséquents sans devoir augmenter les capacités de mémoire vive des stations de travail. Nous acceptons et utilisons l'approximation du pas variable pour des raisons inférieures ou égales à 1,02.

Cette technique est donc d'autant plus utile que le nombre de mailles discrétisant la structure est élevé, elle s'avère donc indispensable lors des études tridimensionnelles.

II-3-2 Résultats expérimentaux

Nous confrontons les calculs précédents aux relevés effectués à l'aide du banc de mesure de puissance.

II-3-2-1 Relevé de la puissance déposée dans un milieu dissipatif

Les deux applicateurs sont soumis au même protocole de mesure. Le milieu fantôme est de l'eau salée à 6 g/l et l'antenne de détection est réalisée à partir d'un câble coaxial de type UT 85. Le monopole de détection forme un "L" dont les deux cotés ont une même longueur de 3 mm. Il permet ainsi de relever les composantes longitudinales et transversales de puissance.

Ces manipulations sont réalisées dans un plan comprenant l'axe de symétrie de révolution des applicateurs. Le monopole détecteur, positionné contre le cathéter, est déplacé le long de ce dernier. La programmation de l'avancement des divers moteurs pas-à-pas fixe le protocole de mesure suivant: un relevé est effectué tous les centimètres parallèlement à l'axe Oz . Puis l'antenne réceptrice subit une translation de 1 mm, parallèlement à l'axe Ox , et une nouvelle série de mesures, suivant Oz , peut être effectuée. Nous effectuons un nouveau déplacement selon l'axe Ox jusqu'à ce que la puissance détectée sur ce nouvel axe de mesure soit inférieure au dixième de la puissance maximale.

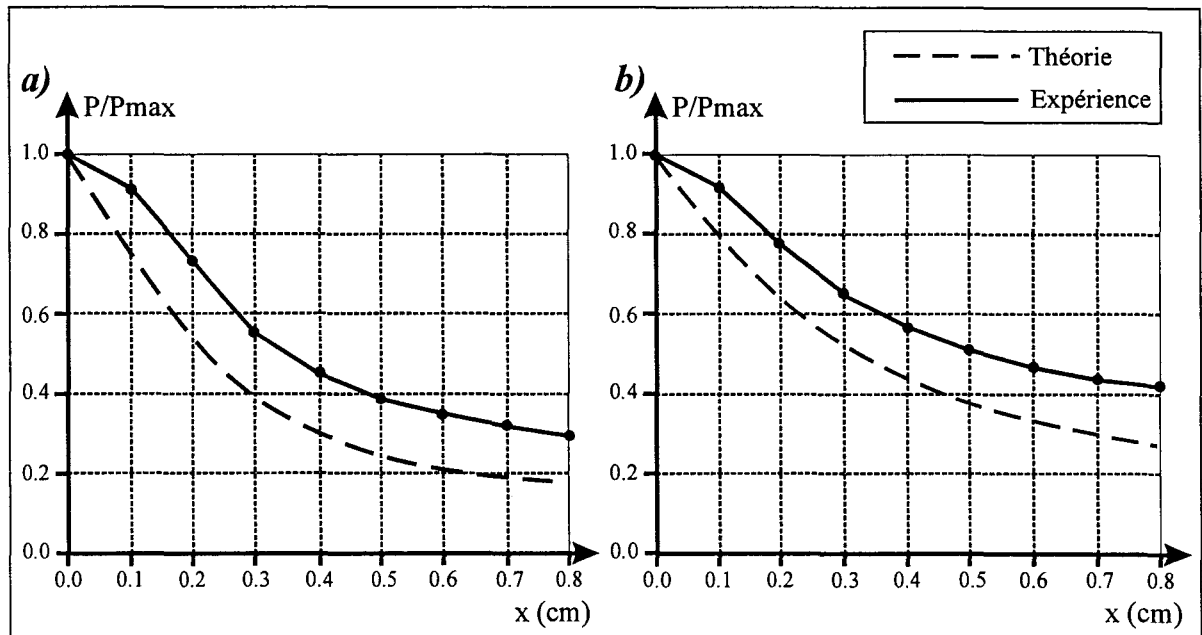


figure II-19: Evolutions théoriques et expérimentales de la densité de puissance déposée dans le plan de jonction des antennes suivant l'axe x
 - les puissances sont normalisées respectivement à leur valeur contre le cathéter
a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**
b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

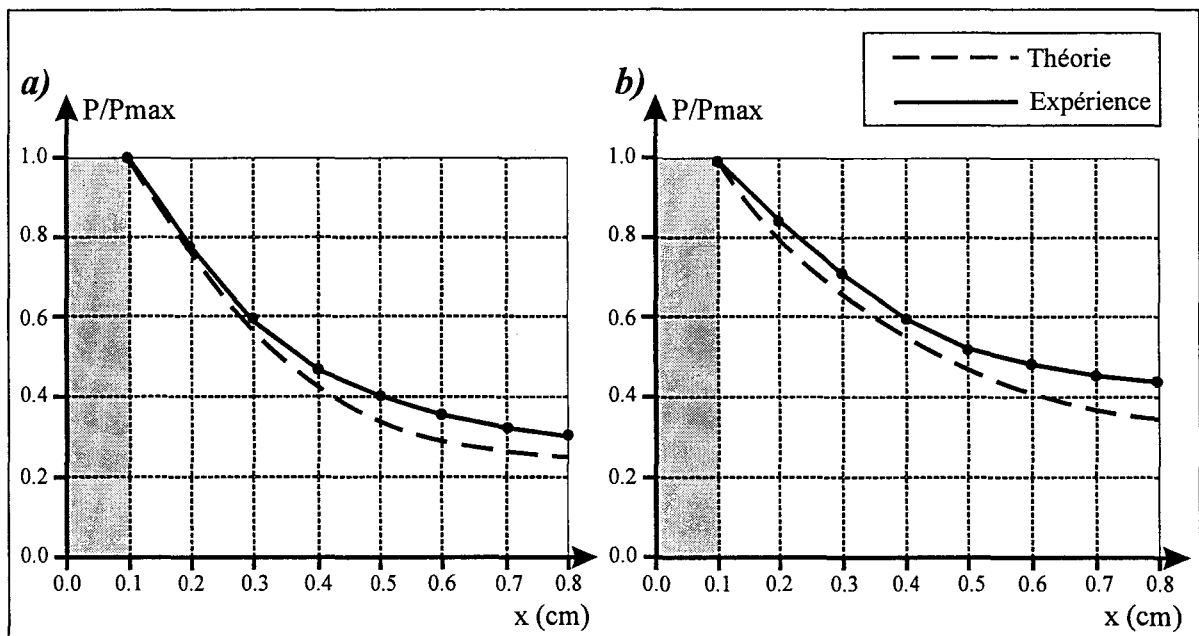


figure II-20: Evolutions théoriques et expérimentales de la densité de puissance déposée dans le plan de jonction des antennes suivant l'axe x
 - les puissances sont normalisées respectivement à leur valeur à 1 mm du cathéter
a) à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**
b) à la fréquence de 434 MHz pour l'applicateur **h62**

Les densités de puissance relevées sur trois axes longitudinaux, à 3 distances du cathéter, sont présentées figures II-18.a. (applicateur **h36**) et II-18.b. (applicateur **h62**). Le maximum maximum de la puissance est relevé, contre le cathéter, dans le plan de jonction des antennes. Sur ces courbes, nous notons également que la densité de puissance est déposée sur un volume plus important lorsque la fréquence diminue.

Afin de valider notre modèle, nous comparons les évolutions théorique et expérimentale, de la puissance déposée, dans le plan de jonction des antennes. Les figures II-19.a et II-19.b. montrent que les décroissances expérimentales sont beaucoup plus lentes que celles calculées. Théoriquement, la puissance à 1 mm de l'applicateur est inférieure à 80% de la puissance maximale. Or, expérimentalement, à cette distance la puissance représente près de 90% de la valeur maximale. Afin de pouvoir comparer les évolutions théoriques et expérimentales après le premier millimètre, une seconde comparaison est envisagée (figures II-20,a et II-20,b) en normalisant les puissances à leurs valeurs respectives à 1 mm. Les évolutions expérimentales, bien que toujours supérieures aux valeurs calculées en sont très proches. Les résultats sont alors comparables.

Les différences notables entre les puissances relevées et calculées dans le premier millimètre peuvent avoir deux explications: soit notre modèle ne peut reproduire les phénomènes physiques mis en jeu, soit la perturbation apportée par l'antenne réceptrice est conséquente. Nous répondons à cette alternative, en calculant la densité de puissance déposée par l'applicateur **h36** dans les conditions de mesure, c'est-à-dire en présence de l'antenne réceptrice.

II-3-2-2 *Perturbations apportées par l'antenne réceptrice*

La figure II-21 présente une vue en coupe de la structure maillée. Notons sur cette figure la distance "L" entre le cathéter et le monopole détecteur (nulle dans ce cas) et le point "D" situé entre les deux conducteurs de l'antenne réceptrice sur l'arête supérieure du maillage. L'antenne réceptrice étant conçue à partir d'un câble coaxial de standard UT85, les pas Δx et Δy ne peuvent être supérieurs à 0,15 mm afin que le diélectrique puisse être discrétisé sur trois mailles. De même, la partie du monopole suivant l'axe Ox ne peut être maillée correctement que si le pas Δz est inférieur ou égal à 0,15 mm.

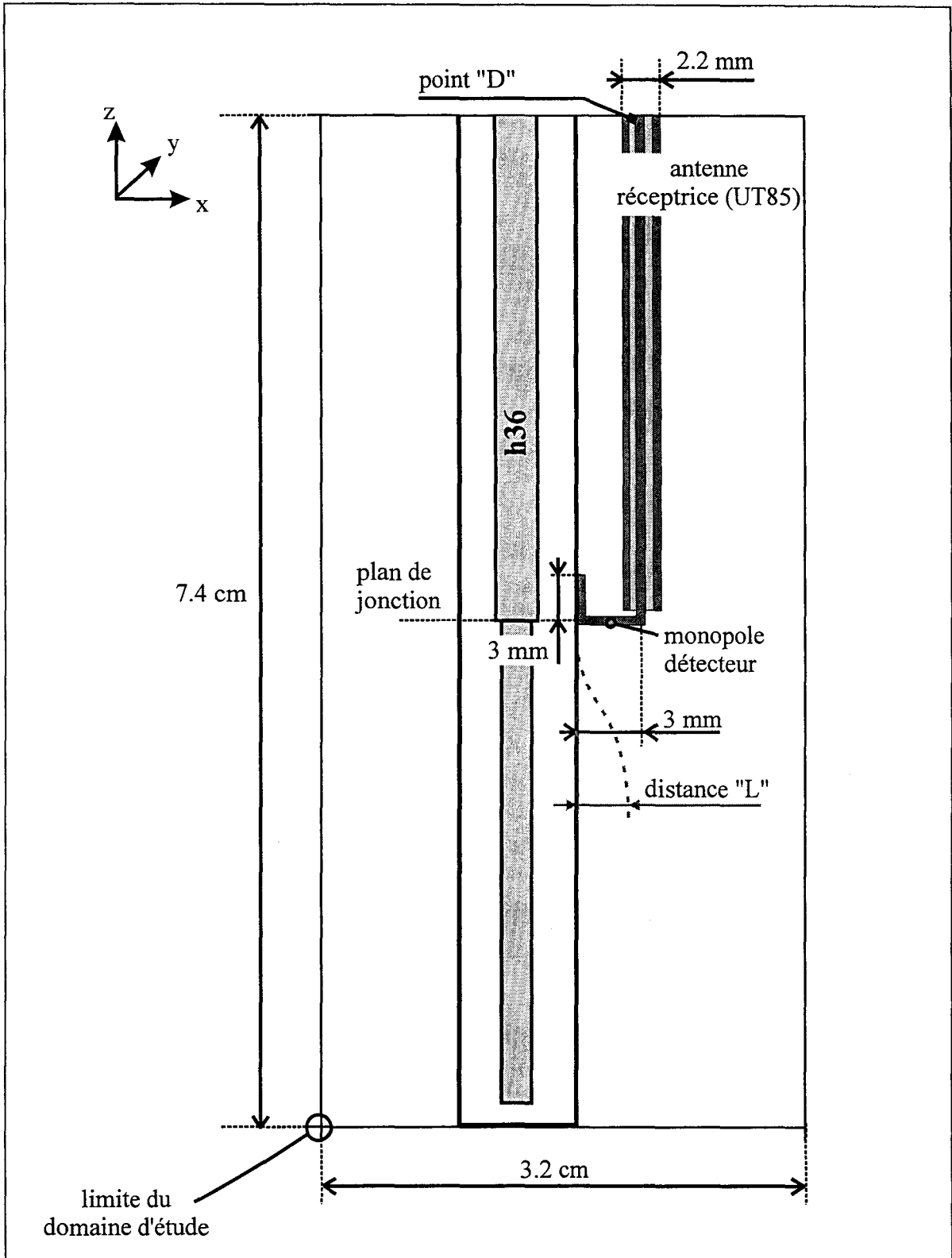


figure II-21: Vue en coupe de la structure simulée: un applicateur **h36** et une antenne réceptrice de type UT85 dont le monopole est placé contre le cathéter, au voisinage du plan de jonction

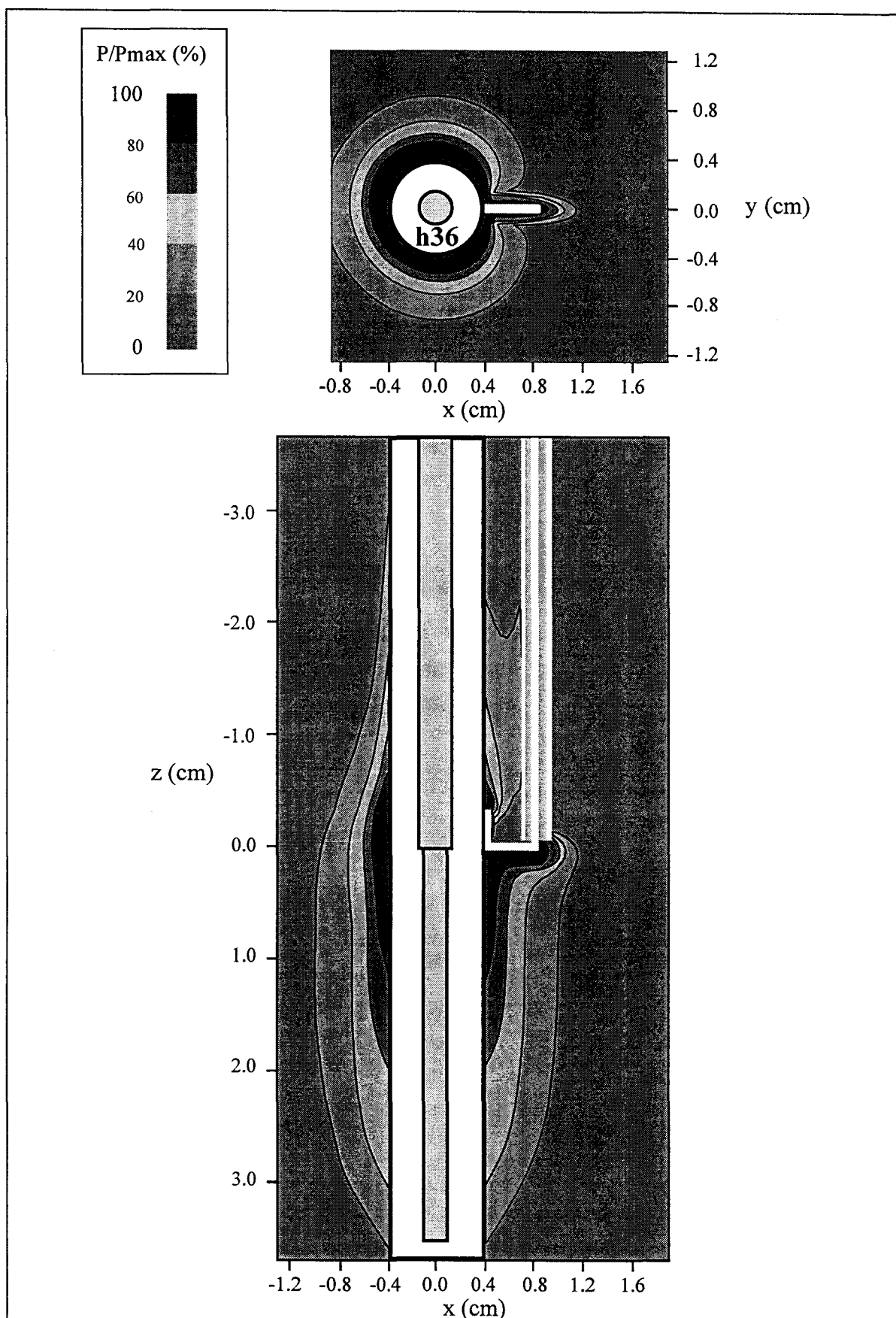


figure II-22: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance déposée, à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur **h36**, en présence de l'antenne réceptrice; les puissances sont normalisées à la valeur contre le cathéter, dans le plan de jonction de l'applicateur, diamétralement opposée au récepteur - La modélisation est effectuée par la F.D.T.D. tridimensionnelle

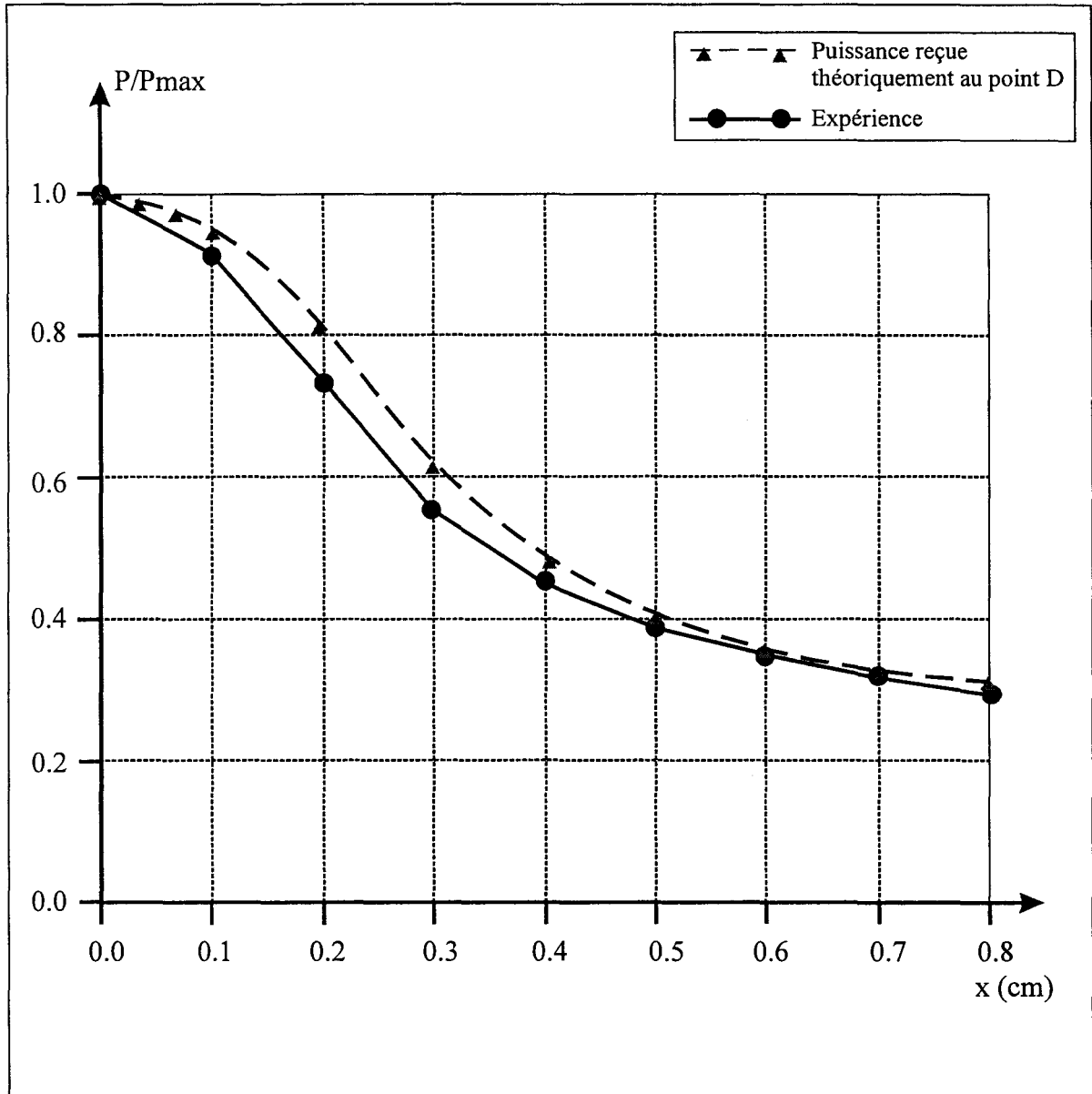


figure II-23: Comparaison dans le plan de jonction des antennes entre l'évolution expérimentale suivant l'axe x normalisée de la densité de puissance déposée et le carré de la tension calculée au point D à différentes distances de l'applicateur, à la fréquence de 915 MHz, pour l'applicateur **h36** - les courbes sont normalisées à leur valeur maximale respective

Les caractéristiques de ce maillage sont résumées dans le tableau suivant:

Direction	O_x	O_y	O_z
Pas de maillage	$\Delta x=0,15$ mm	$\Delta y=0,15$ mm	$\Delta z=0,15$ mm
Nombre de pas	213	213	493
Distance maillée	$L_x=31,95$ mm	$L_y=31,95$ mm	$L_z=73,9$ mm

tableau 10

Ce maillage nécessite 230 Mo de mémoire vive, taille proche des limites de notre station de travail HP C110 (256 Mo). L'applicateur **h62** possède une partie rayonnante près de 2 fois supérieure à celle de l'applicateur **h36**. La modélisation de ce premier, en présence de l'antenne réceptrice, ne peut donc s'effectuer sur notre matériel informatique compte tenu de l'avancement de notre modèle. La figure II-22, présente le diagramme de dépôt de puissance et met en évidence les modifications de la répartition de la puissance dues à la présence de l'antenne réceptrice. Les puissances sont normalisées par rapport à la valeur maximale localisée dans la partie négative de l'axe O_x située dans le plan de jonction des antennes, contre le cathéter. Notons que dans ce demi-plan (à gauche sur la figure) le diagramme de dépôt de puissance n'est pas perturbé par l'antenne de détection et nous retrouvons une longueur L_p égale à 3 mm. La coupe transversale représente la puissance déposée dans le plan de jonction. La dissymétrie confirme la perturbation apportée par le monopole. Cette perturbation explique les différences obtenues entre les mesures et les calculs lorsque ceux-ci ne prennent pas en compte la présence du monopole.

II-3-2-3 Reconstruction de la puissance détectée

En utilisant un maillage identique au précédent, nous calculons l'amplitude de la tension entre les deux conducteurs de l'antenne réceptrice (au point D sur la figure II-21), pour différentes distances L entre l'applicateur et le monopole. Ce signal correspond à la tension transmise au détecteur quadratique lors des manipulations. Cette tension élevée au carré traduit une information proportionnelle à la puissance, dont l'évolution est tracée en fonction de l'écartement entre les deux antennes.

La figure II-23 est une comparaison entre cette évolution théorique et la densité de puissance relevée. Les deux courbes sont normalisées par rapport à la valeur contre le cathéter. Les triangles représentent les distances auxquelles les calculs sont effectués.

Nous avons choisi de faire varier lentement la distance L séparant les antennes lorsque celles-ci sont proches du contact. Nous calculons donc le carré de la tension lorsque cette distance est égale à 0 mm, 0,3 mm, 0,6 mm et 1,05 mm. Puis, l'influence du détecteur étant moins importante nous effectuons un calcul tous les 1,05 mm. Nous voyons que les évolutions des 2 courbes sont similaires. En tous points, les valeurs théoriques et expérimentales diffèrent, au plus, de 10 % de la puissance maximale. Des études ont permis d'obtenir des résultats similaires dans d'autres plans.

Nous pouvons donc conclure à la validité de notre modèle puisque celui-ci prend en compte les perturbations apportées par l'antenne réceptrice. Les courbes théoriques et expérimentales sont alors comparables. De plus, nous pouvons affirmer que notre protocole de mesure permet de quantifier le comportement de l'applicateur sur site lorsque le monopole détecteur est distant d'au moins 1 millimètre de l'applicateur à caractériser.

Des outils théoriques et expérimentaux de caractérisation électromagnétique d'applicateurs sont donc disponibles, tant pour la détermination du coefficient de réflexion que pour la connaissance de la densité de puissance qu'ils déposent dans un milieu à pertes. Nous allons maintenant porter notre attention sur les modèles et mesures permettant de définir leurs comportements thermiques.

II-4 Etude thermique

Le but d'un applicateur pour hyperthermie micro-onde est de chauffer, à une température de consigne, une zone prédéterminée. Il nous est donc nécessaire de caractériser son comportement thermique.

La première campagne de mesures thermiques est effectuée à la suite d'un temps d'émission très court ($<1\text{ms}$). Les effets de conduction thermique sont alors négligés en première approximation. Dans ce cas, la température relevée en chaque point peut être considérée directement proportionnelle à la densité de puissance déposée en ce point. La densité de puissance déposée est comparée à celle calculée, ce qui permet de quantifier l'influence du temps de mesure sur l'approximation effectuée.

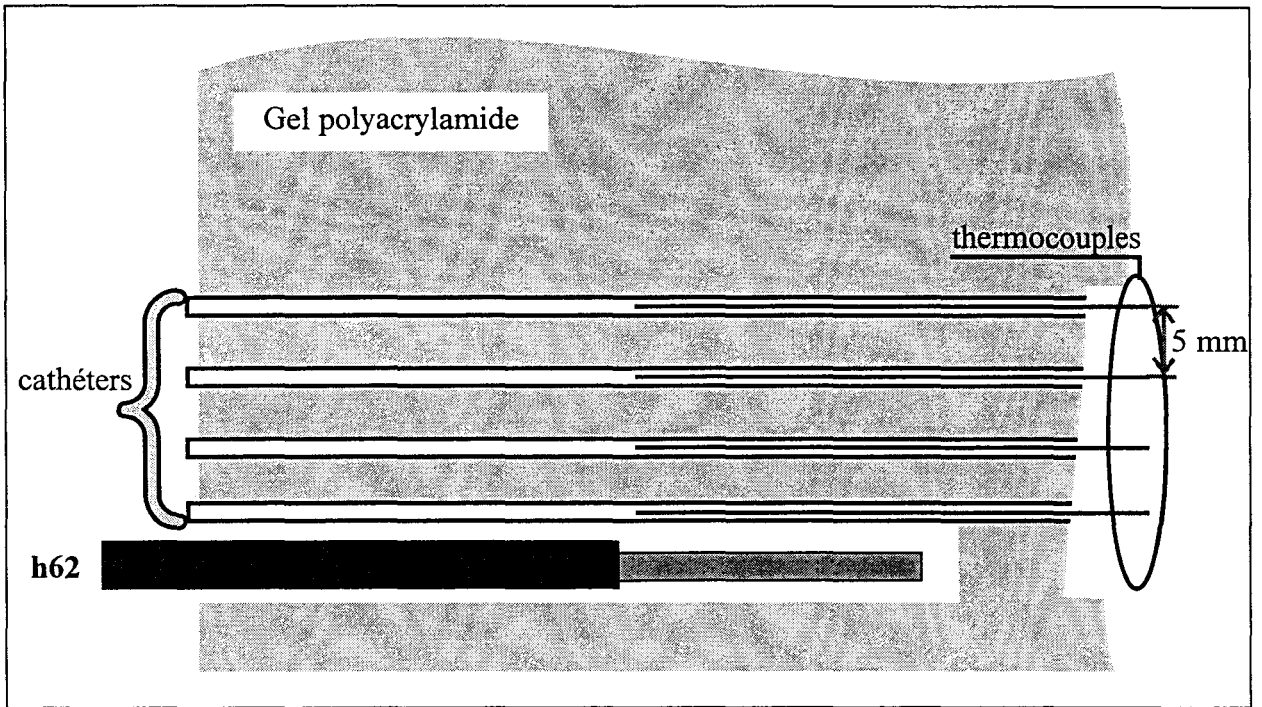


figure II-24: Schéma d'implantation de l'applicateur **h62**, des cathéters et des thermocouples dans un bloc de gel polyacrylamide

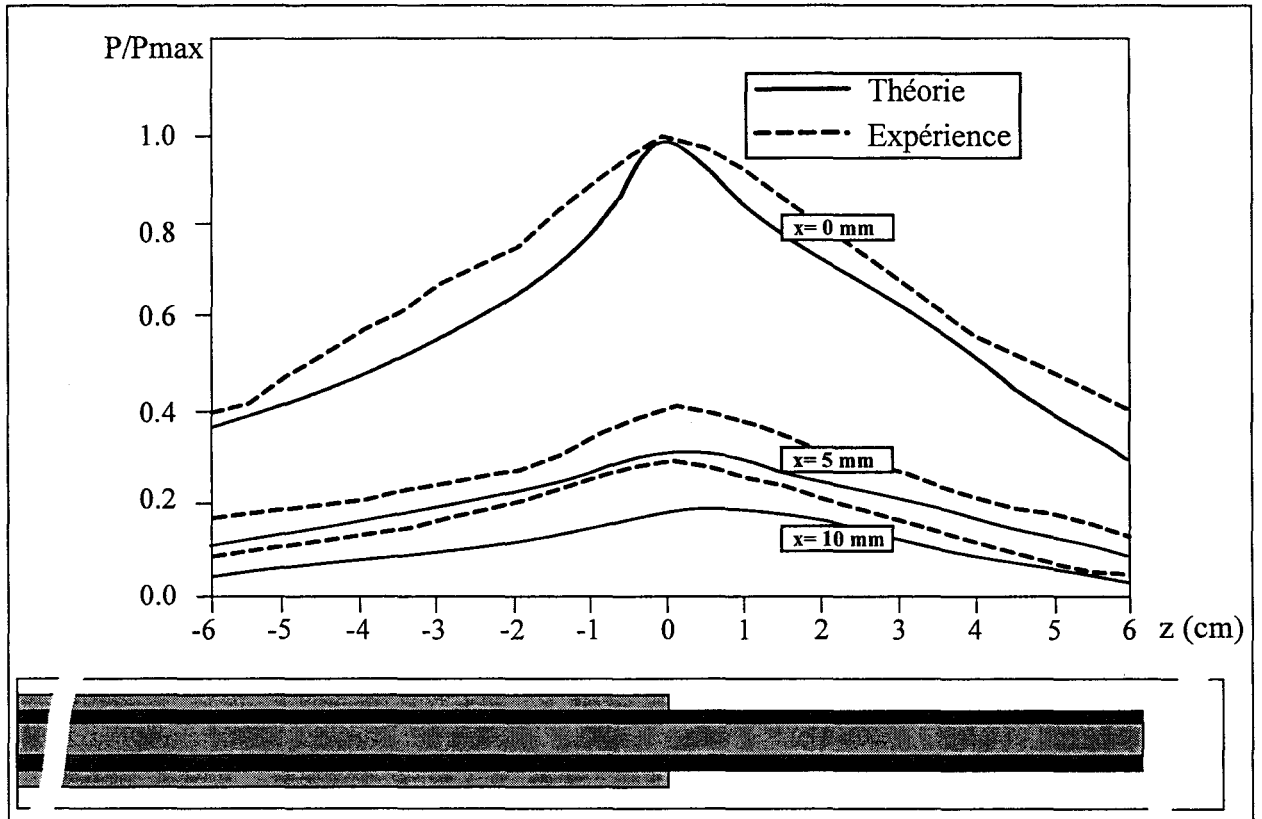


figure II-25: Comparaison entre les évolutions théoriques (FDTD 3D) et expérimentales de la densité de puissance normalisée déposée, le long de l'applicateur **h62**, pour différentes distances x , les évolutions expérimentales sont relevées par la méthode du thermique impulsionnelle

Le second type de manipulations a pour but la mesure des gradients thermiques dans un milieu fantôme dont les résultats confrontés à ceux obtenus par un modèle basé sur la résolution de l'équation de la chaleur développé dans l'équipe Circuits et Applicateurs.

II-4-1 Thermique impulsionnelle

La figure II-24 présente le principe de la manipulation. L'antenne **h62** est implantée dans un gel polyacrylamide parallèlement à un réseau de cathéters dans lesquels est inséré un peigne de thermocouples (§ I-4-3-1). Les cathéters sont espacés de 5 mm et le premier d'entre eux est situé contre l'applicateur. Afin que les températures relevées soient représentatives de la puissance déposée, la conduction thermique doit être négligeable: la manipulation doit être la plus rapide possible. Pour cela, nous choisissons un compromis entre temps d'acquisition des mesures et temps de conduction en fixant une avance des moteurs pas-à-pas de 5 mm par demi-seconde.

Les résultats obtenus pour les valeurs de x égales à 0 mm, 5 mm et 10 mm sont comparés aux évolutions théoriques de la densité de puissance (figure II-25). Nous notons, à 5 et 10 mm, que les valeurs expérimentales sont supérieures de près de 20 % à celles calculées. Le cathéter le plus proche de l'applicateur n'est toutefois pas collé à celui-ci. Ce faible écart (inférieur à 1 mm) peut expliquer les valeurs importantes mesurées puisque la valeur maximale à laquelle sont normalisées les mesures n'est pas le maximum maximorum dans le milieu qui se situe contre le cathéter en $z=0$ mm. Toutefois, les effets de la conduction thermique, durant le temps de mesure, peuvent également être à l'origine des différences entre les courbes théorique et expérimentale. Ces variations de température demandent donc à être quantifiées.

II-4-2 Problèmes liés au temps de mesure

Le protocole de mesure défini précédemment nécessite un temps de mesure de quarante secondes. Nous quantifions les effets de la conduction thermique dans le gel sur les mesures dans ce laps de temps.

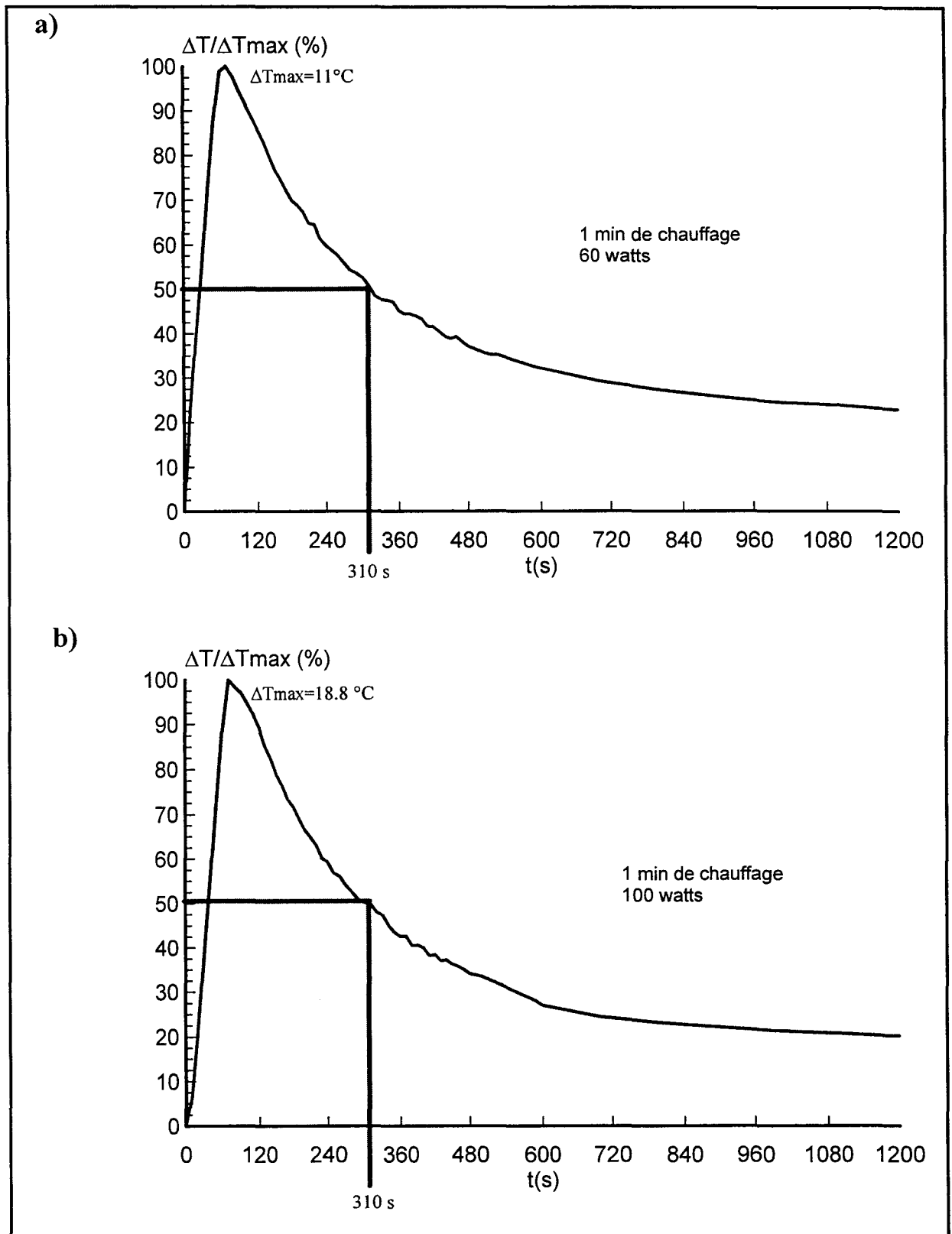


figure II-26: Evolutions temporelles normalisées des variations de température au contact du cathéter dans le plan de jonction de l'applicateur **h36**, pendant et après le chauffage hyperfréquence; le temps d'émission est de 1 minute

a) Pour une puissance incidente de 60 W

b) Pour une puissance incidente de 100 W

II-4-2-1 *Dérive thermique des milieux chauffés*

Afin de visualiser les effets de conduction dans le gel, une fibre optique est placée dans le cathéter le plus proche de l'applicateur dans le plan de jonction. Le temps d'émission est fixé à 1 minute. Deux relevés sont effectués, le premier avec une puissance incidente de 60 W et le second avec une puissance de 100 W.

Les figures II-26.a et II-26.b présentent les évolutions des températures au point de mesure auquel est placé la fibre, respectivement pour une puissance incidente de 60 et 100 W. Les courbes sont tracées en pourcentage de la variation maximale de température relevée (ΔT_{\max}). La montée en température dans la première minute met en évidence l'effet radiatif créé par l'émission hyperfréquence. La seconde partie de la courbe montre une décroissance due à la propagation de la chaleur dans le gel, c'est principalement un effet de conduction thermique.

Quelle que soit la puissance d'émission, le temps nécessaire pour constater une diminution de 50 % de la température maximale est constant et est égal à 310 secondes. Cette décroissance est donc due aux caractéristiques thermiques intrinsèques du gel et, en particulier, à sa conductivité thermique. De plus, la température maximale atteinte est multipliée par 1,7 (de 11 à 18,8 °C) lorsque la puissance est multipliée par 1,66 (de 60 à 100 W). Cette proportionnalité permet de conclure que tant que les températures atteintes ne modifient pas les propriétés du gel, l'erreur commise lors des relevés en thermique impulsionnelle est identique quelque soit la puissance d'émission. Nous choisissons donc des puissances importantes afin d'obtenir des variations de température ΔT élevées qui permettent de s'affranchir des imprécisions dues aux thermocouples.

II-4-2-2 *Mesures corrigées*

Le temps de mesure est inférieur à une minute, afin d'évaluer les variations de température dans ce laps de temps, nous plaçons une seconde fibre optique dans le gel. Cette fibre se situe, comme la précédente, dans le plan de jonction à une distance de 0,5 cm de l'applicateur.

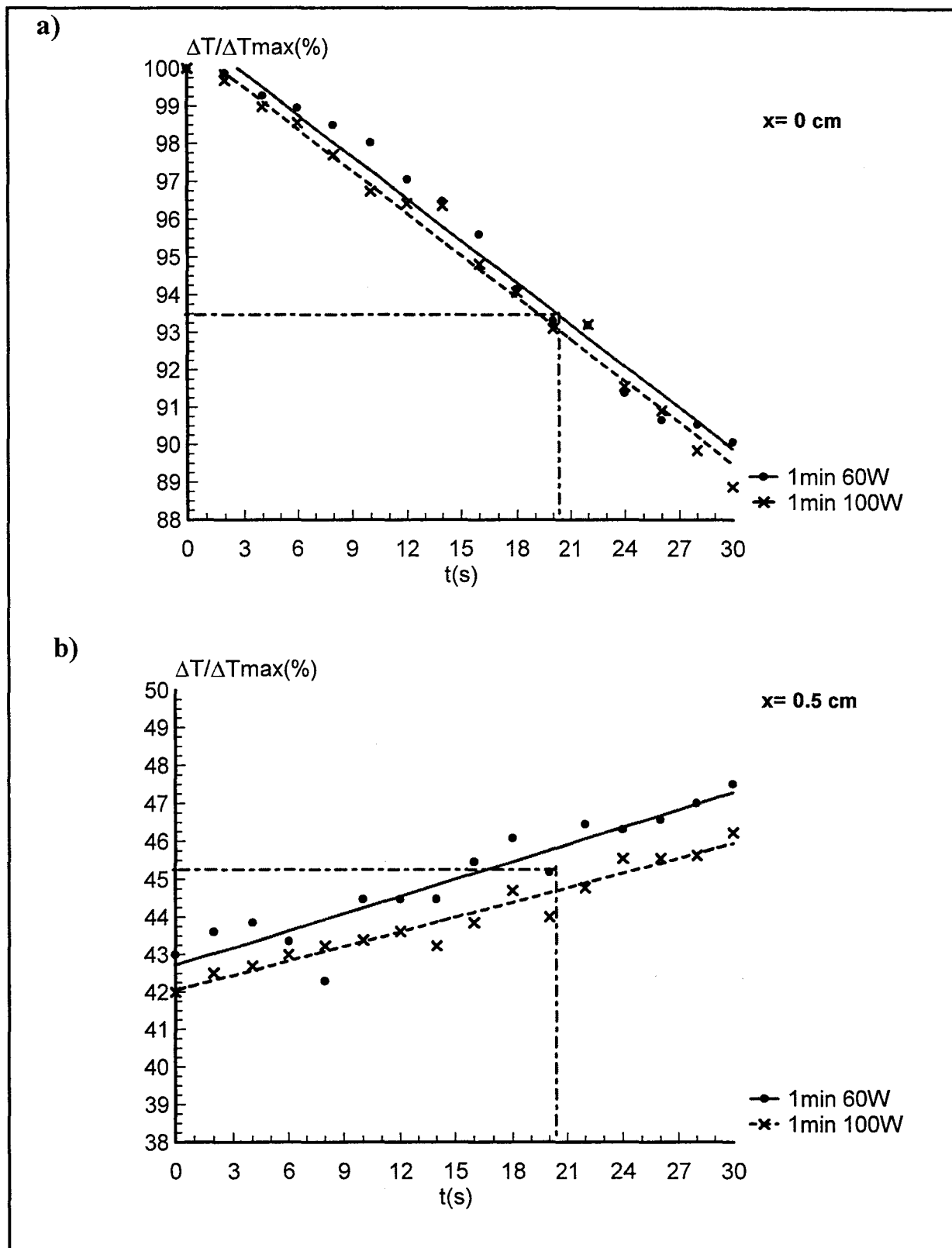


figure II-27: Evolutions temporelles des variations de température dans les trente premières secondes après l'arrêt du générateur hyperfréquence, dans le plan de jonction de l'applicateur **h36**, pour deux valeurs différentes de la puissance

a) Contre le cathéter ($x=0 \text{ cm}$)

b) A 5 mm du cathéter ($x=0,5 \text{ cm}$)

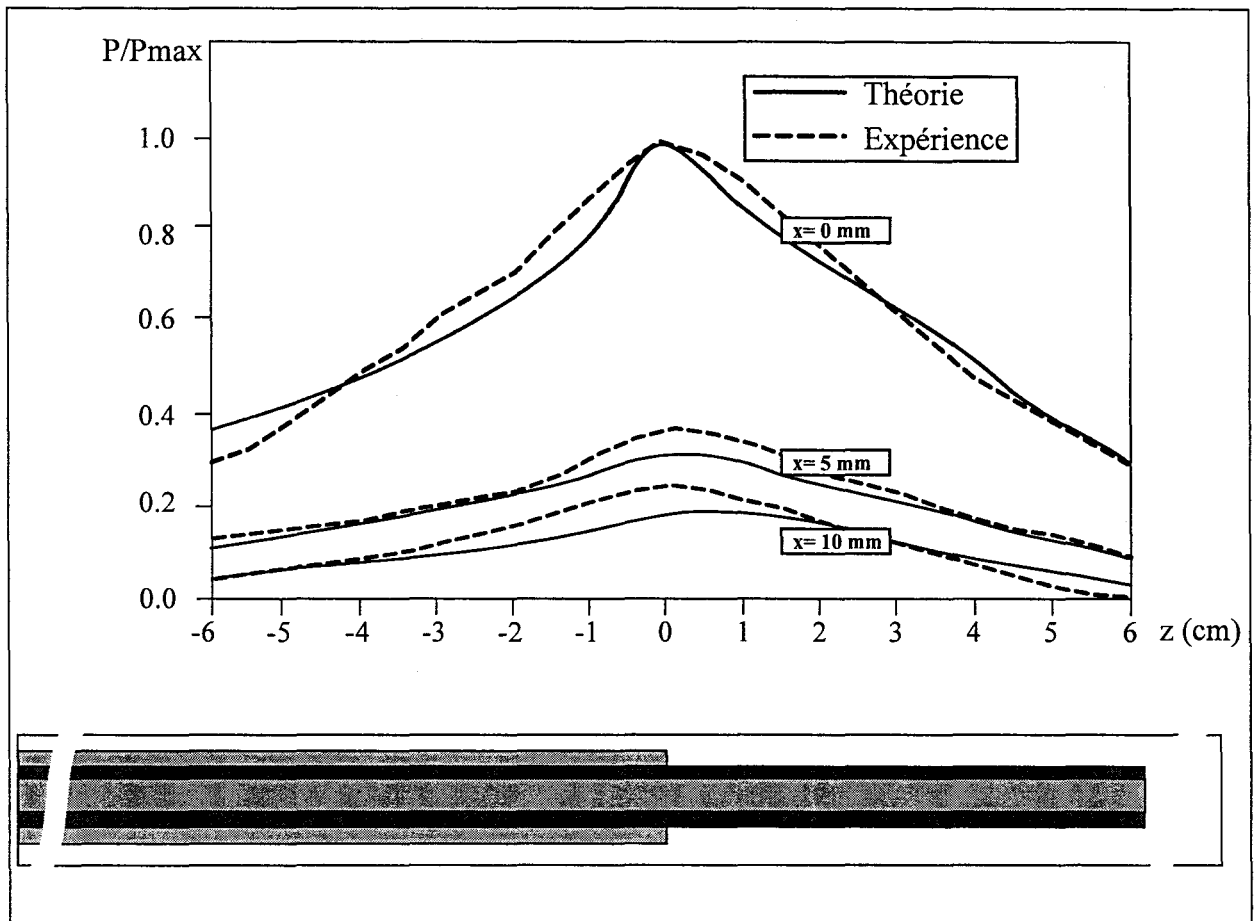


figure II-28: Comparaison entre les évolutions théoriques (FDTD 3D) et expérimentales de la densité de puissance normalisée déposée, le long de l'applicateur **h62**, pour différentes distances x , les évolutions expérimentales sont relevées par la méthode de la thermique impulsionnelle et sont corrigées au prorata des effets de la conduction thermique en chaque point de mesure

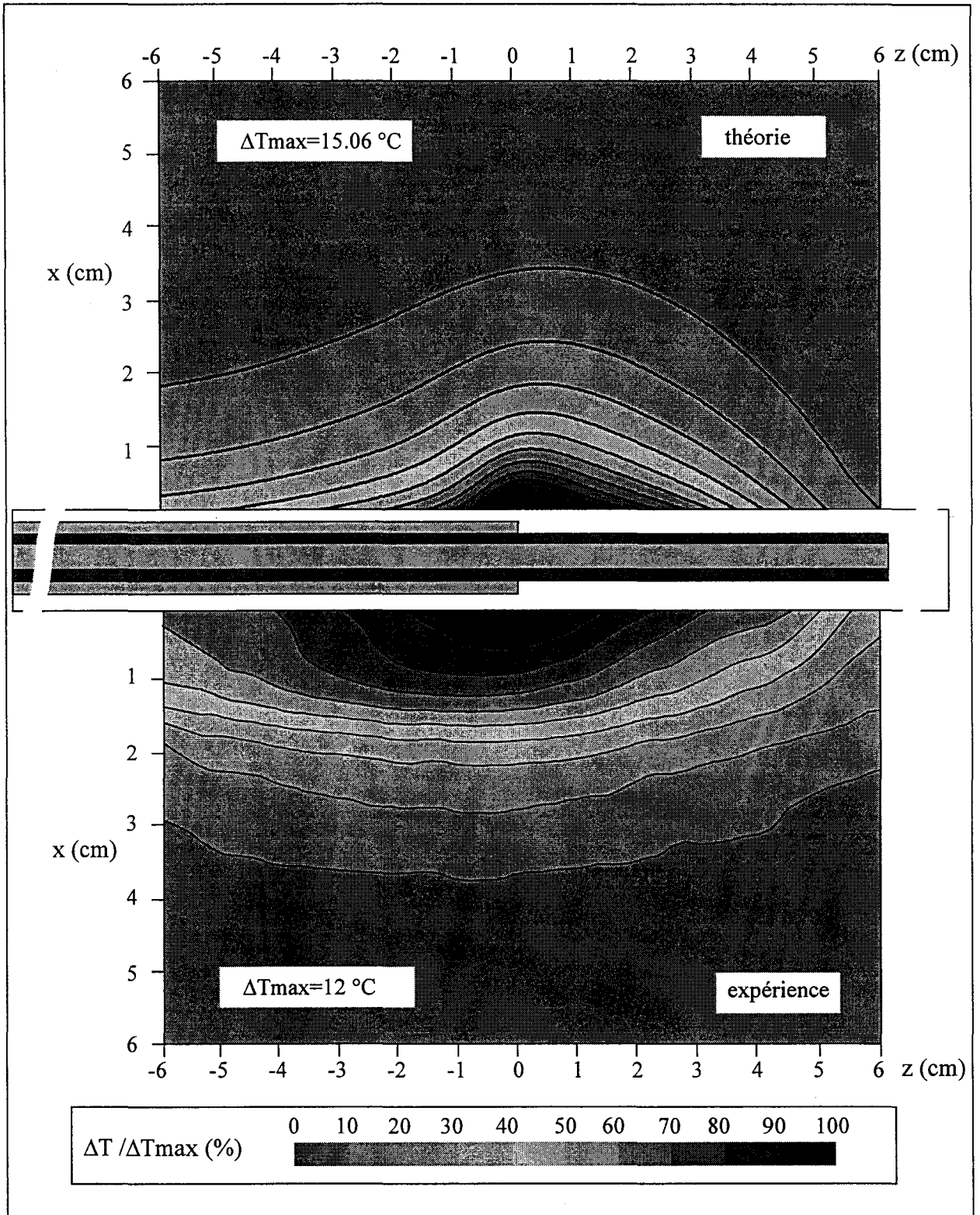


figure II-29: Comparaison entre les gradients thermiques théoriques et expérimentaux, le long de l'applicateur **h62**, la puissance incidente est de 10 W et le temps de chauffage est de 45 mn
 - La température initiale dans le gel est de 22 °C

Nous présentons sur les figures II-27.a et II-27.b l'évolution de la température, dans le plan de jonction, pendant les trente premières secondes après l'extinction du générateur, respectivement contre l'applicateur et à 5 mm de celui-ci pour 2 puissances incidentes différentes (60 et 100 W). La première figure présente l'évolution de la température contre le cathéter dans les trente premières secondes après le chauffage, nous retrouvons la décroissance de température visualisée précédemment. La figure II-27.b, montre que à 5 mm la température augmente légèrement en fonction du temps. Cette accroissement est dû à la conduction thermique du gel et tend à propager la chaleur, à partir du point le plus chaud, afin de retrouver l'état d'équilibre thermique.

Lors des manipulations, les relevés ne débutent qu'après l'extinction de la puissance. En effet, les thermocouples ne peuvent fonctionner correctement en présence d'un fort signal hyperfréquence. Les thermocouples relèvent les températures dans le plan de jonction, positionné au milieu de l'axe de mesure, alors que le générateur est éteint depuis 20 secondes. Sur la figure II-27.a nous voyons que la température, dans le plan de jonction et contre le cathéter, après vingt secondes est égale à 93,5 % de la température présente en ce point au moment de l'extinction du générateur. A une distance de 5 mm (figure II-27.b), après le même laps de temps, la température a augmenté de 3 % de la valeur maximale.

Afin de prendre en compte ces variations, les valeurs relevées précédemment (présentées figure II-25) sont corrigées en y ajoutant ou soustrayant le pourcentage approprié en chaque point. La figure II-28 présente les évolutions de densité de puissance expérimentales rectifiées ainsi obtenues. La valeur maximale, à laquelle sont normalisées les courbes étant accrue de près de 8 %, les relevés effectués à $x=0,5$ cm et 1 cm ont une amplitude relative plus faible que sans correction. Les écarts importants que nous avons constatés précédemment sont divisés par deux après correction. Les évolutions théoriques et expérimentales sont maintenant comparables. Les différences sont en grande partie dues au fait que le thermocouple le plus proche n'est pas au contact de l'applicateur mais à un peu moins d'un millimètre. De ce fait la valeur maximale relevée n'est pas le maximum maximorum de température dans le milieu.

En conclusion, ce type de manipulation a pour principal avantage de ne pas perturber le diagramme de dépôt de puissance de l'applicateur et de limiter les erreurs de mesure. Les

résultats obtenus, après la prise en compte des phénomènes de conduction, doivent donc être égaux (aux erreurs de mesure près) à ceux donnant la densité de puissance calculée. En pratique, le positionnement d'un cathéter contre l'applicateur s'avère difficile. Nous avons remarqué que la puissance décroît extrêmement rapidement dans le premier millimètre, un écart de quelques dixièmes de millimètre dans le placement du cathéter contre l'applicateur signifie alors des erreurs de mesure sur l'élévation maximale de température de plus de 10%.

Cette manipulation ne s'avère donc utile que lorsque la détermination de la densité de puissance à l'aide de notre banc de mesure de champ est irréalisable. Notamment lorsque le diagramme de dépôt de puissance de l'applicateur est modifié de façon conséquente par la présence de l'antenne détectrice. C'est en particulier le cas lorsque l'applicateur est constitué d'une antenne filaire hélicoïdale développée dans notre groupe [84-85] en vue d'une utilisation dans les traitements vésicaux.

II-4-3 Etude des gradients thermiques

Nous concluons la caractérisation de nos structures tests par la détermination de leur carte thermique. Cette ultime étape est essentielle puisqu'elle permet de définir le volume dans lequel la température thérapeutique est atteinte. Nous comparons la carte thermique mesurée, à l'aide du banc de mesure automatique (§I-4-3), à celle calculée, par la résolution de l'équation de la chaleur (§I-3-4).

Lors des mesures, l'implantation des applicateurs dans le gel est la même que précédemment. Seul diffère, dans ce protocole, le temps de chauffage qui, pour que les relevés soient effectués dans la phase plateau, est égal à 45 mm. Afin d'obtenir des élévations de températures de l'ordre de 10 °C, la puissance incidente est choisie égale à 10 W.

La figure II-29 présente, dans un plan longitudinal, les gradients thermiques théoriques et expérimentaux sur 6 cm de part et d'autre du plan de jonction de l'applicateur **h62** inséré dans un bloc de gel polyacrylamide. Le bloc est de taille importante ce qui limite les échanges thermiques avec le milieu environnant. Il peut, en première approximation, être simulé comme ayant des dimensions semi-infinies. Les conditions aux limites sont donc constantes aux frontières du domaine de calcul. Notons qu'en l'absence de circulation d'eau thermostatée dans

le cathéter les élévations de températures maximales se situent, pour les deux courbes, contre l'applicateur. La simulation donne une élévation de température maximale de l'ordre de 15°C soit trois degrés supérieure au résultat expérimental. Lors de la manipulation, la puissance fournie par le générateur à l'applicateur est atténuée à cause des pertes des différents câbles de raccordement. Ces pertes sont la cause principale de la différence de température maximale entre simulation et manipulation.

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le comportement du gel est identique quelles que soient les températures atteintes dans notre gamme d'étude thermique. Nous effectuons donc une comparaison théorie-expérience entre les pourcentages respectifs d'élévation de températures maximales. Les courbes montrent le même type d'évolution gaussienne dont les valeurs maximales sont au voisinage du plan de jonction. Les isopuissances théoriques et expérimentales s'étendent sur des distances similaires. Toutefois, les courbes isopuissances expérimentales s'étendent davantage suivant l'axe Oz que les évolutions théoriques. Cette différence est principalement due à la présence des cathéters qui facilitent l'échange de chaleur avec l'extérieur. Il nous faut alors simuler les échanges de chaleur entre les gels et les cathéters en incluant un terme équivalent à une vascularisation dans notre modèle.

Ce genre de manipulation permet de caractériser aisément le comportement thermique d'un applicateur. Le modèle, quant à lui, permet de retrouver la carte thermique et présente surtout un intérêt lors de reconstruction de profil thermique à partir de mesures radiométriques.

Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, les performances des modèles et protocoles définis dans le premier chapitre de ce mémoire sont évaluées par l'étude de deux structures tests de réalisation simple.

Nous avons comparé les évolutions fréquentielles théoriques et expérimentales des coefficients de réflexion pour chacun de ces applicateurs. Nous en avons dégagé l'intérêt de la

(F.D.)²T.D. par rapport à la F.D.T.D.. Toutefois, le modèle simple, dans une faible bande de fréquences donne des résultats comparables aux relevés effectués sur un analyseur de réseau.

L'adaptation étant étudiée, nous nous sommes attardés sur l'étude des densités de puissance. Pour des raisons de gain de mémoire vive, nous avons optimisé notre modèle par la mise en évidence de l'intérêt de la technique du pas variable. Puis les densités de puissance théorique et expérimentale ont été comparées: nous avons alors quantifié théoriquement la perturbation apportée par l'antenne réceptrice. Nous en avons conclu la validité de notre modèle et la cohérence des relevés dès lors que le monopole détecteur est situé à au moins 1 mm de l'applicateur.

Enfin, les cartes thermiques théoriques et expérimentales ont été confrontées. Nous avons alors obtenu de bonnes concordances. Toutefois, il nous faut prendre en compte la présence des cathéters dans le gel polyacrylamide.

Les résultats obtenus lors des calculs et mesures effectués dans ce chapitre confrontent et valident nos approches théoriques ainsi que nos manipulations. Nous allons donc, dans le chapitre suivant, les appliquer aux nouveaux applicateurs développés pour l'hyperthermie micro-onde.

CARACTERISATION DES APPLICATEURS

Introduction

Dans ce troisième chapitre, les comportements électromagnétique et thermique de nouveaux applicateurs interstitiels et endocavitaires sont étudiés expérimentalement et théoriquement.

Dans un premier temps, les applicateurs interstitiels utilisés sur un système de seconde génération fonctionnant à la fréquence d'émission de 434 MHz sont définis: nous déterminons tout d'abord les caractéristiques géométriques qui leur permettent d'être adaptés à cette fréquence et dans la bande de fréquences radiométrique 2-4 GHz. Cette étape réalisée, leurs diagrammes de dépôt de puissance à la fréquence de chauffage et de contribution à la puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre sont analysés et discutés.

En site clinique, les antennes doivent épouser les formes imposées par les cathéters implantés pour la Curiethérapie, nous analysons donc les incidences de la contrainte de forme imposée à l'applicateur sur la répartition de puissance. Lors d'une séance d'hyperthermie O.R.L., le milieu dans lequel est implanté l'applicateur n'est pas toujours homogène, l'influence du positionnement de l'applicateur dans ce milieu sur la répartition de puissance est prise en compte.

Puis nous étudions le comportement électromagnétique résultant de l'association de deux applicateurs insérés dans un même cathéter formant une boucle. A titre d'illustration, la densité de puissance déposée par une implantation réelle réalisée lors d'expériences animales est calculée et l'élévation de température induite par ce dépôt de puissance déterminée en chaque point du milieu.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés à différents types d'applicateurs endocavitaires utilisés dans le traitement de l'adénome prostatique pour un fonctionnement en émission à la fréquence de 915 MHz (chauffage).

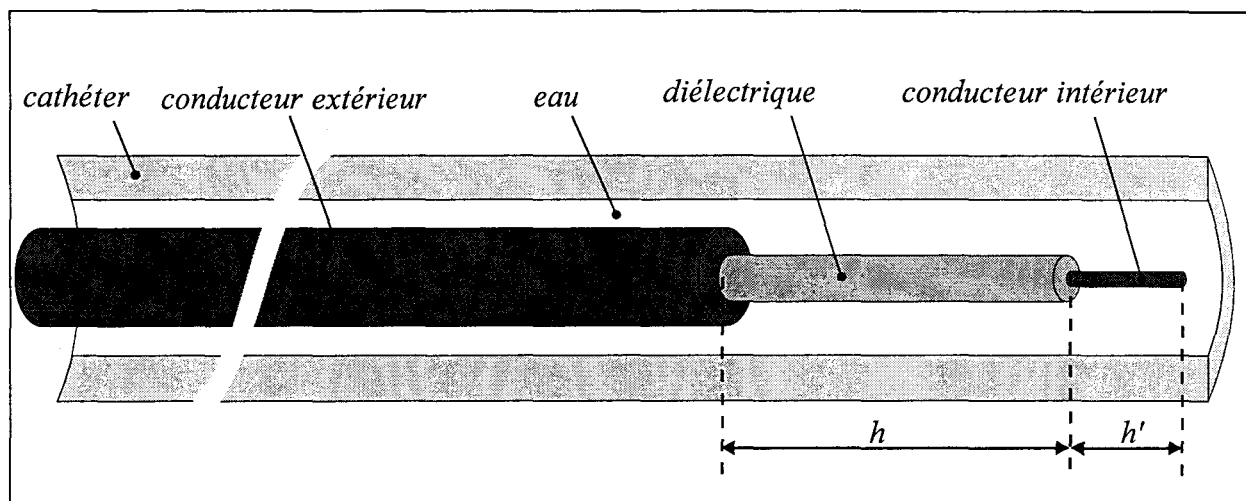


figure III-1: Description d'un applicateur interstitiel inséré dans un cathéter rempli d'eau

Le premier d'entre eux est un applicateur urétral dont le comportement électromagnétique est étudié à la fréquence de chauffage et dans la bande radiométrique. Afin d'obtenir un diagramme de densité de puissance adapté aux tumeurs à traiter, différents applicateurs de type rectal sont ensuite caractérisés.

Enfin, en vue de leur utilisation dans le traitement des tumeurs prostatiques étendues, les deux types d'applicateurs (urétral et rectal) sont considérés en fonctionnement simultané; l'influence de la distance entre ces deux applicateurs et de la répartition de puissance sur la densité de puissance absorbée par le milieu est alors mise en évidence.

III-1 Appicateurs interstitiels

Notre démarche consiste à déterminer le comportement électromagnétique d'un applicateur interstitiel rectiligne, puis à étudier une structure formée de deux applicateurs insérés dans un même cathéter. Cette structure couramment rencontrée en hyperthermie interstitielle est appelée "demi-boucle". Enfin, l'association de plusieurs demi-boucles caractérise une implantation réelle. Un exemple de la densité de puissance déposée lors d'une implantation clinique et des gradients thermiques qui en découlent est présenté.

III-1-1 Adaptation électromagnétique

Les applicateurs doivent impérativement fonctionner en émission, à la fréquence de chauffage de 434 MHz, et en réception, dans la bande de fréquences radiométrique 2-4 GHz en tant que capteur de bruit thermique, l'adaptation en puissance des applicateurs est donc étudiée dans ces deux gammes de fréquences.

III-1-1-1 *A la fréquence de chauffage*

La figure III-1 rappelle la structure générale d'un applicateur interstitiel défini au paragraphe §I-2-1-2. Afin de traiter différents volumes tumoraux, le clinicien doit disposer d'une palette d'antennes dont chacune est caractérisée par une répartition de densité de puissance plus ou moins étendue.

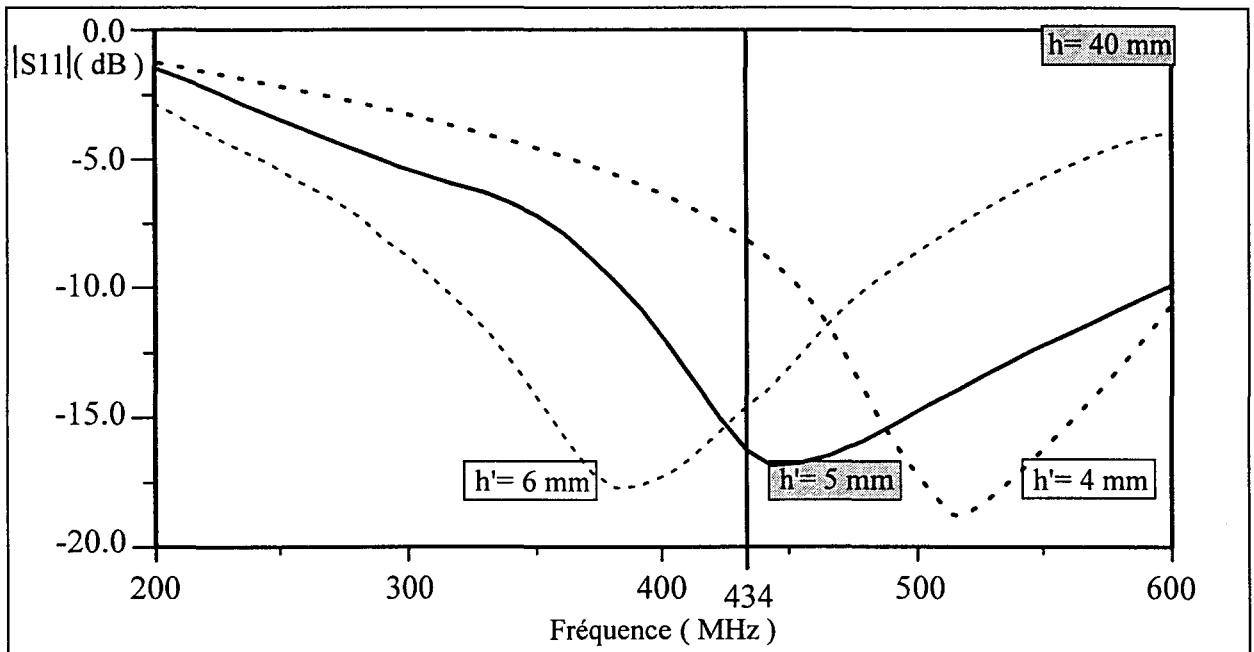


figure III-2: Evolution fréquentielle théorique du coefficient de réflexion de l'applicateur, pour différentes longueurs h' , lorsque h est fixé à 40 mm; l'applicateur est plongé dans de l'eau salée à 6 g/l

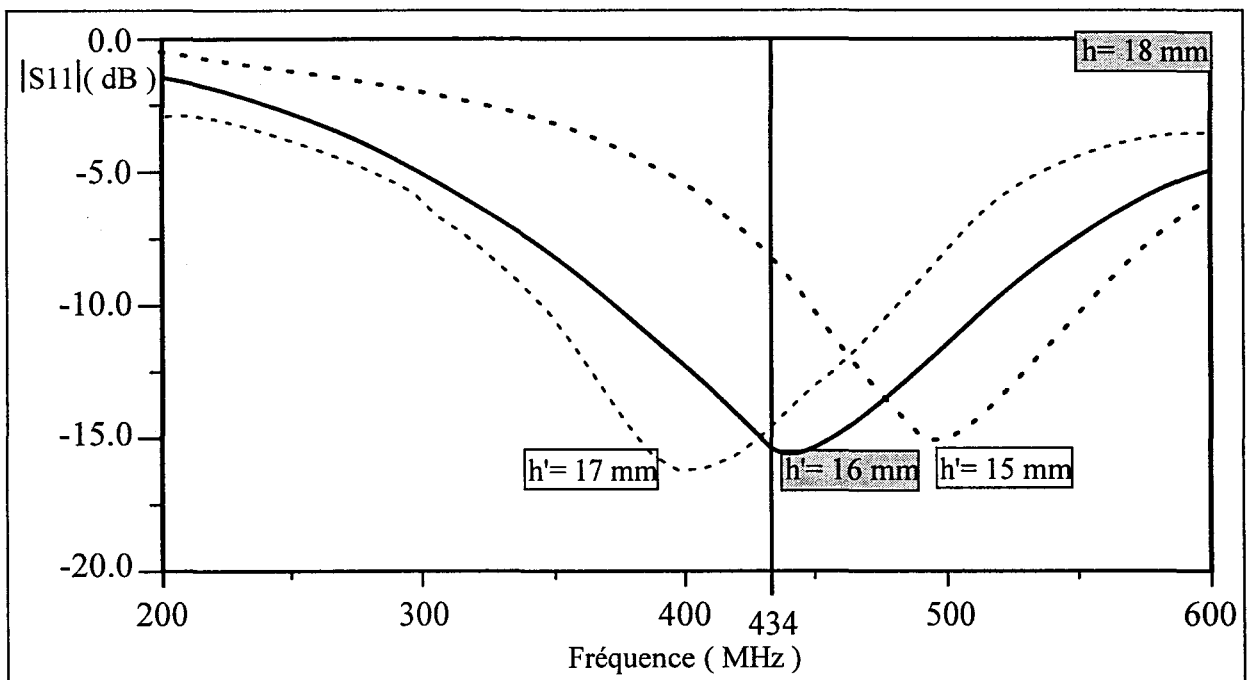


figure III-3: Evolution fréquentielle théorique du coefficient de réflexion de l'applicateur, pour différentes longueurs h' , lorsque h est fixé à 18 mm; l'applicateur est plongé dans de l'eau salée à 6 g/l

Il faut déterminer la géométrie des différents applicateurs qui peuvent fonctionner à la fréquence de chauffage. Lors de nos simulations, la longueur h est fixée et la longueur h' varie par dichotomie par pas de 1 mm. Nous retenons le couple de valeur $h-h'$ lorsque le coefficient de réflexion, à la fréquence de chauffage, est le plus faible possible.

La symétrie de révolution des structures nous permet de mener une étude théorique bidimensionnelle en coordonnées cylindriques. Les caractéristiques du maillage, qui nécessitent 125 Mo de mémoire vive, sont présentées dans le tableau suivant.

Direction	Ox	Oz
Pas de maillage	$\Delta x=0,05$ mm	$\Delta z=0,1$ mm
Nombre de pas	400	1200
Distance maillée	$Lx=20$ mm	$Lz=120$ mm

tableau 11

Le pas suivant l'axe Ox est nécessairement très petit, compte tenu des dimensions du câble UT34 utilisé pour la réalisation des applicateurs. Les pas spatiaux étant petits, le pas temporel diminue et le nombre d'itérations nécessaire à l'établissement du régime stationnaire augmente. Le temps de calcul s'en trouve donc accru. Une telle structure demande près de 15 heures de temps de calcul sur notre station de travail.

La figure III-2 illustre un exemple de l'évolution du coefficient de réflexion, dans une faible bande de fréquences autour de 434 MHz, en fonction de la longueur h' lorsque h est égal à 40 mm. Sur ce graphe, nous identifions le couple $h=40$ mm et $h'=5$ mm. Une seconde illustration (figure III-3), avec une longueur h égale à $h=18$ mm fait apparaître un autre couple assurant une bonne adaptation: $h=18$ mm et $h'=16$ mm.

L'ensemble des couples retenus après ces simulations est présenté dans le tableau ci-dessous. Afin d'obtenir une confirmation expérimentale ces applicateurs sont réalisés. Le relevé du module du coefficient d'adaptation électromagnétique à la fréquence de chauffage de chacun d'eux est effectué à l'aide de l'analyseur de réseau. Nous présentons les résultats dans le tableau 12.

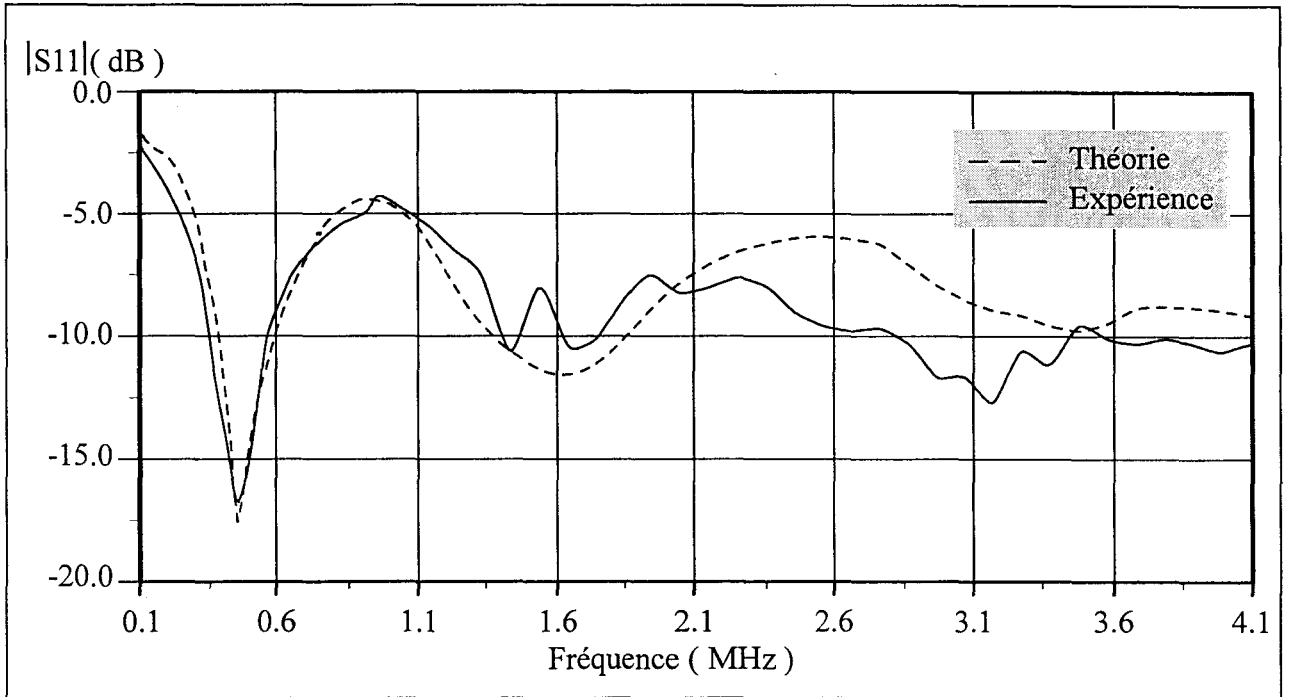


figure III-4: Evolutions fréquentielles théorique et expérimentale du coefficient de réflexion de l'applicateur plongé dans de l'eau salée à 6 g/l, pour $h=40$ mm et $h'=5$ mm

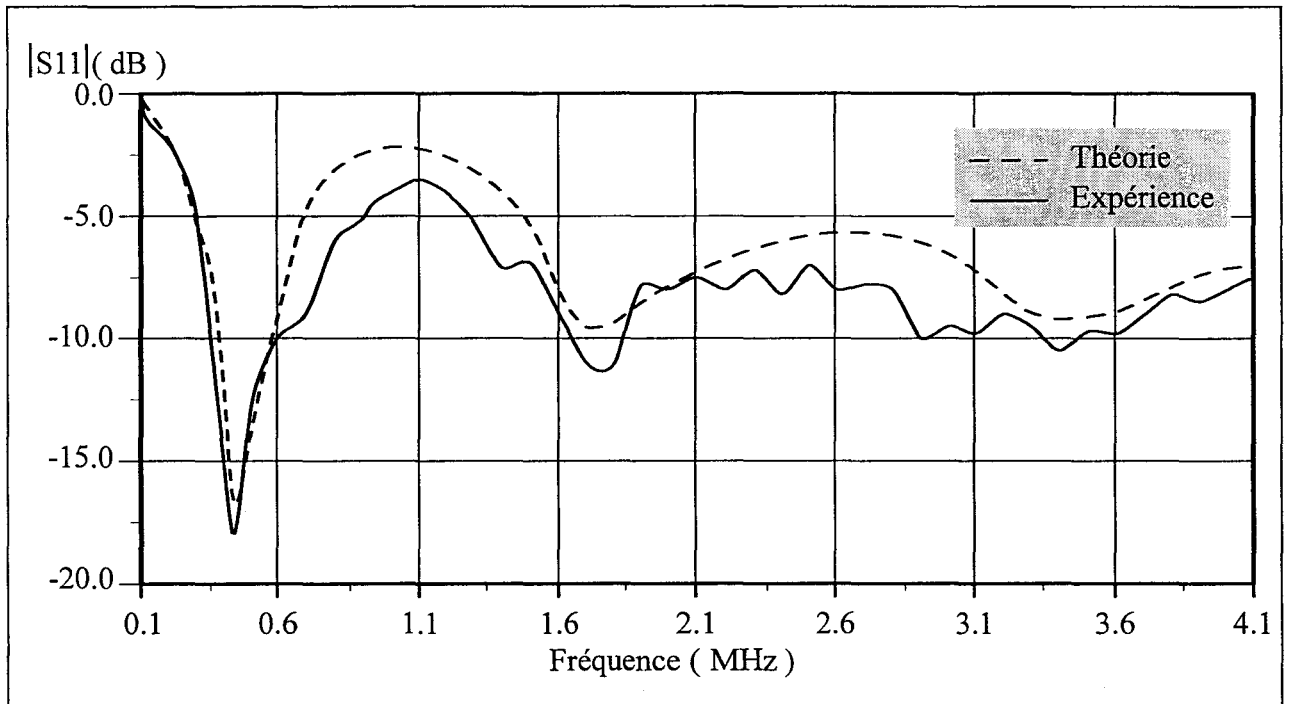


figure III-5: Evolutions fréquentielles théorique et expérimentale du coefficient de réflexion de l'applicateur plongé dans de l'eau salée à 6 g/l, pour $h=18$ mm et $h'=16$ mm

h	62	50	40	35	30	25	20	18	15
h'	0	1	5	7	8	11	14	16	17
h+h'	62	51	45	42	38	36	34	34	32
S11 expé (dB)	-20	-14	-17	-20	-18	-17	-15	-18	-18

tableau 12

Notons que le coefficient de réflexion expérimental est toujours inférieur à -10 dB, ces applicateurs répondent donc, sur ce point, aux contraintes fixées dans le cahier des charges.

III-1-1-2 Dans la bande de fréquences radiométrique

Nous étudions plus précisément les applicateurs caractérisés par les couples: h=40 h'=5 et h=18 h'=16. En effet, la somme des longueurs h+h' étant très différente (tableau 12), une palette d'antennes de longueurs actives différentes est donc à la disposition du clinicien. D'après le cahier des charges, l'applicateur doit également fonctionner comme capteur dans la bande de fréquences radiométrique.

Les figures III-4 et III-5, comparent les évolutions fréquentielles théoriques et expérimentales des coefficients de réflexion dans la bande 0,1-4,1 GHz. Les évolutions théoriques sont obtenues par la méthode de la (F.D.)²T.D.. En particulier, les deux couples h-h' présentent un coefficient de réflexion expérimental (traits pleins) inférieur à -7 dB dans toute la bande radiométrique (2-4 GHz) et proche de -10 dB sur une bande de plus de 1 GHz. Ces applicateurs peuvent donc être utilisés comme capteurs radiométriques dans cette bande de fréquence.

La bonne concordance entre les évolutions théoriques et expérimentales valide notre modèle et nous permettra de simuler ultérieurement les modifications sur l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion compte tenu de l'implantation réelle.

III-1-2 Densité de puissance déposée

L'étape suivante consiste à définir le diagramme de dépôt de puissance à la fréquence de chauffage de chaque applicateur et le diagramme de contribution à la puissance captée dans la bande de fréquences radiométrique.

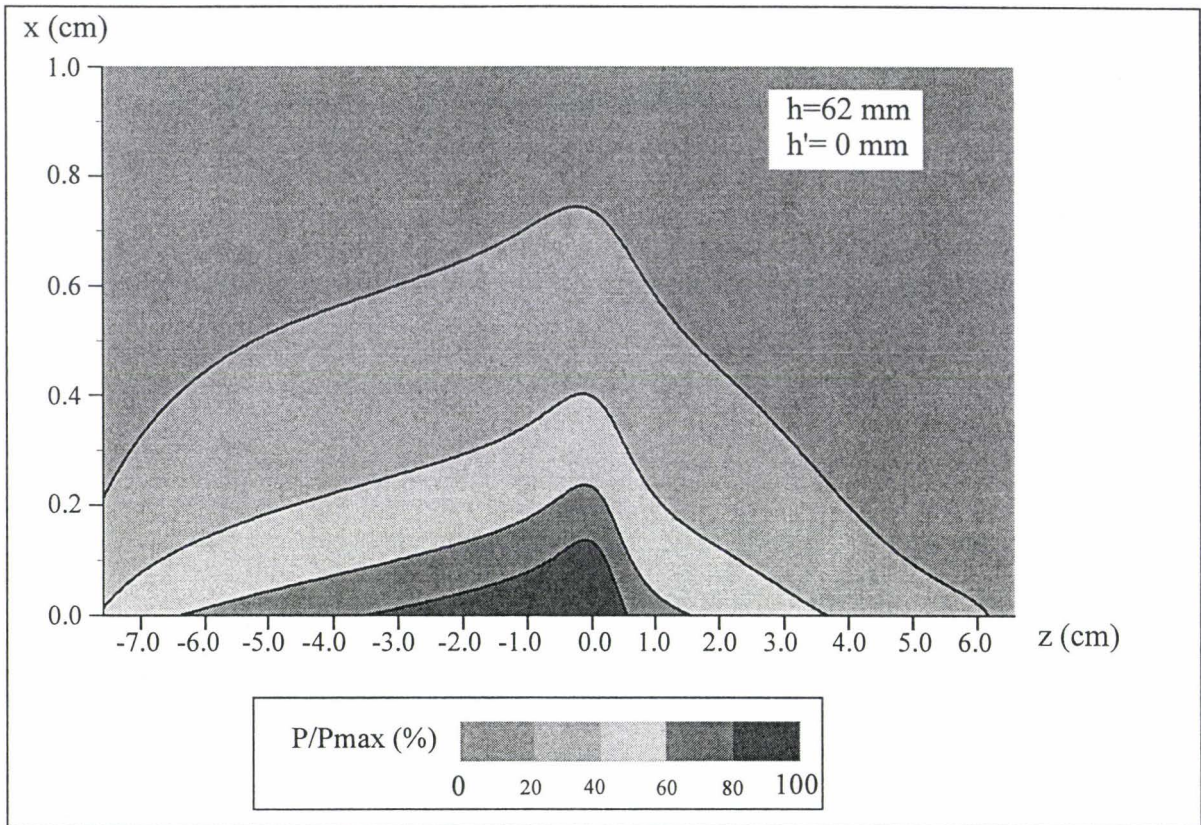


figure III-6: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur de longueurs $h=62$ mm et $h'=0$ mm, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

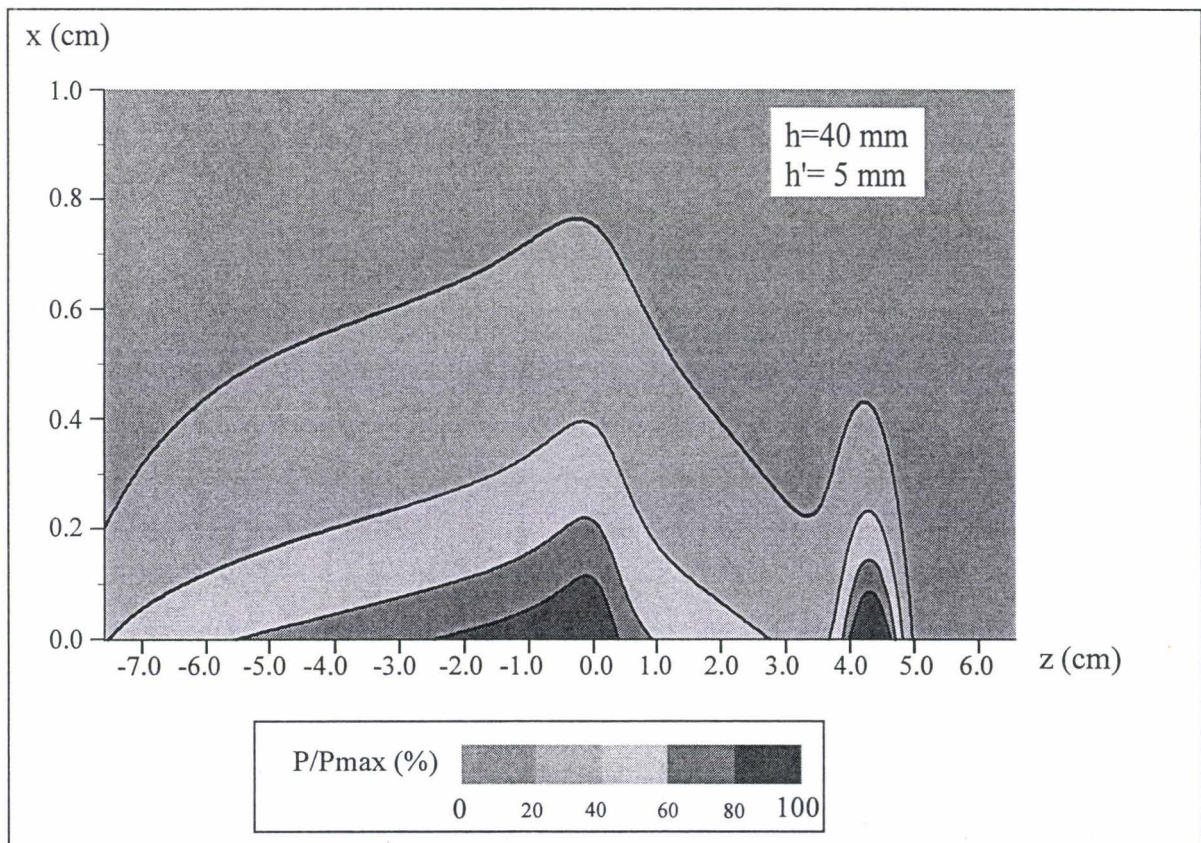


figure III-7: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

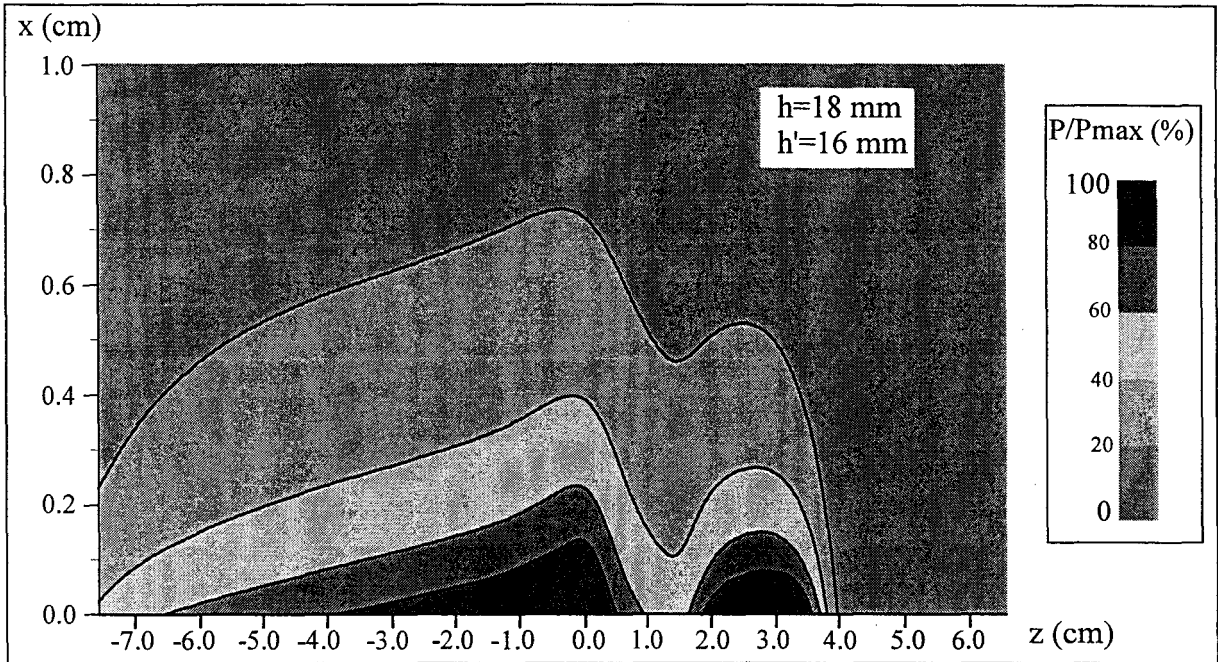


figure III-8: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur de longueurs $h=18$ mm et $h'=16$ mm, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

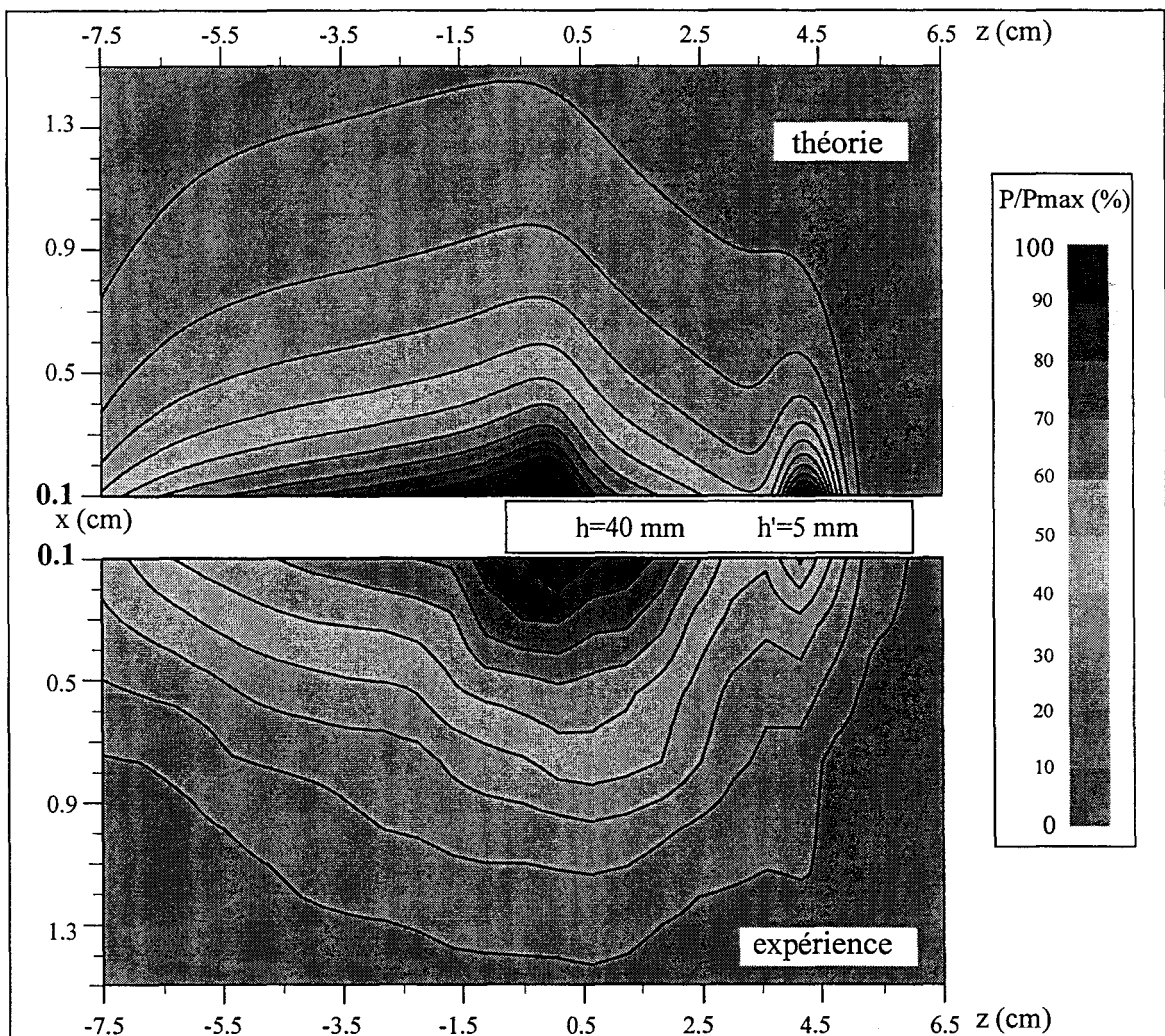


figure III-9: Comparaison entre les évolutions théorique et expérimentale de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz sur un applicateur de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur située dans le plan de jonction à **une distance de 1 mm du cathéter**

III-1-2-1 A la fréquence de chauffage

L'élévation de température en chaque point est directement liée à la puissance déposée en ce point. La densité de puissance déposée par trois applicateurs, de couples h-h' différents, est calculée par la F.D.T.D. à la fréquence de chauffage. Les caractéristiques du maillage réalisé sont identiques aux précédentes.

Les figures III-6, III-7 et III-8 présentent, dans un plan longitudinal, les densités de puissances théoriques déposées dans le muscle à la fréquence de 434 MHz, respectivement pour les couples h-h' (en millimètres) suivants: 62-0, 40-5, 18-16.

Il apparaît que, pour ces différents applicateurs, la décroissance de la puissance dans le plan de jonction est identique. La longueur L_p (définie § II-3-1-1) est donc commune aux applicateurs et égale à 4 mm. La zone thérapeutique s'étend donc sur une même distance pour les trois couples h-h' rencontrés. De même, l'évolution de la puissance dans le demi plan $z < 0$ n'est pas modifiée par le choix des longueurs. Seule diffère la densité de puissance au voisinage de la partie dénudée du conducteur central. En effet, la brusque variation de permittivité que crée une longueur h' non nulle, fait apparaître un second maximum de puissance à l'extrémité du diélectrique. Toutefois, malgré la présence de ce second maximum, la longueur totale sur laquelle la puissance est déposée est proportionnelle à la somme des longueurs h+h'. Les antennes dites réduites présentent donc l'intérêt de pouvoir être utilisées dans le traitement de tumeurs peu volumineuses. De plus, leur encombrement inférieur à celui des antennes simples facilite le positionnement par le clinicien.

La figure III-9 permet de comparer les densités de puissance théorique et expérimentale de l'applicateur h=40 mm h'=5 mm. Nous avons vu, dans le chapitre précédent, que les valeurs mesurées à moins d'un millimètre du cathéter ne sont pas représentatives de la densité de puissance déposée par l'antenne dans le milieu. Afin que la comparaison soit significative, les valeurs calculées sont normalisées à la valeur située dans le plan de jonction de l'applicateur, **à 1 mm du cathéter**. Les relevés sont également réalisés à une distance minimale de 1 mm. Un point de mesure est relevé tous les centimètres parallèlement à l'axe Oz et tous les deux millimètres perpendiculairement à cet axe. Afin de pouvoir comparer les densités de puissance théorique et expérimentale, les valeurs relevées sont entrées dans un logiciel graphique (UNIRAS) et les lieux exacts des isopuissances sont interpolés par la méthode des moindres carrés.

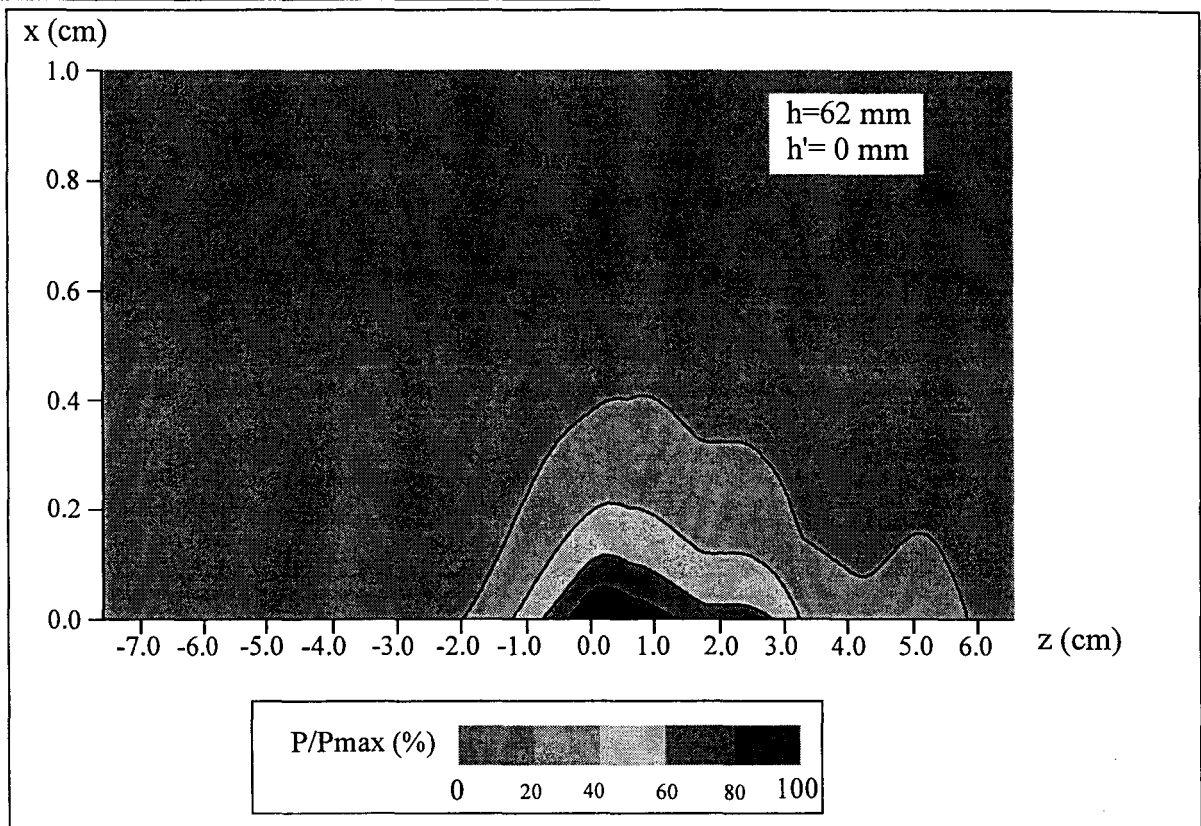


figure III-10: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 3 GHz pour un applicateur de longueurs $h=62$ mm et $h'=0$ mm, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

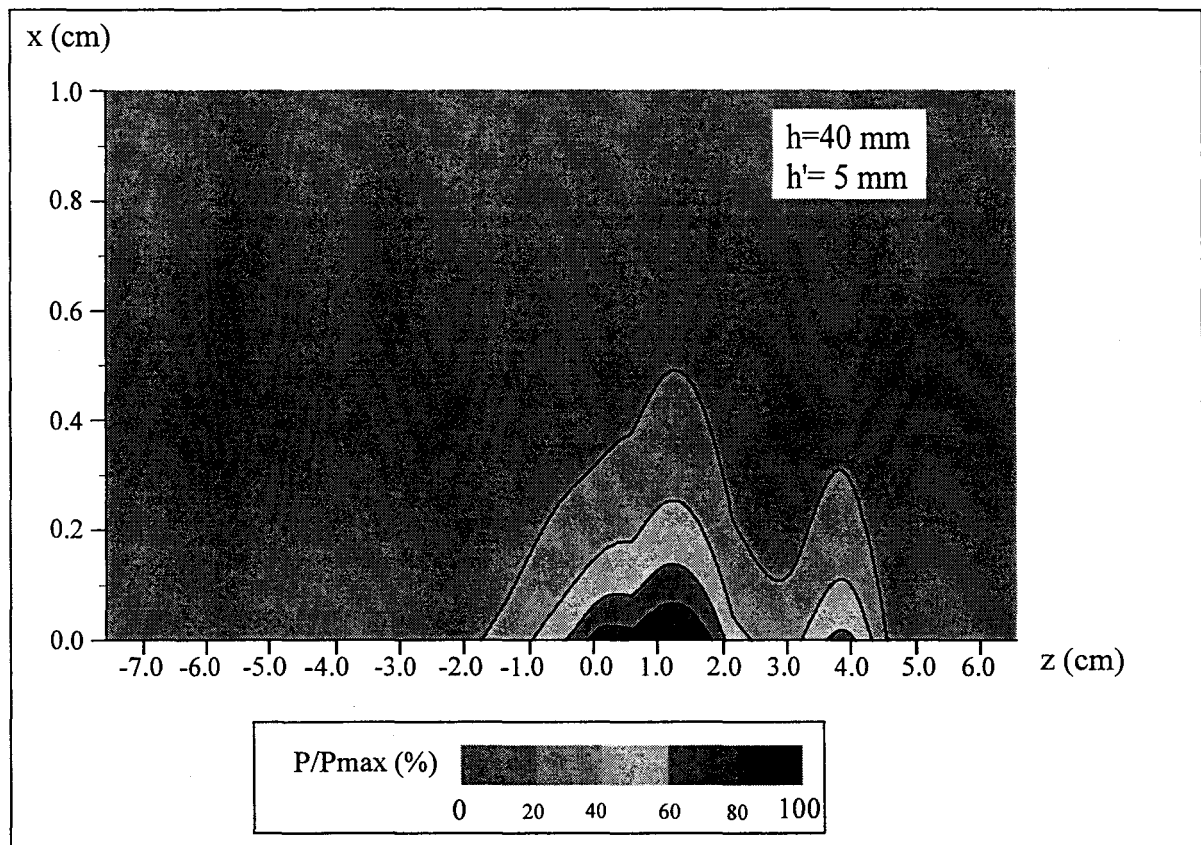


figure III-11: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 3 GHz pour un applicateur de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

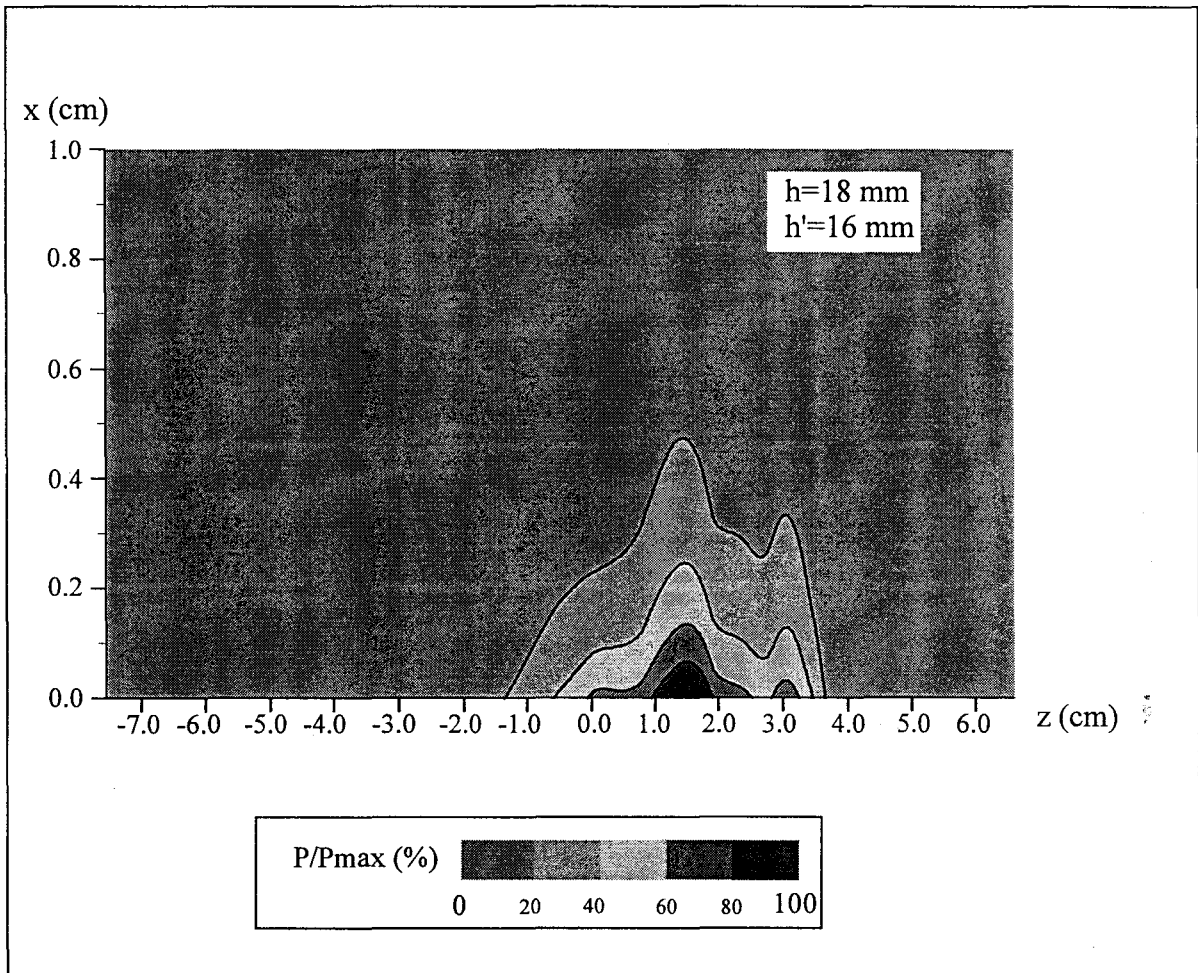


figure III-12: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 3 GHz pour un applicateur de longueurs $h=18\text{ mm}$ et $h'=16\text{ mm}$, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

Expérimentalement, un second maximum est détecté à l'abscisse z auquel le conducteur central est dénudé. Toutefois, il existe des différences notables entre les évolutions expérimentales et théoriques au voisinage de ce point. En effet, les valeurs expérimentale et théorique y sont respectivement égales à 65 % et à 95 % de la puissance maximale. Cette différence est due à la présence d'une antenne réceptrice de diamètre supérieur à l'applicateur. La perturbation apportée par cette antenne n'est donc pas négligeable. Malgré cette différence d'amplitude dans la zone précitée, les allures sont comparables et les isopuissances théoriques et expérimentales s'étendent sur des distances similaires.

Compte tenu de nos méthodes de mesure, l'approche expérimentale peut apporter une première approximation de l'allure de la densité de puissance déposée par une antenne à la fréquence de chauffage.

Le fonctionnement des applicateurs en émission est donc défini, l'utilisation en tant que capteur radiométrique peut être étudiée.

II-1-2-2 A la fréquence centrale du radiomètre

Le diagramme de contribution à la puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre (3GHz) est déterminé en calculant la densité de puissance déposée dans le milieu, par les applicateurs, à cette fréquence. En effet, de part le principe de réciprocité des antennes, le lobe de rayonnement en émission à une fréquence donnée est identique lorsque cette antenne fonctionne en réception à cette fréquence. Pour calculer cette densité de puissance, nous utilisons un maillage identique au précédent. La fréquence, sept fois plus élevée que la fréquence de chauffage, nécessite sept fois moins d'itérations temporelles pour atteindre l'état stationnaire (§I-3-2-8). Le temps de calcul est donc sept fois plus court.

Les figures III-10, III-11 et III-12 présentent les densités de puissances calculées à la fréquence de 3 GHz pour les trois applicateurs étudiés.

Quel que soit l'applicateur, l'isopuissance 20% s'étend sur moins de 6 mm en profondeur. Il est à noter que même lorsque la longueur h est nulle (figure III-10) la densité de puissance possède plusieurs maxima. Ces maxima ne sont donc pas le résultat, au contraire des évolutions calculées précédemment, de la rupture de permittivité qui apparaît lorsque le conducteur central est dénudé.

A 3 GHz, la longueur dénudée de l'antenne est plus de 5 fois supérieure à la longueur d'onde dans l'eau salée à 6 g/l (égale à 1,14 cm). Ce multiple de longueur d'ondes induit un système d'ondes stationnaires et donc la présence de plusieurs maxima.

Il apparaît sur les figures que la valeur maximale de la densité de puissance, localisée dans le plan de jonction à la fréquence de 434 MHz, se décale vers les valeurs positives de z lorsque la longueur h' augmente. Toutefois, la majeure partie de la puissance est déposée dans les 2 cm de part et d'autre du plan de jonction. Ce volume contribue donc essentiellement à la détermination de la puissance de bruit d'origine thermique. La température radiométrique relevée est une température résultant de la somme des différentes températures en chaque point de ce volume, pondérées par le diagramme de rayonnement de l'antenne.

La densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage et le diagramme de contribution à la puissance de bruit captée, dans un milieu fantôme sont maintenant définis.

Cependant, nous avons considéré une antenne ne subissant pas de déformation géométrique; or, l'utilisation clinique lui impose de s'insérer dans un cathéter implanté. Une courbure suivant l'axe Oz apparaît et modifie le diagramme de rayonnement.

III-1-2-3 Influence de la courbure de l'applicateur

A l'encontre de l'applicateur rectiligne, aucune symétrie géométrique ne caractérise l'applicateur inséré dans un cathéter implanté. Le modèle électromagnétique nécessite une résolution tridimensionnelle. Par commodité pour le maillage de la déformation, le pas est choisi identique suivant les trois directions de l'espace. Cependant, des études ultérieures pourront améliorer le modèle. Les caractéristiques du maillage réalisé sont présentées dans le tableau 13 ci-dessous.

Direction	Ox	Oy	Oz
Pas de maillage	$\Delta x=0,05$ mm	$\Delta y=0,05$ mm	$\Delta z=0,05$ mm
Nombre de pas	320	60	1800
Distance maillée	$Lx=16$ mm	$Ly=3$ mm	$Lz=90$ mm

tableau 13

Cette structure nécessite environ 230 Mo de mémoire vive et un temps de calcul important (~60 heures). Une étude permettant de prendre en compte la symétrie de la structure est actuellement en cours, elle devrait permettre de diminuer la mémoire vive et le temps de calcul nécessaire.

Caractérisation des applicateurs

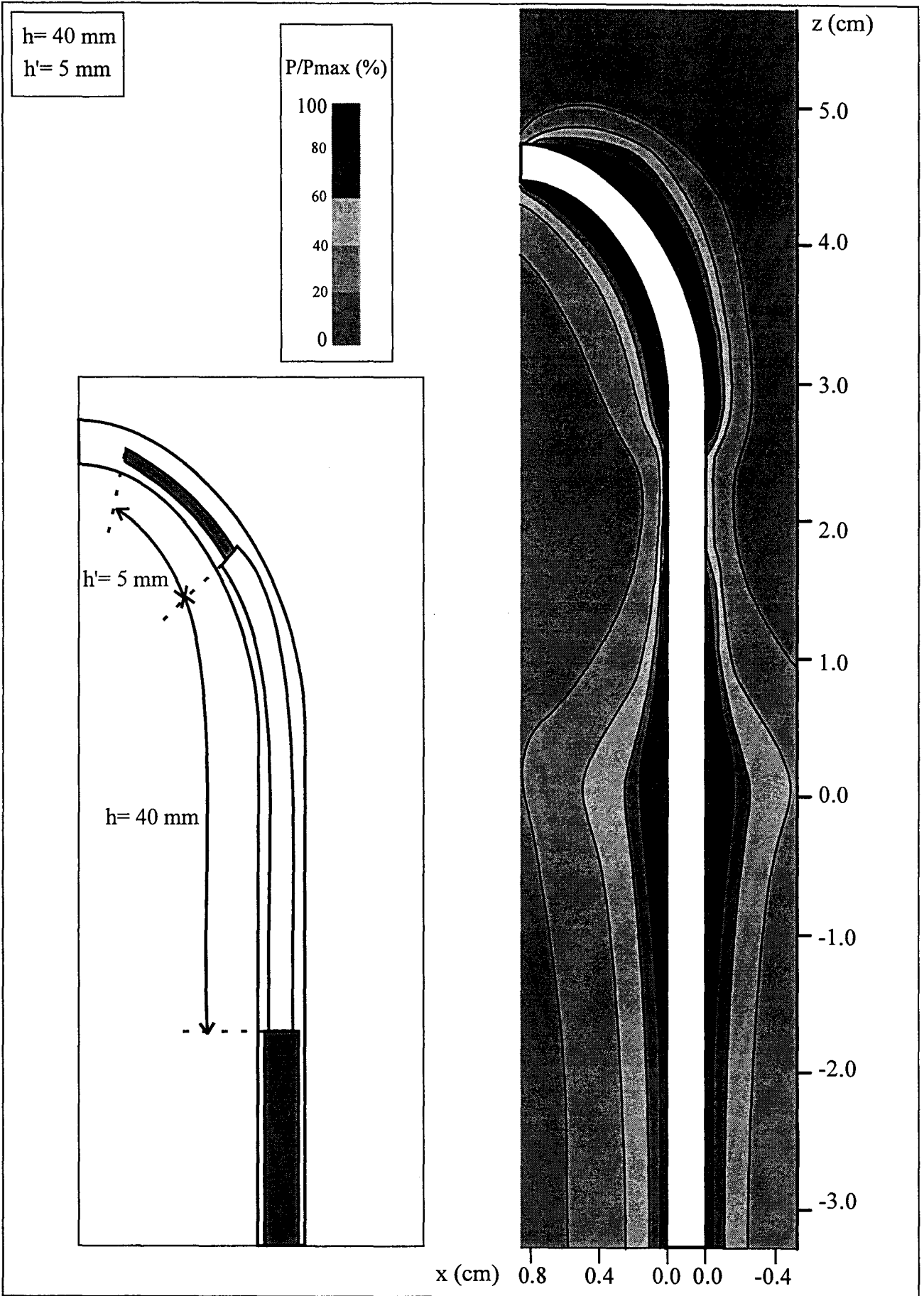


figure III-13: Evolution théorique normalisée de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm, l'applicateur suit une courbure simulant la déformation subie lors de l'implantation sur patient

Le diagramme de densité de puissance obtenu par simulation est présenté (figure III.13) dans un plan de coupe longitudinal permettant de visualiser la courbure de l'antenne. La répartition du dépôt de puissance ne se trouve pas modifiée dans le demi-plan $z < 0$. En revanche, une modification importante est visible à partir de $z = 3$ cm. Dans cette zone, nous trouvons le second maximum au voisinage du point à partir duquel le conducteur central est dénudé et l'isopuissance 80 % s'étend sur plus d'un centimètre le long de l'applicateur. Toutefois, il n'apparaît pas de modifications essentielles dans le comportement de l'antenne et les déformations géométriques imposées à l'antenne par les demi-boucles de cathéter ne créent que des modifications minimales de la répartition de densité de puissance déposée.

Des études similaires réalisées sur des applicateurs de couple $h-h'$ différent ($h=62$ mm, $h'=0$ mm ou $h=18$ mm, $h'=16$ mm) amènent aux mêmes conclusions.

Par ailleurs, l'implantation réelle induit éventuellement l'existence d'une interface muscle-air qui modifie notablement la répartition de densité de puissance.

III-1-3 Influences du positionnement de l'applicateur

La figure III-14 présente une demi-boucle formée par un cathéter. La longueur sur laquelle l'antenne est insérée dans le cathéter n'est pas constante et dépend de la localisation de la tumeur. Une longueur minimale à partir de laquelle la qualité de l'adaptation électromagnétique répond au cahier des charges est définie.

Nous voyons sur la figure que le cathéter traverse le plancher buccal et débouche dans la cavité buccale. Si l'antenne est trop enfoncée, l'extrémité de celle-ci risque de se trouver dans l'air. Afin de quantifier les modifications apportées sur le diagramme de densité de puissance par la présence d'air, nous simulons diverses antennes rectilignes dont l'extrémité est dans l'air.

III-1-3-1 Sur l'adaptation électromagnétique

Le couple $h=40$ mm et $h'=5$ mm permet de réaliser un applicateur de longueur moyenne vis-à-vis des autres couples possibles. L'influence, sur le coefficient de réflexion, de la longueur sur laquelle il est inséré dans les tissus est étudiée.

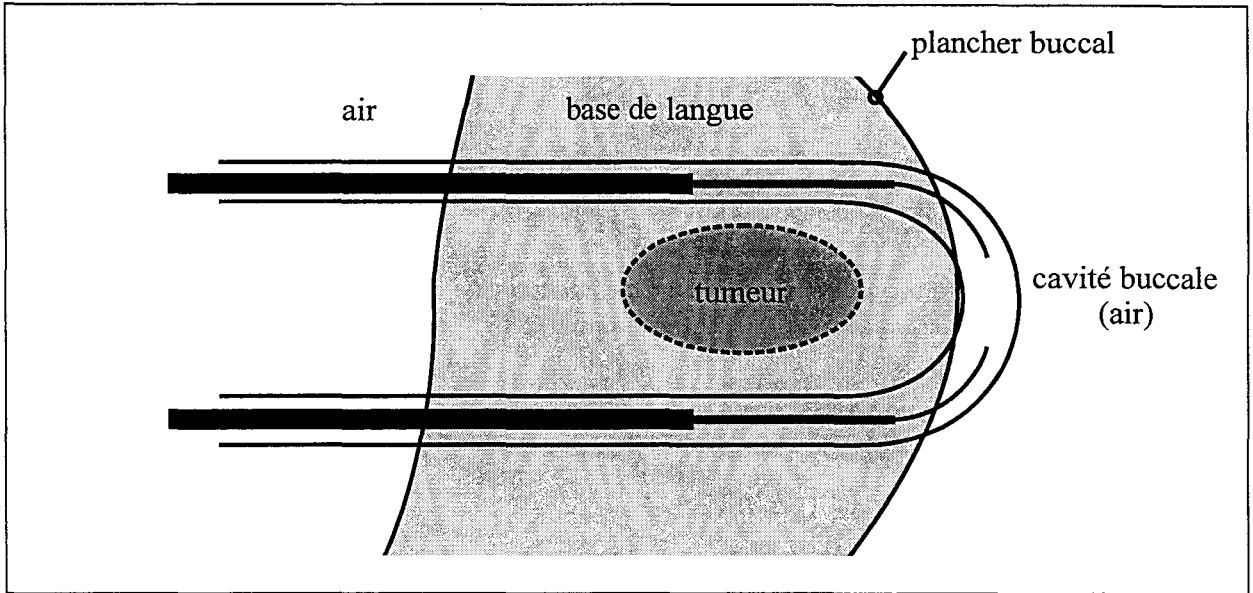


figure III-14: Schéma d'une demi-boucle implantée dans une base de langue- le cathéter débouche dans le voile du palais

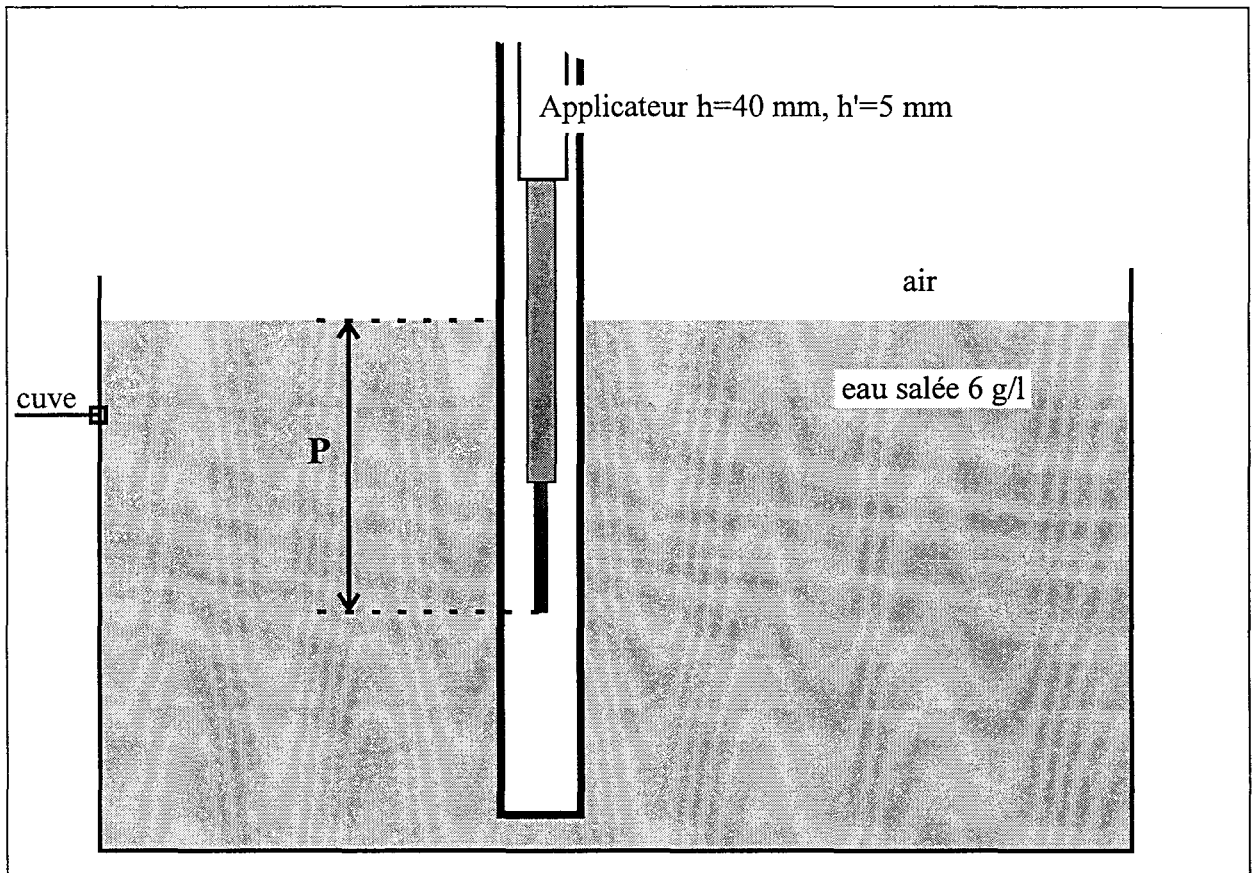


figure III-15: Schéma d'un applicateur de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm plongé dans une cuve remplie d'eau salée à 6 g/l - notons la distance **P** entre l'interface air-eau salée et l'extrémité du conducteur central du câble coaxial

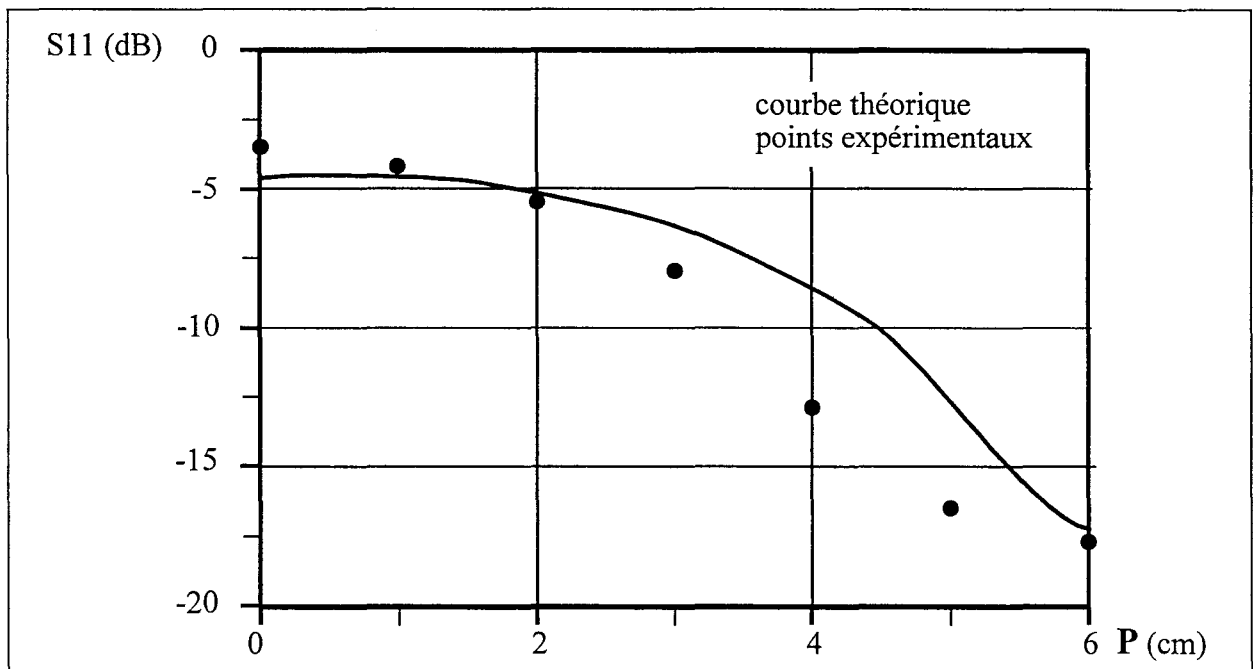


figure III-16: Comparaison entre les évolutions théorique et expérimentale du coefficient de réflexion à la fréquence de 434 MHz, en fonction de la distance P , d'un applicateur de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm

La figure III-15 schématise l'étude réalisée: l'applicateur est plongé partiellement dans de l'eau salée à 6 g/l. L'interface air-eau salée est perpendiculaire à l'axe Oz . La profondeur P définit la distance entre l'interface et l'extrémité de l'antenne.

Dans un premier temps, les différents coefficients de réflexion de l'applicateur à la fréquence de chauffage en fonction de P sont relevés sur un analyseur de réseau. Cette longueur est modifiée de centimètre en centimètre jusqu'à ce que le coefficient de réflexion soit très inférieur à -10 dB. Dans un second temps, nous effectuons une série de simulations du coefficient de réflexion de cet applicateur partiellement plongé dans le milieu aqueux. A chaque modélisation la profondeur P , nulle initialement, est augmentée par pas de 2 mm.

Notons que nous n'exploitons les résultats qu'à une fréquence donnée, le modèle choisi ne prend donc pas en compte l'évolution fréquentielle des permittivités des milieux. La symétrie de révolution de la structure permet une étude bidimensionnelle. Ces calculs ne sont donc pas très demandeurs de temps et de mémoire vive.

Les résultats expérimentaux et théoriques ainsi obtenus sont comparés. Figure III-16 sont présentés les points de mesure et la courbe théorique reconstruite à partir des points obtenus par la F.D.T.D. (espacés de 2 mm). Les évolutions sont similaires et dans les deux cas une distance P de plus de 3,5 cm permet d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB à la fréquence de chauffage. L'applicateur répond alors à l'une des contraintes fixées dans le cahier des charges.

L'influence sur le coefficient de réflexion à la fréquence de chauffage de la profondeur d'implantation de l'antenne dans le cathéter ne constitue pas un obstacle à son utilisation.

La répartition de la densité de puissance déposée dans le muscle est étudiée lorsque l'extrémité de l'antenne est dans l'air.

III-1-3-2 *Sur la densité de puissance déposée*

Nous étudions trois applicateurs différents dont les longueurs présentes dans l'air, notées " L_{air} ", diffèrent. Une symétrie de révolution des structures simulées autorise l'utilisation d'un modèle bidimensionnel et la discrétisation des équations de MAXWELL en coordonnées cylindriques.

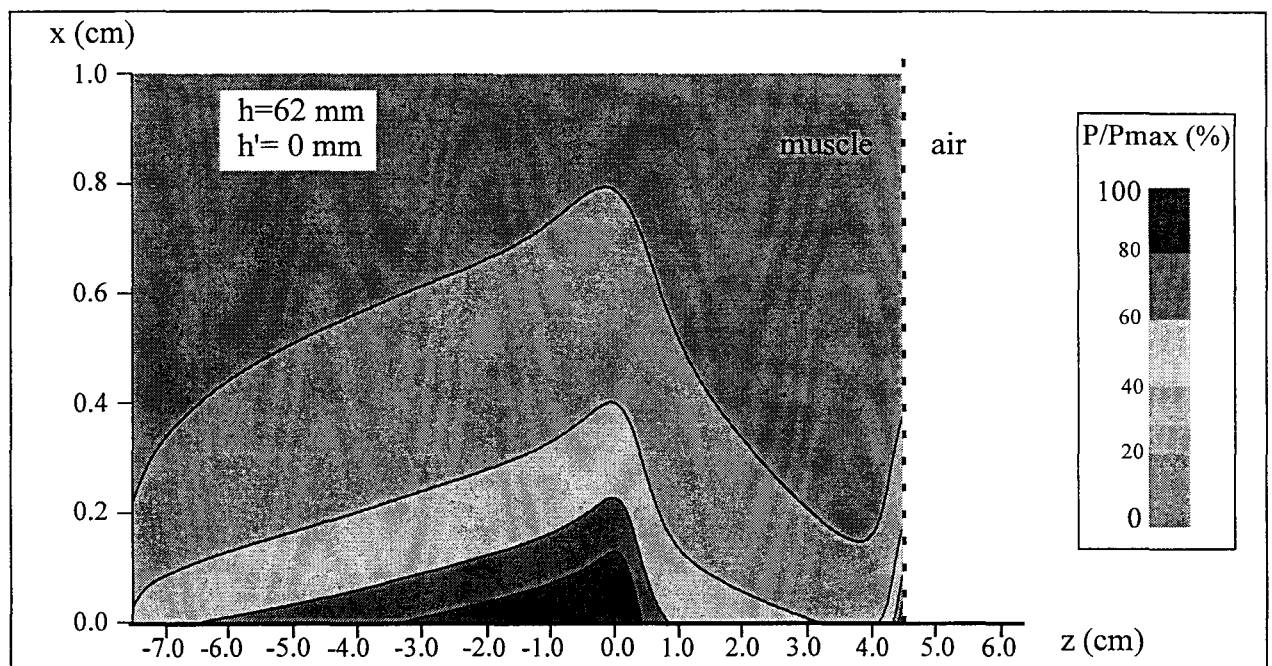


figure III-17: Evolution théorique de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur (h=62 mm et h'= 0 mm) implanté dans un milieu composé de muscle pour $z < 4.5$ cm et d'air pour $z > 4.5$ cm - les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale située contre le cathéter dans le plan de jonction

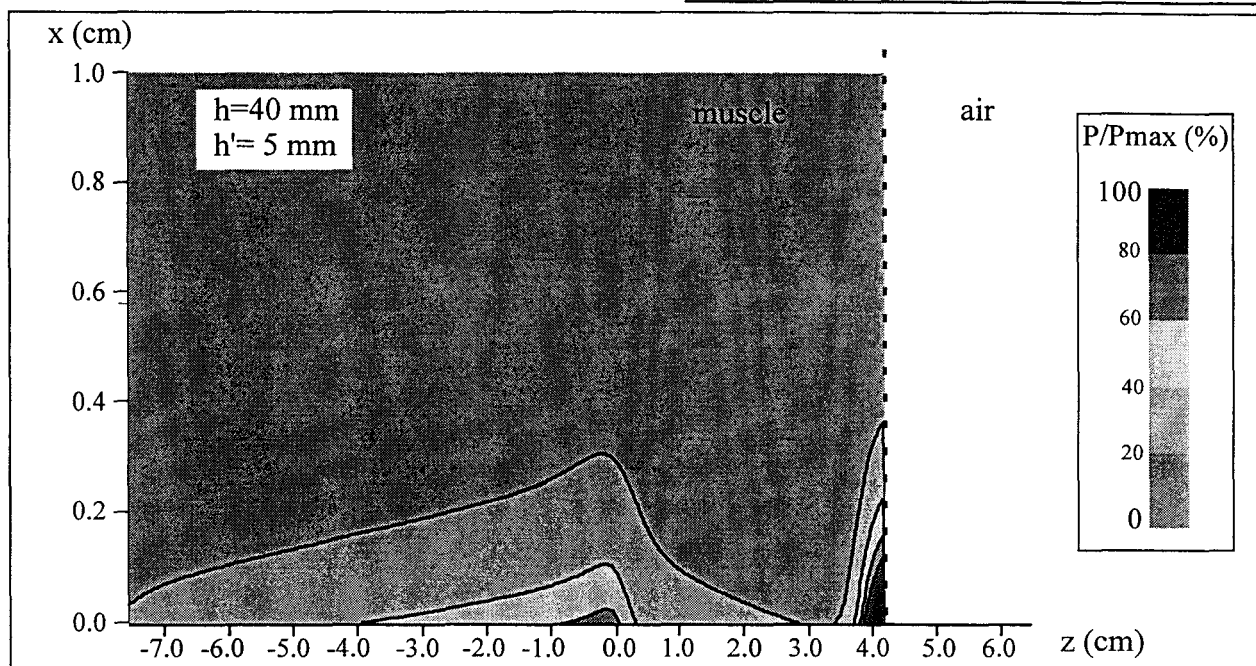


figure III-18: Evolution théorique de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur ($h=40$ mm et $h'=5$ mm) implanté dans un milieu composé de muscle pour $z < 4.2$ cm et d'air pour $z > 4.2$ cm - les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale située à l'interface muscle-air

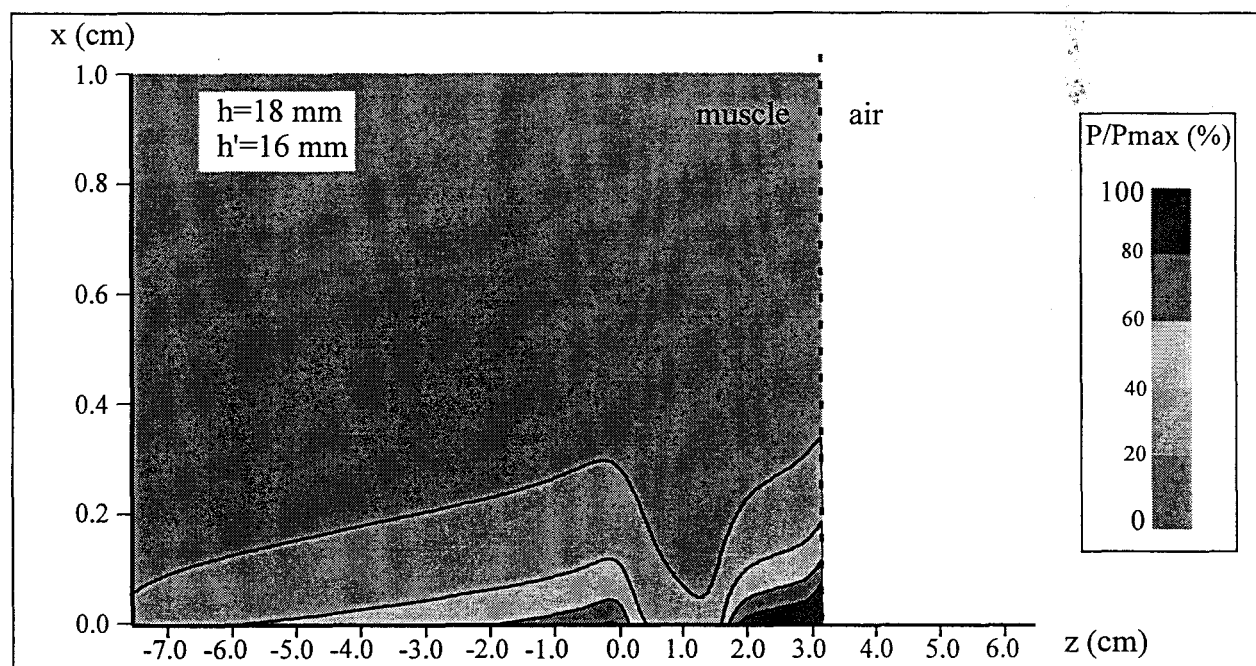


figure III-19: Evolution théorique de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz pour un applicateur ($h=18$ mm et $h'=16$ mm) implanté dans un milieu composé de muscle pour $z < 3.2$ cm et d'air pour $z > 3.2$ cm - les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale située à l'interface muscle-air

Les caractéristiques du maillage sont les suivantes:

Direction	Ox	Oz
Pas de maillage	$\Delta x=0,05$ mm	$\Delta z=0,1$ mm
Nombre de pas	400	1400
Distance maillée	$Lx=20$ mm	$Lz=140$ mm

tableau 14

Sur la figure III-17 est présentée la densité de puissance normalisée déposée théoriquement dans le muscle par un applicateur de longueurs $h=62$ mm et $h'=0$ mm alors que la longueur L_{air} est égale à 1,7 cm. Le maximum de densité de puissance déposée est repéré dans le plan de jonction, mais un second maximum supérieur à 80 % du premier maximum est constaté contre le cathéter à l'interface air-muscle.

Les figures III-18 et III-19 sont le résultat d'études théoriques sur la répartition de la puissance déposée dans le muscle par des applicateurs de longueurs respectives $h=40$ mm, $h'=5$ mm et $h=18$ mm, $h'=16$ mm. Les longueurs L_{air} sont respectivement égales à 3 mm et 2 mm. Les isopuissances sont normalisées à la valeur maximale dans le milieu située, dans ces cas, à l'interface.

Nous pouvons donc conclure, quelle que soit l'antenne réduite utilisée et quelle que soit la longueur L_{air} , que la densité de puissance déposée contre le cathéter à l'interface muscle-air est importante. Si une telle configuration se rencontre en site clinique, cette densité de puissance à l'interface base de langue (muscle)-cavité buccale (air) va provoquer une augmentation de température importante au voisinage du plancher buccal ce qui, au vu du cahier des charges, n'est pas acceptable. Les cliniciens ont alors choisi de recouvrir les cathéters débouchants dans la cavité buccale de compresses imbibées de sérum physiologique (milieu équivalent à l'eau salée d'un point de vue électromagnétique) de près d'un centimètre d'épaisseur. Ainsi la rupture de permittivité est gommée et tout échauffement au voisinage du voile du palais est évité.

Des éléments de réponses aux problèmes liés à l'implantation sur site d'une antenne ont été apportés et nous pouvons maintenant étudier une demi-boucle définie comme étant deux antennes insérées dans un même cathéter.

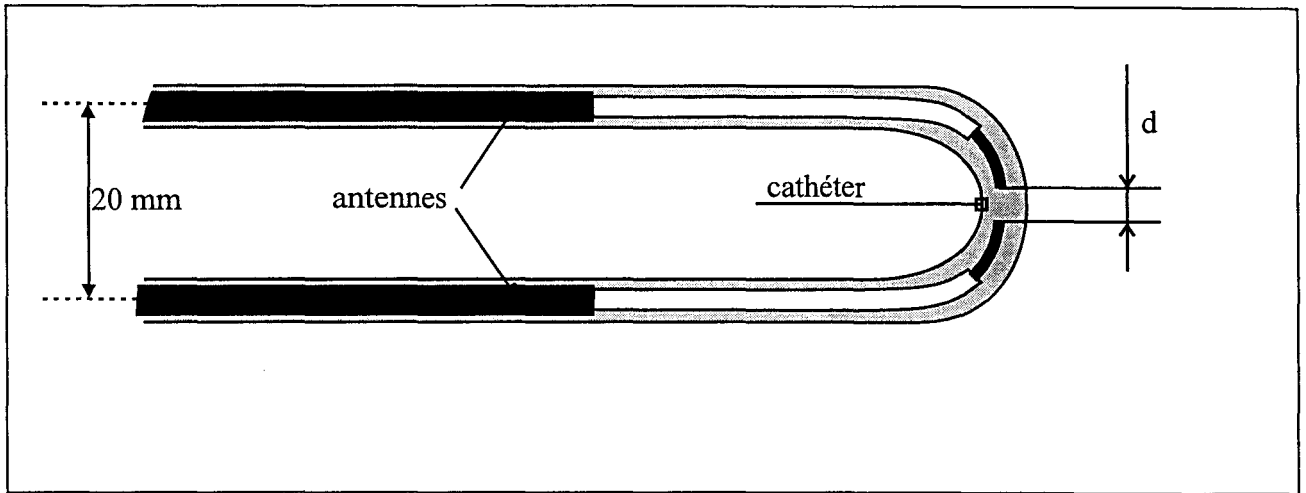


figure III-20: Schéma en coupe d'une demi-boucle composée d'un cathéter dans lequel sont insérées 2 antennes - la distance entre le centre de chaque antenne est de 20 mm, nous nommons "d" la distance entre les extrémités des antennes

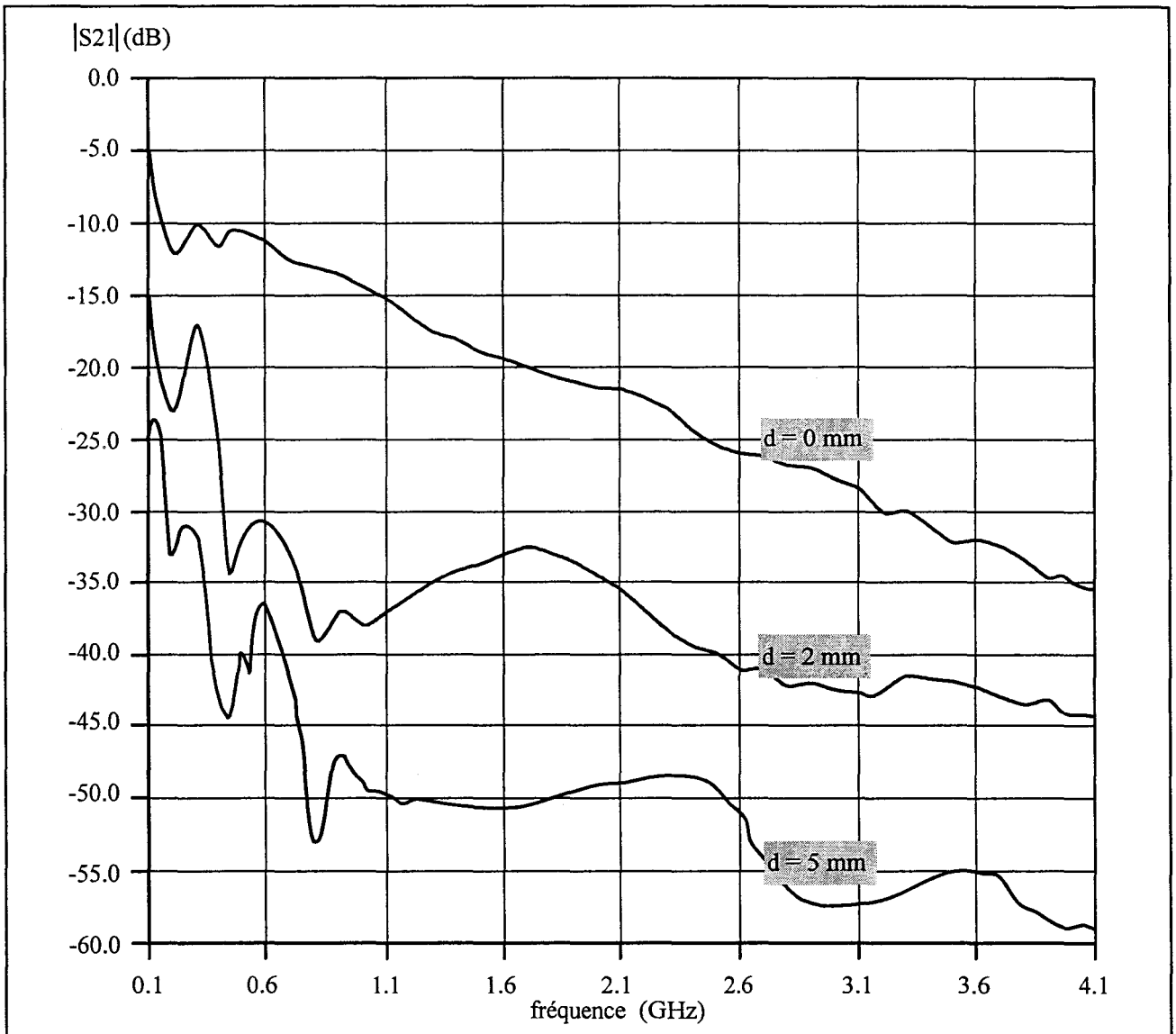


figure III-21: Evolutions fréquentielles expérimentales du coefficient de couplage entre les antennes lorsque 2 antennes sont insérées dans un même cathéter - les évolutions sont relevées pour différentes distances d entre l'extrémité des antennes

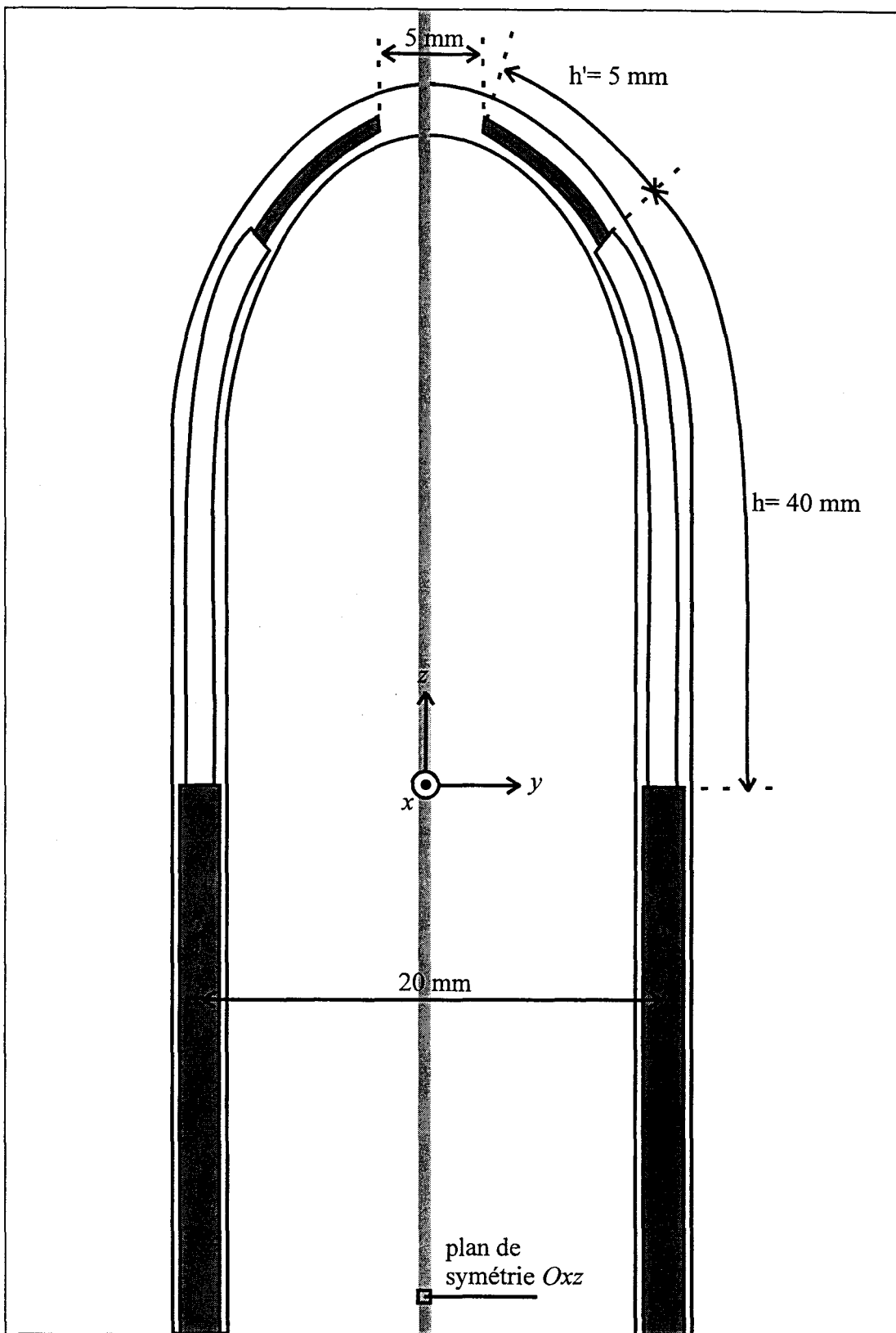


figure III-22: Schéma dans le plan Oyz de la demi-boucle étudiée par la F.D.T.D. 3D

III-1-4 Association de deux applicateurs

Il nous faut connaître le comportement électromagnétique de la demi-boucle. Le couplage électromagnétique entre les antennes est déterminé afin d'évaluer les modifications engendrées par la présence d'un second applicateur sur l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion d'un applicateur. Puis, la densité de puissance déposée entre les deux antennes à la fréquence de chauffage est étudiée.

III-1-4-1 Couplage électromagnétique

La structure étudiée est présentée sur la figure III-20. Les antennes, insérées dans un même cathéter formant une demi-boucle, sont distantes de 20 mm. Notons la distance "d" entre l'extrémité de chaque antenne. L'évolution fréquentielle du coefficient de couplage d'une antenne vers l'autre est relevée pour différentes distances d.

Les relevés effectués à l'analyseur de réseau sont présentés sur la figure III-21. Lorsque les antennes sont en contact ($d = 0$ mm), le coefficient S_{21} à la fréquence de chauffage est de l'ordre de -10 dB, le couplage n'est alors pas négligeable. Toutefois, cette configuration ne peut se présenter en implantation clinique puisque le contact entre les extrémités des antennes modifie le diagramme de densité de puissance dans le milieu et en particulier au voisinage du contact. Lorsque la distance d n'est pas nulle ($d=2$ mm et $d=5$ mm), le coefficient de couplage est inférieur à -30 dB à la fréquence de chauffage et dans la bande de fréquences radiométrique. Le couplage entre les antennes est donc très faible et ne modifie pas l'adaptation électromagnétique de l'applicateur au milieu.

S'étant affranchi d'un couplage résiduel entre les antennes, la seconde étape pour la caractérisation de cette structure est l'étude du diagramme de densité de puissance.

III-1-4-2 Densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage

Nous étudions la densité de puissance déposée dans le milieu par deux antennes insérées dans un cathéter formant une demi-boucle. La structure est présentée figure III-22. La distance entre le centre de chaque antenne est de 20 mm et les extrémités des antennes sont séparées de 5 mm. Les deux antennes sont alimentées en phase. La composante de champ

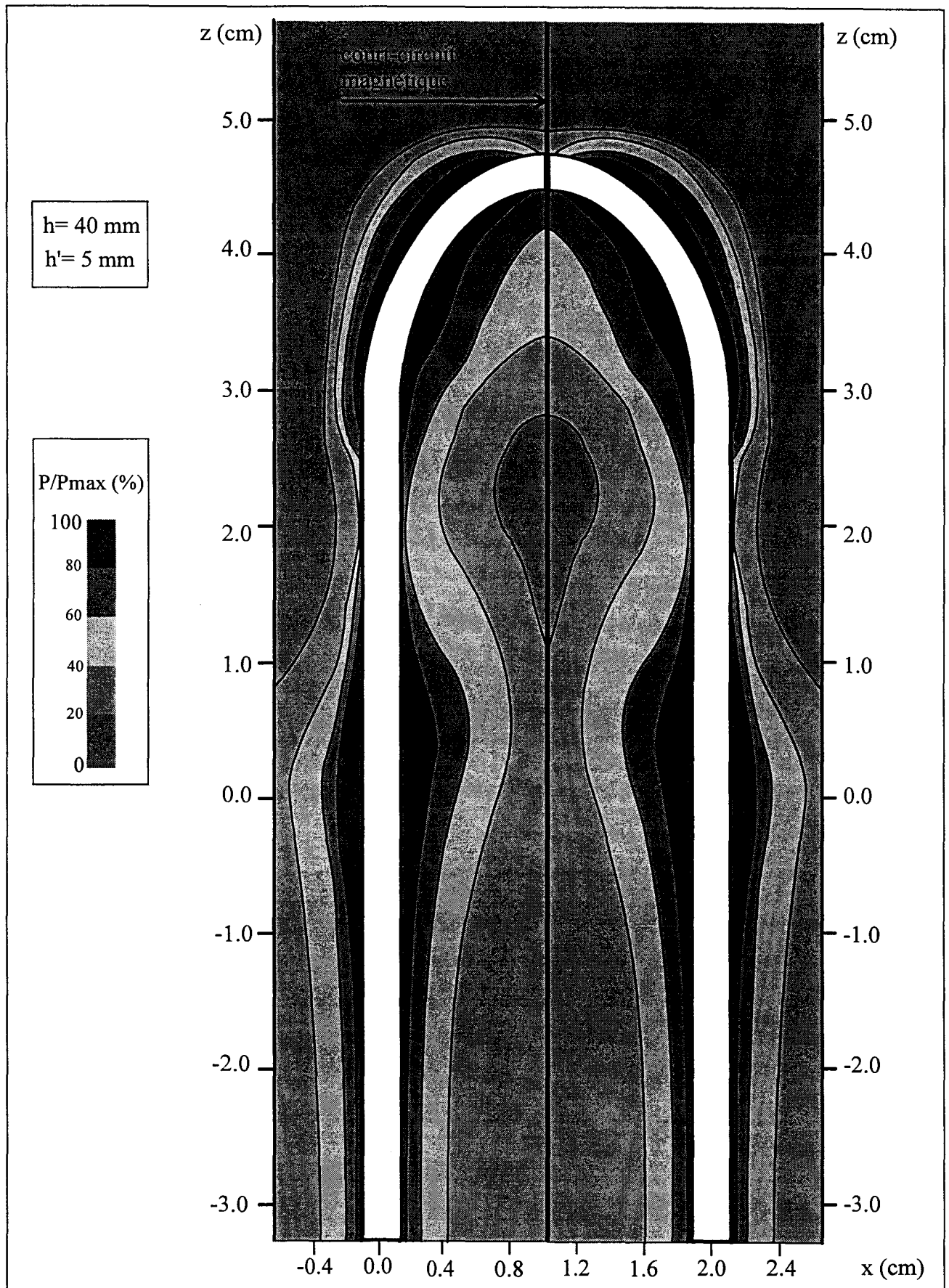


figure III-23: Evolution théorique normalisée de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 434 MHz par une demi-boucle dont les conducteurs centraux des antennes (de longueurs $h=40$ mm et $h'=5$ mm) sont espacés de 2 cm

électrique perpendiculaire au plan de symétrie de la structure (Oxz) est donc nulle. D'après la théorie des images [86] nous pouvons étudier une demi-structure en plaçant un court circuit magnétique sur le plan de symétrie. Le maillage de la structure est donc identique à celui conçu lors de l'étude d'une antenne seule courbée (tableau 13) et seules diffèrent les conditions aux limites sur la face du maillage supportant le plan de symétrie. L'utilisation de la symétrie que possède l'antenne seule fait l'objet de travaux dans notre groupe, en vue de diminuer la mémoire vive nécessaire au maillage de la structure.

Les résultats obtenus sont présentés figure III-23 dans le plan Oyz . Compte tenu de la composition des champs électromagnétiques, la décroissance de la puissance suivant l'axe Oy est beaucoup plus lente à l'intérieur qu'à l'extérieur de la demi-boucle. En effet, dans le premier cas l'isopuissance 40 % est localisée à 7 mm de l'antenne alors que dans le second cas cette isopuissance n'est jamais distante de plus de 4 mm de l'applicateur. De ce fait, la répartition de la densité de puissance déposée dans le plan Oxz est beaucoup plus homogène entre les antennes composant la demi-boucle que la répartition obtenue lors de l'étude d'une antenne seule courbée.

L'élévation de température, directement liée à la densité de puissance déposée, est donc plus importante entre les antennes qu'à l'extérieur de celles-ci. En site clinique plusieurs demi-boucles sont associées en réseau afin de cerner les tumeurs, cette association fait l'objet de la suite de ce travail.

III-1-5 Association de deux demi-boucles

Les capacités mémoires de notre matériel informatique ne nous permettent pas, au stade actuel de développement du modèle, de simuler de façon tridimensionnelle l'association de deux demi-boucles espacées de 2,0 cm. Des études sont actuellement en cours afin de diminuer la taille de mémoire nécessaire au maillage d'une telle structure, notamment par l'utilisation tridimensionnelle de la technique du pas variable.

Pour ces raisons, la densité de puissance est calculée dans le plan de jonction des antennes, plan où elle est maximale. Afin de confirmer notre approche, les résultats obtenus sont comparés à ceux présentés par J.C. CAMART dans son mémoire de thèse [23].

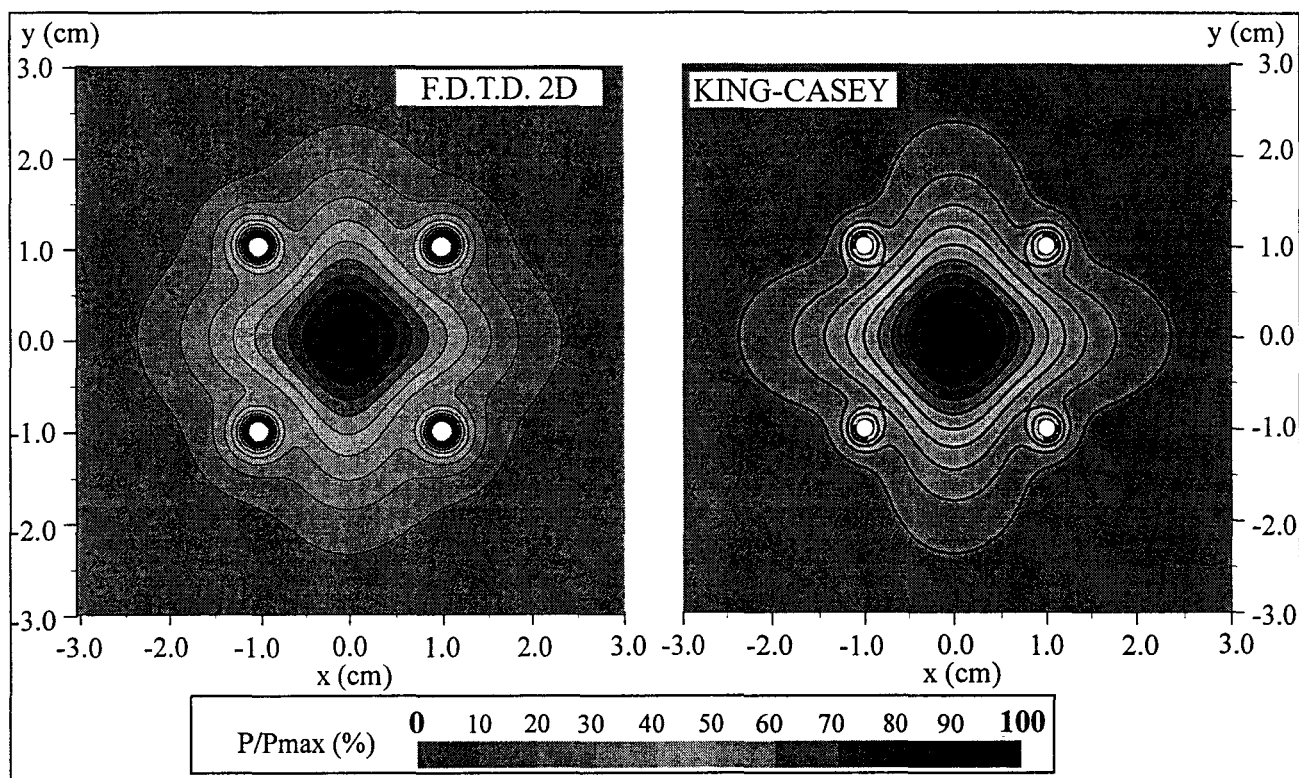


figure III-24: Comparaison entre les évolutions théoriques de la densité de puissance déposées dans le plan de jonction de 4 applicateurs placés aux sommets d'un carré de 2 cm de coté à la fréquence de 915 MHz calculées par la F.D.T.D. et par la méthode basée sur la théorie de R.W.P. KING
- Les antennes sont alimentées en phase

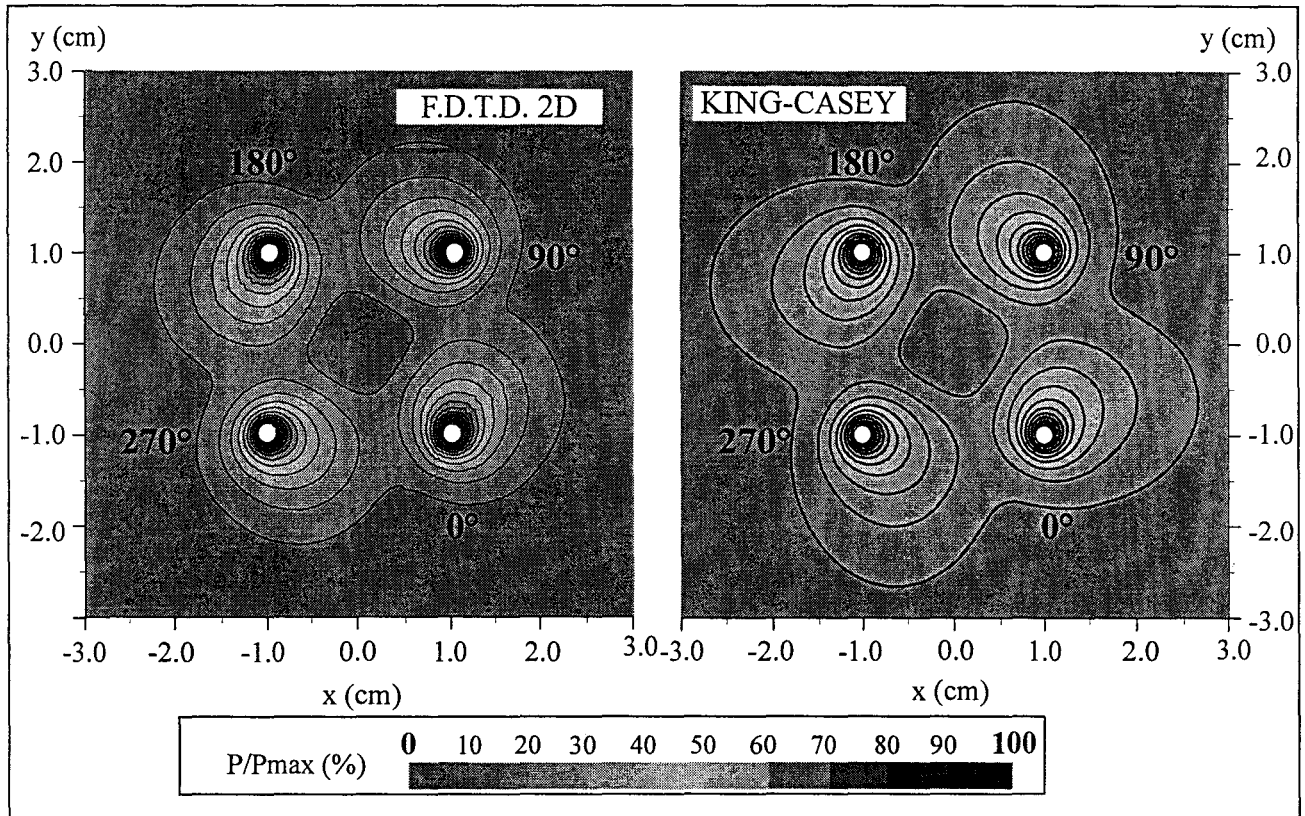


figure III-25: Comparaison entre les évolutions théoriques de la densité de puissance déposées dans le plan de jonction de 4 applicateurs placés aux sommets d'un carré de 2 cm de coté à la fréquence de 915 MHz calculées par la F.D.T.D. et par la méthode basée sur la théorie de R. W.P. KING
- Les courants d'alimentation des antennes sont déphasés de 90° dans le sens trigonométrique

III-1-5-1 Densité de puissance déposée dans le plan de jonction

Les études menées par J.C. CAMART avaient pour objet l'intégration d'antennes filaires sur le système d'hyperthermie de première génération (H.I.M.C.A.R. I) dont la fréquence de chauffage est 915 MHz. Une comparaison des résultats est envisagée dans le plan de jonction des antennes, à cette fréquence entre le modèle développé dans notre équipe, basé sur le formalisme de R.W.P. KING-CASEY et notre approche bidimensionnelle par la F.D.T.D.. Comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent, la composante de champ électrique E_z est prépondérante dans le plan de jonction. Les équations de MAXWELL discrétisées ne sont alors exprimées que par les composantes de champ électromagnétique: H_x , H_y et E_z . La figure III-24 montre que les résultats obtenus par les deux méthodes sont semblables. En raison de la composition électromagnétique des champs, la densité de puissance est maximale au centre d'un carré de 2 cm de côté dont les sommets sont les antennes. La légère différence remarquée au voisinage des antennes dans la partie extérieure au carré est négligeable.

III-1-5-2 Antennes déphasées

Une étude complémentaire sur l'influence des phases des courants d'alimentation est réalisée, et notamment sur la densité de puissance déposée dans le plan de jonction par les quatre antennes, disposées comme précédemment, mais dont les courants d'alimentation sont déphasés de 90° les uns par rapport aux autres dans le sens trigonométrique à la fréquence de 915 MHz. Afin d'étudier l'influence d'un déphasage des courants d'alimentation sur la puissance déposée calculée par notre modèle, nous simulons cette même configuration d'antennes déphasées. La figure III-25 permet de comparer les résultats obtenus par les deux méthodes. Notons que la puissance déposée est minimale au centre du carré et maximale au voisinage des antennes. Les répartitions de puissance obtenues sont similaires. Notre modèle prend donc en compte la phase du courant d'alimentation de chaque antenne et permet, par une approche bidimensionnelle, la détermination rapide de la densité de puissance déposée dans le plan de jonction des antennes.

Toutefois, le formalisme semi-analytique permet une résolution beaucoup plus rapide (quelques secondes) de la densité de puissance déposée dans le milieu. Notre modèle numérique bidimensionnel n'est qu'une première approche et ne présente que peu d'intérêt

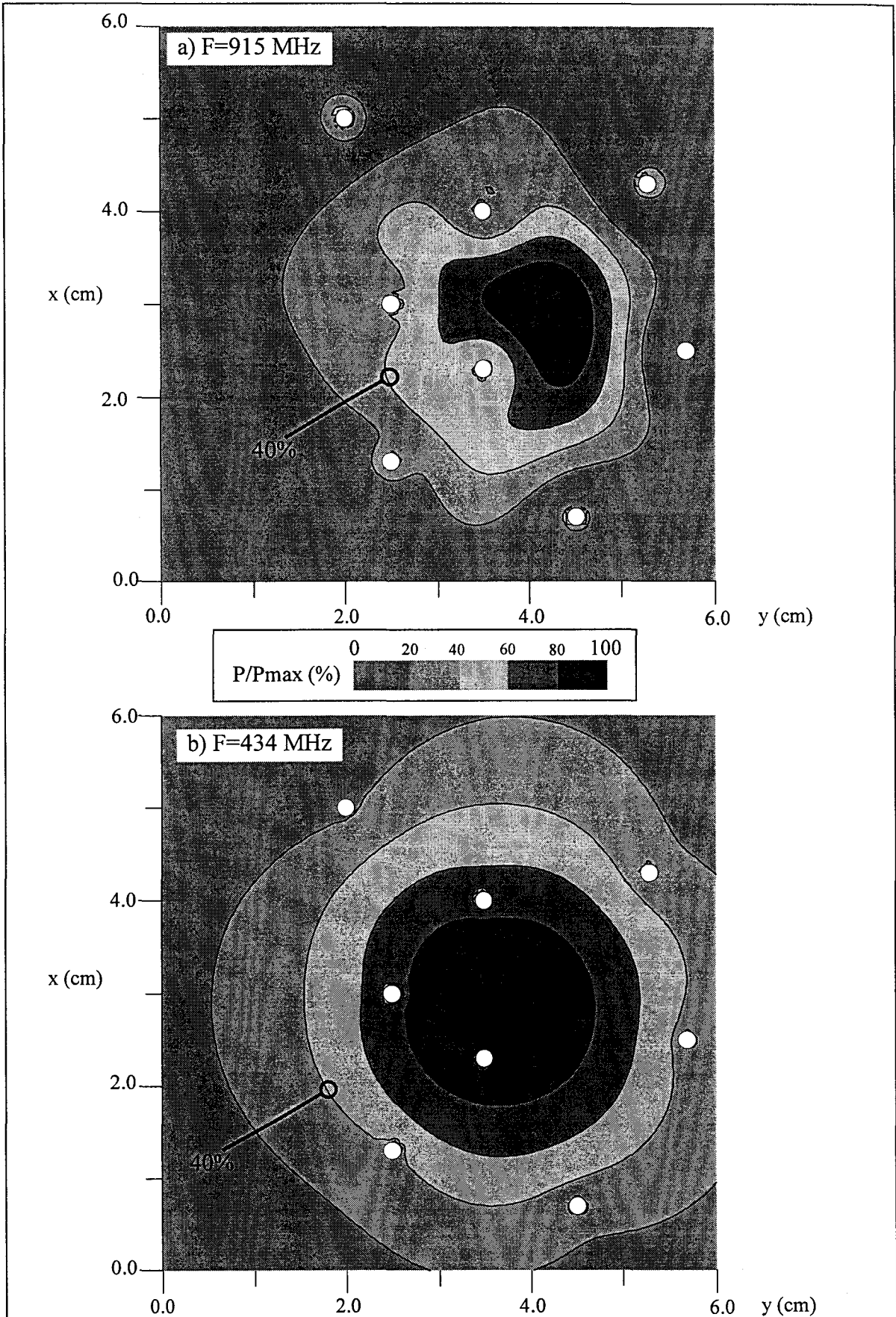


figure III-26: Evolutions théoriques dans le plan de jonction de la densité de puissance déposée dans le muscle par un réseau de 8 antennes filaires disposées suivant une implantation clinique, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale
a) à la fréquence de 915 MHz
b) à la fréquence de 434 MHz

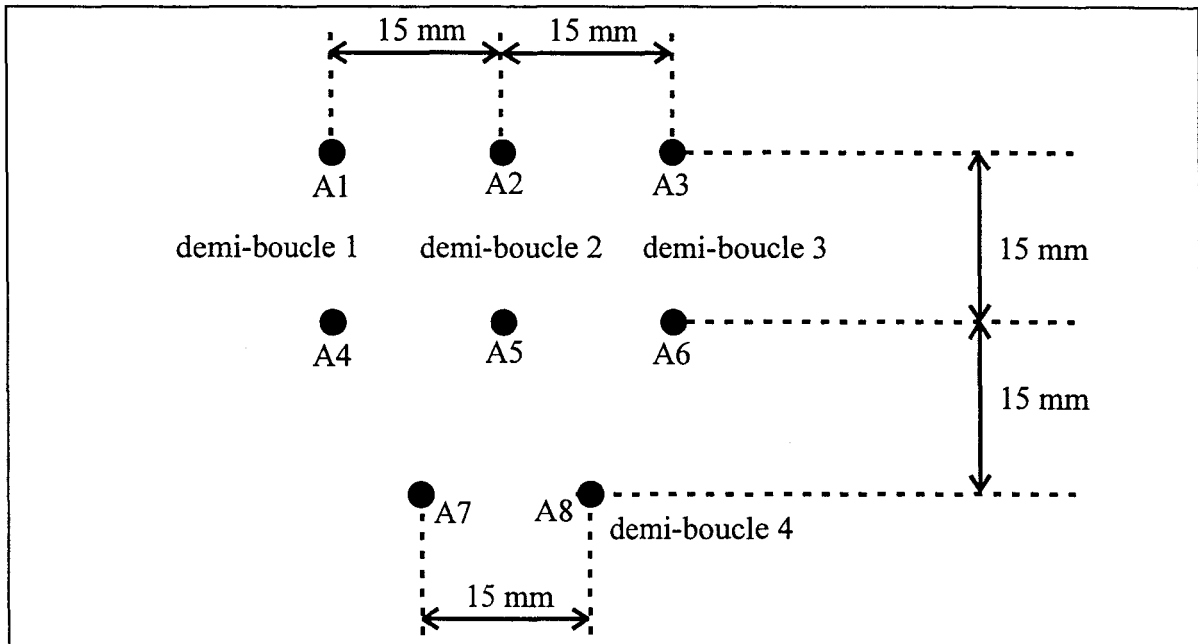


figure III-27: Vue dans le plan de jonction d'une implantation réalisée sur langue de boeuf

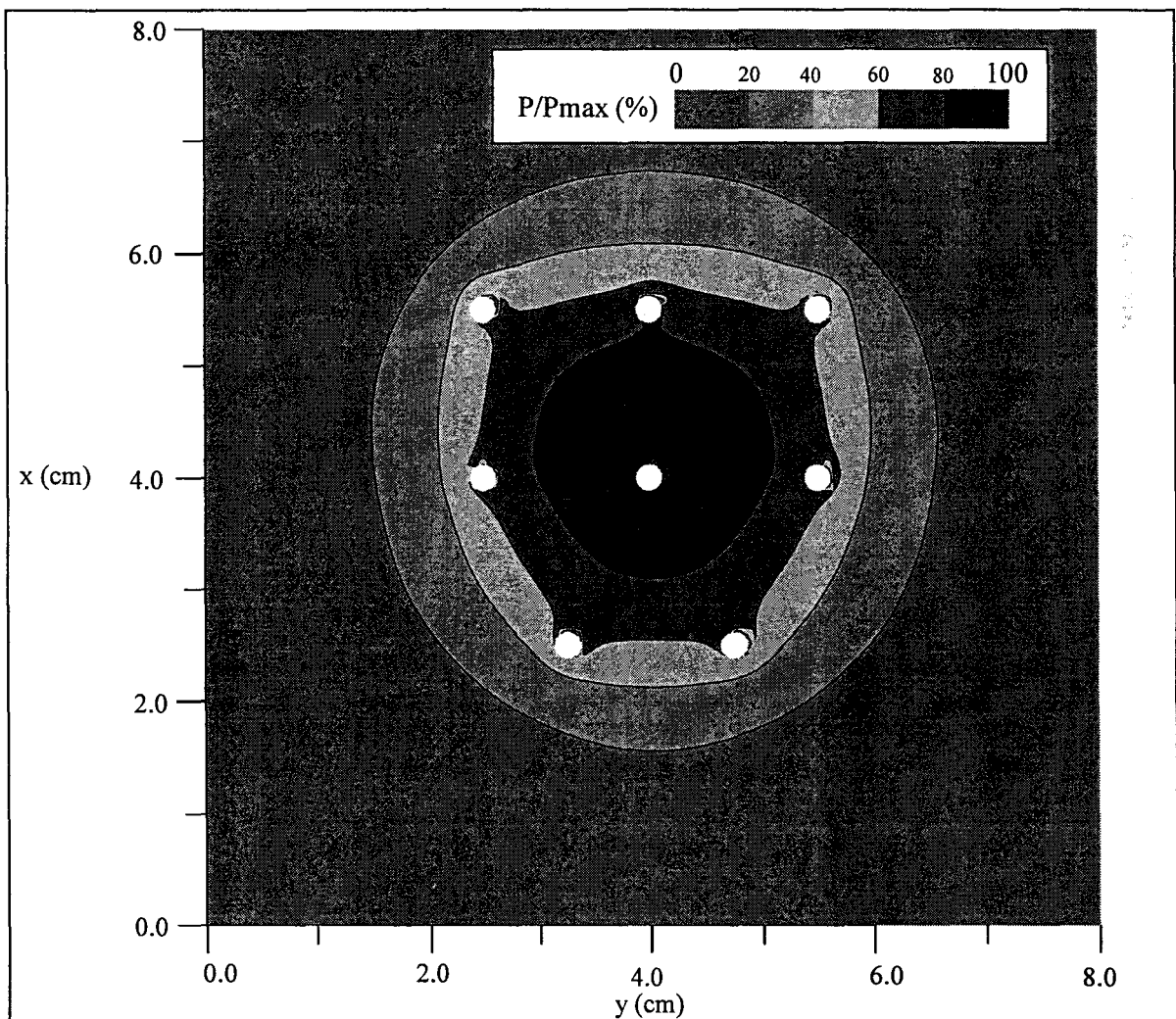


figure III-28: Evolution théorique dans le plan de jonction de la densité de puissance déposée dans le muscle par un réseau de huit antennes filaires disposées suivant une implantation clinique, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

vis-à-vis du formalisme de R.W.P. KING-CASEY. En revanche, les études en cours sur la résolution tridimensionnelle de la densité de puissance déposée par un réseau d'antennes filaires permettront la prise en compte de la courbure des antennes ce qui sera un apport indéniable.

Nous simulons une implantation clinique et calculons la densité de puissance puis les gradients thermiques dans le plan de jonction.

III-1-6 Exemple d'implantation clinique

Une implantation typique, utilisée lors d'expérimentations sur langue de boeuf, présentée dans le quatrième chapitre de ce mémoire, est étudiée; elle est composée de quatre demi-boucles. Au préalable, une implantation réalisée sur patient lors de l'utilisation clinique du système de première génération est décrite et les puissances déposées à la fréquence de chauffage de ce premier système et à la nouvelle fréquence d'émission sont comparées.

III-1-6-1 Densité de puissance déposée dans le plan de jonction

Afin de mettre en évidence les modifications apportées sur la densité de puissance par le changement de la fréquence d'émission, la puissance déposée est calculée dans le plan de jonction pour une implantation effectivement réalisée sur patient à la fréquence d'émission du système de première génération (915 MHz) puis à la fréquence de 434 MHz. Les résultats sont présentés figure III-26. L'isopuissance 40 % est représentative de la limite de la zone thérapeutique. Sur la figure III-26.a, cette isopuissance à la fréquence de 915 MHz est au centre du réseau et s'étend sur environ 3 cm dans les deux directions du plan. Nous voyons sur la figure III-26.b qu'à la fréquence de 434 MHz cette même isopuissance englobe quasiment l'ensemble des antennes et s'étend sur plus de 4 cm dans les deux directions du plan. La zone thérapeutique est donc plus étendue à cette nouvelle fréquence d'émission.

La figure III-27 présente une vue en coupe d'une implantation réalisée sur langue de boeuf afin d'expérimenter le système de seconde génération fonctionnant à la fréquence de chauffage de 434 MHz. L'implantation est composée de quatre demi-boucles dont trois sont parallèles entre elles et une perpendiculaire. Notons l'antenne A5 située au milieu du réseau.

La densité de puissance déposée dans le plan de jonction est calculée par la F.D.T.D. 2D. Le maillage est régulier et le pas est égal à 0,05 mm dans les deux directions de

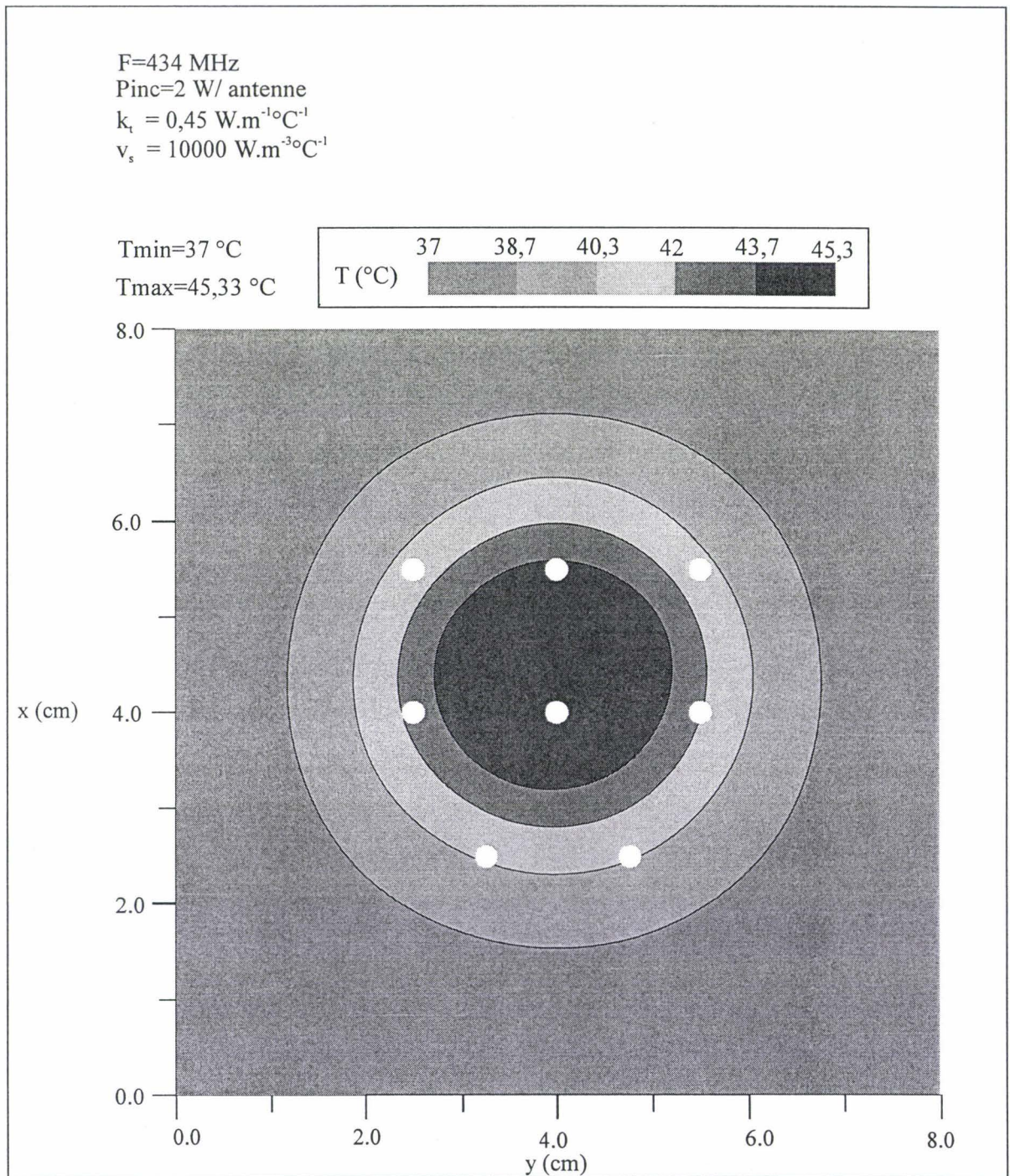


figure III-29: Distribution théorique de la température dans le plan de jonction dans le muscle par le réseau d'antennes filaires défini figure III-27

l'espace. Le diagramme de densité de puissance est présenté figure III-28, les puissances sont déterminées en pourcentage de la puissance maximale dans le plan située contre l'antenne A5. Notons que l'isopuissance 40 % englobe l'ensemble des antennes. Nous calculons les gradients thermiques dans le milieu induit par cette densité de puissance.

III-1-6-2 *Diagramme thermique*

La résolution numérique de l'équation de la chaleur par la méthode des différences finies utilise un maillage multiple du précédent. Les pas spatiaux sont égaux à 0,1 mm. La structure est choisie suffisamment grande (10 cm * 10 cm) afin que l'élévation de température aux limites du maillage soit négligeable et donc que la condition aux limites soit constante.

La figure III-29 présente la distribution théorique de température dans le plan de jonction des antennes. La puissance incidente est égale à deux Watts par antenne. Les caractéristiques thermiques du milieu sont précisées sur la figure. La température initiale est choisie uniforme et égale à 37 °C. Le point le plus chaud est obtenu au voisinage de l'antenne A5 (au centre du réseau) et est égale à 45,33 °C. Notons qu'en tout point d'une zone de dimensions 3,2 cm * 3 cm la température est supérieure ou égale à 42 °C. Ces températures permettent la destruction sélective des cellules malignes et définissent ainsi la zone thérapeutique engendrée par cette implantation.

L'étude du comportement électromagnétique et thermique des applicateurs interstitiels étant réalisée, l'ultime étape consiste à valider sur animaux le système de seconde génération qui utilise les antennes que nous avons développées.

Nous présentons les résultats de cette étude dans le dernier chapitre de ce mémoire. Avant cela, nous caractérisons les applicateurs endocavitaires de nouvelle génération.

III-2 Appicateurs endocavitaires

Après avoir étudié le comportement électromagnétique d'un applicateur urétral de seconde génération puis de différents applicateurs rectaux, l'association de ces deux types de structures est envisagée pour le traitement des tumeurs prostatiques volumineuses. Les densités de puissances mises en jeu et les gradients de température qui en découlent lors de l'utilisation simultanée des applicateurs sont alors déterminés.

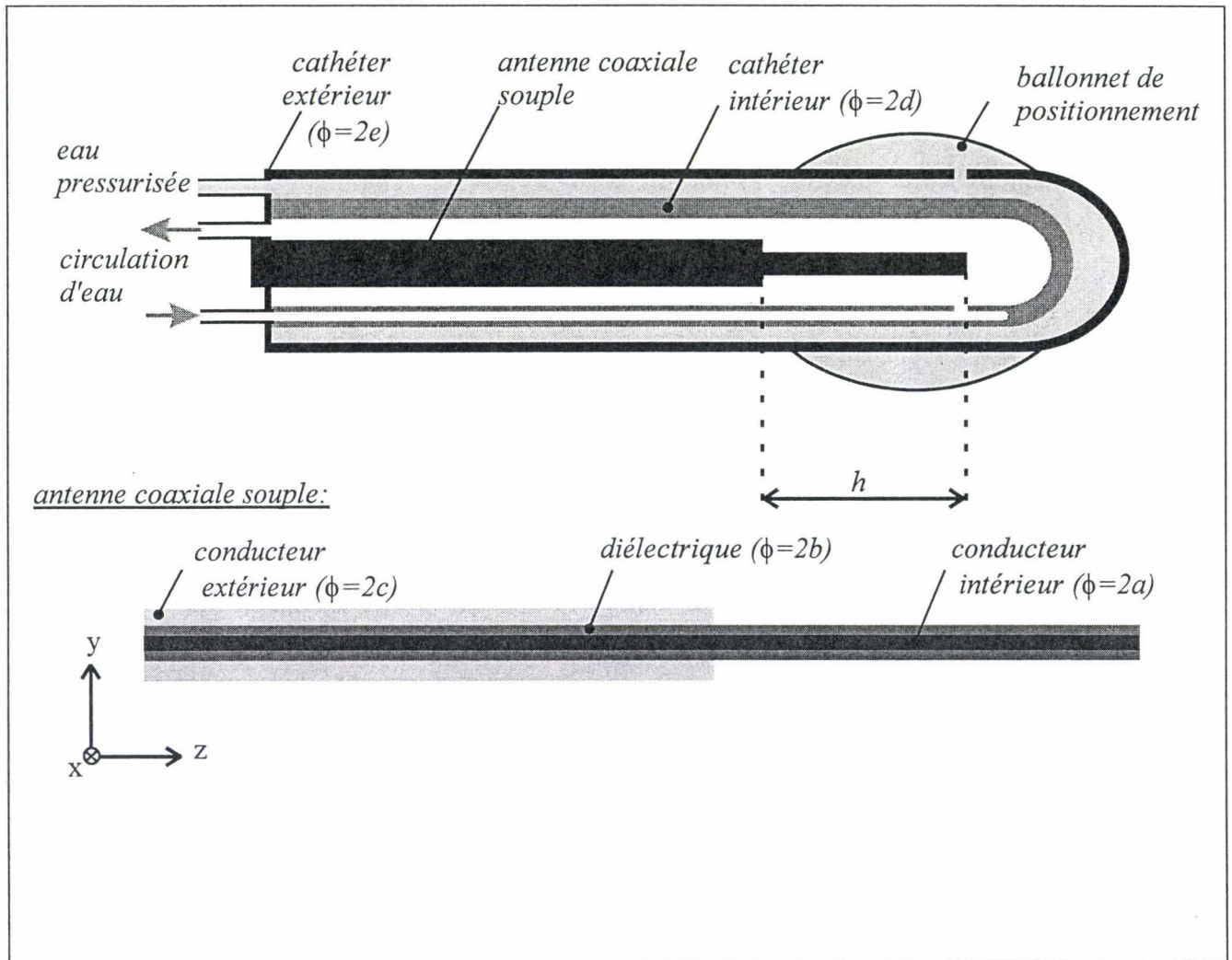


figure III-30: Description d'un applicateur urétral "double cathéter"

III-2-1 Applicateur urétral "double cathéter"

L'objectif de cette nouvelle génération d'applicateur urétral est d'obtenir des isopuissances concentriques centrées sur l'axe de révolution de l'applicateur.

La figure III-30 schématise cet applicateur dit "double cathéter" décrit dans le premier chapitre de ce mémoire. Le tableau ci-dessous (tableau 15) présente les différents diamètres concentriques caractéristiques.

Diamètre (mm)	2a	2b	2c	2d	2e
ϕ	0,511	1,676	2,200	4,700	6,700

tableau 15

La qualité de l'adaptation électromagnétique, la densité de puissance déposée à la fréquence d'émission et le diagramme de contribution à la puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre sont déterminés.

III-2-1-1 Adaptation électromagnétique

L'applicateur est implanté sur le système de thérapie micro-onde PROSTCARE. Il doit donc fonctionner en émission, à la fréquence de chauffage de 915 MHz, et en réception, dans la bande de fréquences radiométrique 2-4 GHz en tant que capteur de bruit thermique. L'adaptation en puissance de cet applicateur est étudiée dans la gamme de fréquences 0,1-4,1 GHz. Au vu des résultats obtenus dans notre groupe par F. MORGANTI lors de l'étude d'un applicateur de même type, la longueur h optimale assurant un coefficient de réflexion en puissance minimum à la fréquence de chauffage de 915 MHz doit être d'environ 35 mm [28]. Le protocole expérimental est donc le suivant: le module du coefficient de réflexion est relevé alors que l'antenne coaxiale souple est dénudée de son conducteur extérieur sur une longueur de 40 mm. Puis cette longueur h est réduite de millimètre en millimètre.

La figure III-31 montre l'évolution du module du coefficient de réflexion en puissance en fonction de la longueur h , la longueur optimale obtenue est $h = 36$ mm. L'applicateur conçu à partir d'une antenne dénudée sur cette longueur présente un coefficient de réflexion inférieur à -17 dB à la fréquence de chauffage et répond donc au critère fixé dans le cahier des charges.

Pour connaître le comportement de l'applicateur dans la bande radiométrique, l'évolution fréquentielle du module du coefficient de réflexion en puissance de l'applicateur

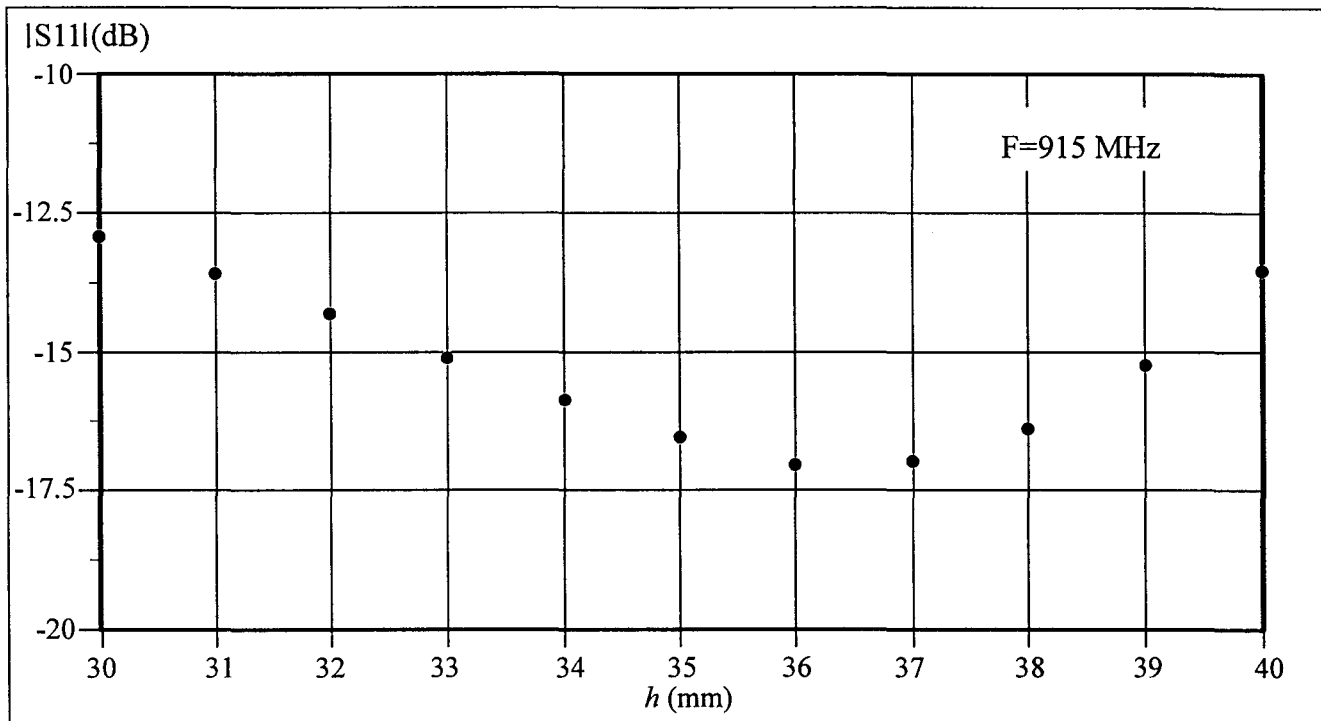


figure III-31: Evolution expérimentale du coefficient de réflexion de l'applicateur double cathéter à la fréquence de 915 MHz en fonction de la longueur dénudée h

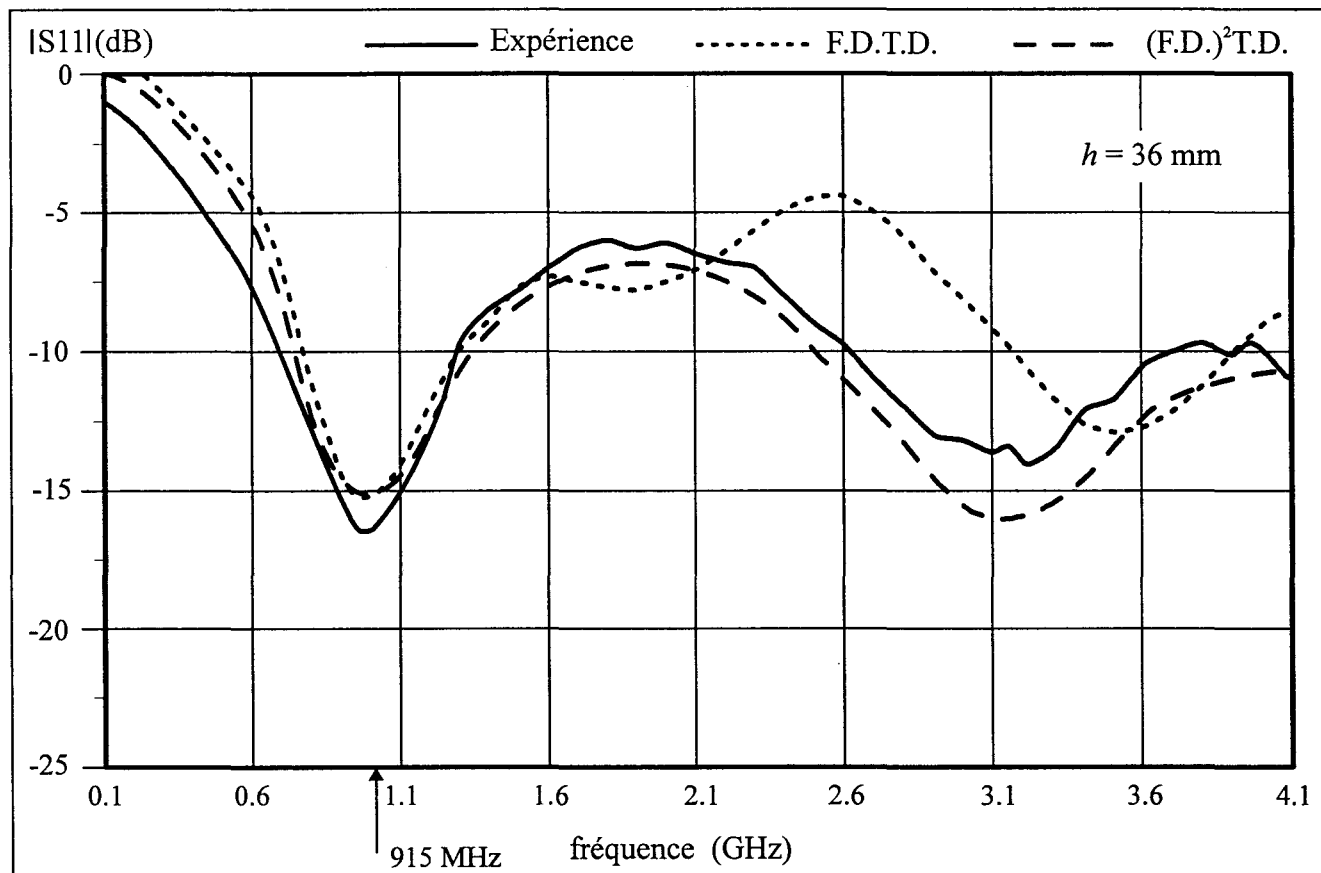


figure III-32: Comparaison entre les évolutions fréquentielles théoriques et expérimentale du coefficient de réflexion de l'applicateur urétral double cathéter lorsque la longueur h est égale à 36 mm

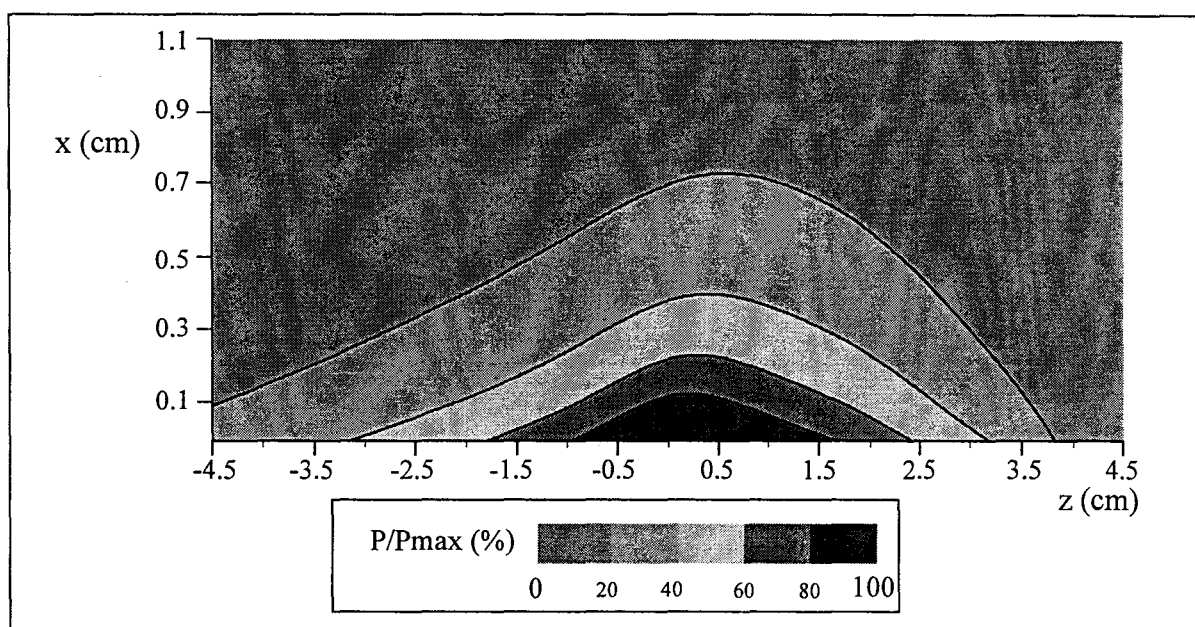


figure III-33: Evolution théorique bidimensionnelle de la densité de puissance déposée dans le muscle à la fréquence de 915 MHz pour l'applicateur urétral double cathéter, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

ainsi réalisé est étudiée plus précisément dans la bande de fréquences 0,1 - 4,1 GHz. Le résultat expérimental est présenté en traits pleins sur la figure III-32. Il est à noter que le coefficient expérimental est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquences 2,6 - 4 GHz. Cette bande est suffisamment large pour que l'applicateur puisse être utilisé en tant que capteur radiométrique.

Ce coefficient de réflexion est calculé par la F.D.T.D.. La symétrie de révolution de l'applicateur nous permet d'effectuer une résolution bidimensionnelle en coordonnées cylindriques. Les caractéristiques du maillage sont précisées sur le tableau 16. Les pas spatiaux choisis permettent d'approcher les diamètres réels avec une erreur inférieure à 3 %.

Direction	Ox	Oz
Pas de maillage	$\Delta x=0,1$ mm	$\Delta z=0,2$ mm
Nombre de pas	200	450
Distance maillée	$Lx=20$ mm	$Lz=90$ mm

tableau 16

La courbe en traits pointillés courts (figure III-32) présente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion simulé par cette méthode. Ce résultat corrobore celui obtenu dans le chapitre précédent: les évolutions sont comparables dans une bande de fréquences de moins de 1 GHz centrée sur la fréquence d'émission. Nous calculons donc l'évolution fréquentielle de ce coefficient par la (F.D.)²T.D. afin de prendre en compte l'évolution fréquentielle des permittivités diélectriques des différents milieux présents dans la structure. Le résultat obtenu est présenté par une courbe en pointillés longs sur la figure III-32. Les évolutions théorique et expérimentale sont alors comparables sur toute la bande de fréquences.

Au vu des résultats, l'adaptation électromagnétique de l'applicateur urétral double cathéter répond donc aux contraintes fixées précédemment à la fréquence de chauffage et dans la bande de fréquences radiométrique. La densité de puissance déposée par un tel applicateur peut donc être définie.

III-2-1-2 Densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage

En utilisant un maillage identique au précédent, la densité de puissance déposée dans le milieu à la fréquence d'émission de 915 MHz est déterminée. La figure III-33 présente les résultats obtenus dans un plan longitudinal contenant l'axe de symétrie de la structure. Les

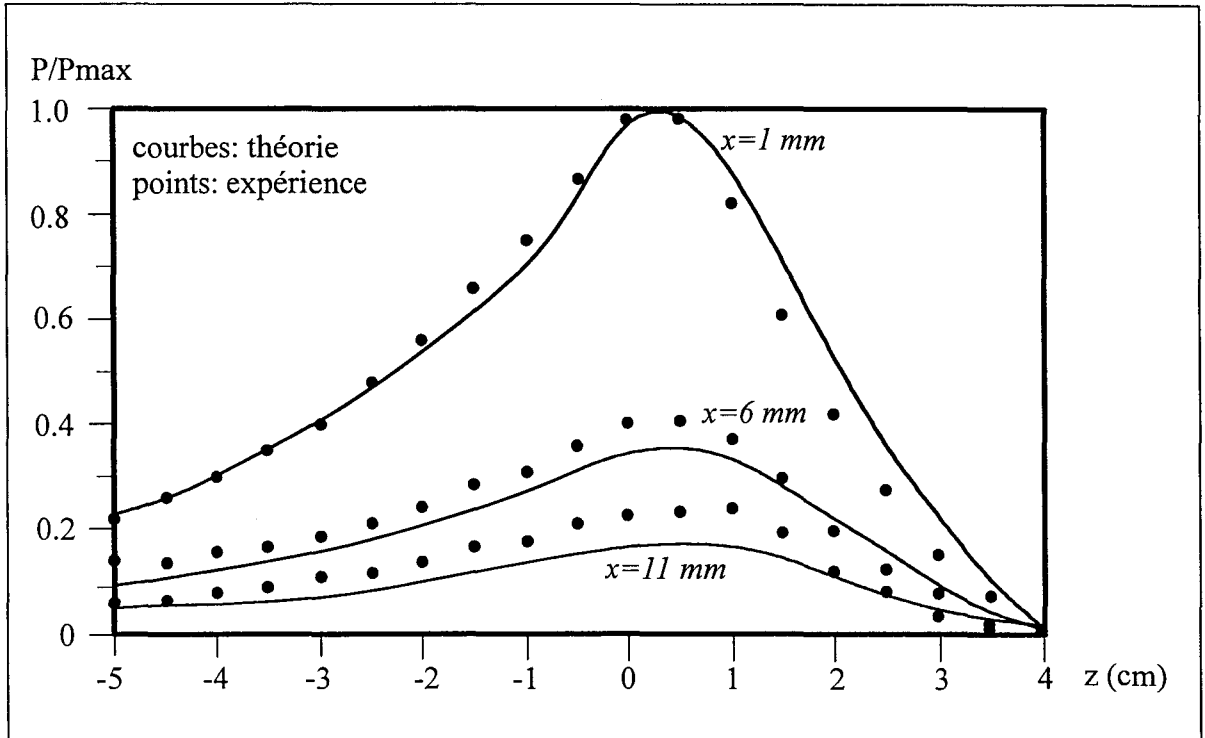


figure III-34: Evolutions théorique et expérimentale de la puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6g/l par l'applicateur urétral de première génération, suivant l'axe Oz , à différentes distances x de l'applicateur.

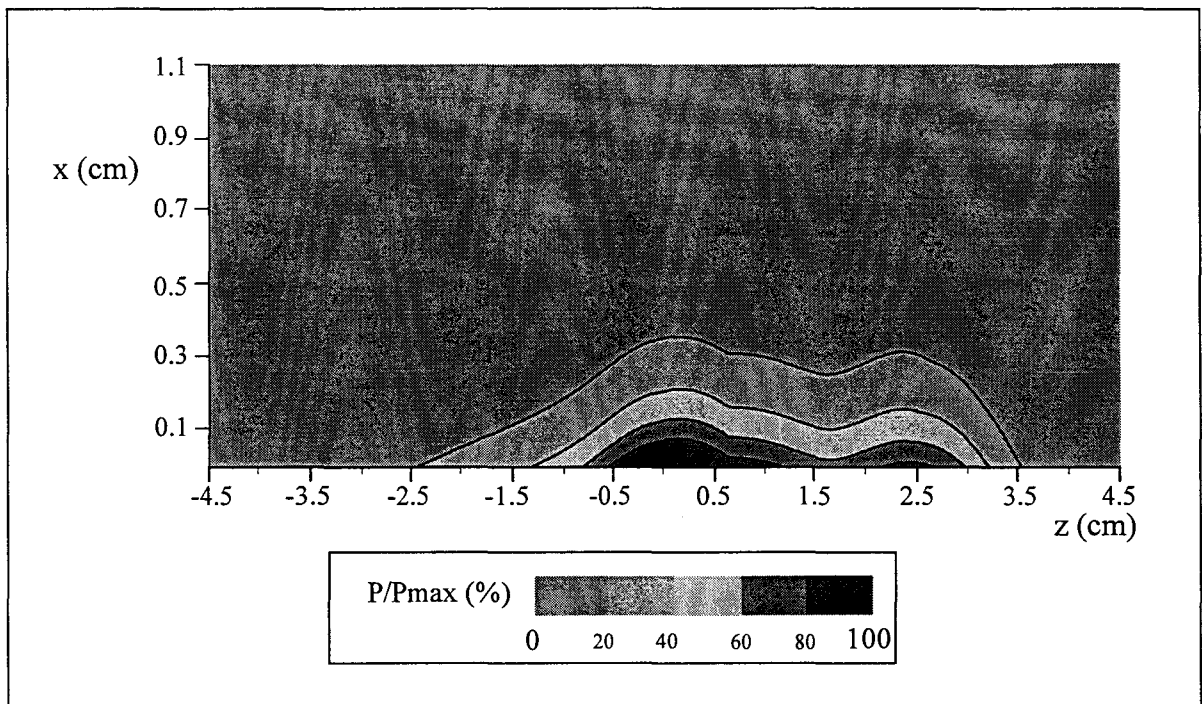


figure III-35: Evolution théorique bidimensionnelle du diagramme de contribution à la puissance captée à la fréquence de 3 GHz par l'applicateur urétral double cathéter, les puissances sont représentées en pourcentage de la valeur maximale

longueurs L_p et L_t (définies § II-3-1-1) sont respectivement égales à 4,2 mm et 62 mm. Ce type d'applicateur étant utilisé avec une thermostatisation d'eau, les effets de conduction thermique sont importants et l'isopuissance 40 % n'est plus directement représentative de la limite inférieure de la zone thérapeutique. Toutefois, la puissance déposée au voisinage de 10 mm de l'applicateur est négligeable, l'élévation de température à partir de cette distance n'est plus significative. Un relevé de la densité de puissance déposée, permet de confirmer notre approche théorique. La figure III-34 propose une comparaison entre les densités de puissances théoriques et expérimentales déposées suivant l'axe Oz à trois distances x de l'applicateur ($x=1$ mm, $x=6$ mm et $x=11$ mm). Au vu des résultats obtenus dans le second chapitre de ce mémoire (§II-3-2-1), les puissances sont normalisées par rapport à la valeur maximale dans le plan de jonction à 1 mm du cathéter.

Les résultats sont comparables, toutefois les courbes expérimentales sont légèrement supérieures (au plus 7 % de P_{max}). Cette différence doit être due, comme lors de l'étude des applicateurs interstitiels, à la perturbation apportée par l'antenne réceptrice. Toutefois, elle est moins importante que dans le cas précédent. Cela peut s'expliquer par la différence de diamètre entre les applicateurs. En effet l'applicateur urétral est de taille bien plus importante et de ce fait l'antenne réceptrice apporte moins de perturbation.

Le diagramme de densité de puissance est connu à la fréquence d'émission de l'applicateur double cathéter, nous déterminons maintenant le diagramme de contribution à la puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre.

III-2-1-3 Puissance captée à la fréquence centrale du radiomètre

La densité de puissance dans le milieu à la fréquence de 3 GHz nous informe, par le principe de réciprocité des antennes, sur la puissance captée à cette fréquence. Le calcul par la F.D.T.D. de cette densité de puissance, est réalisé avec le même maillage.

La figure III-35 présente les résultats dans un plan longitudinal. Les puissances sont normalisées à la valeur maximale située dans le plan de jonction contre le cathéter. Sur ces courbes apparaissent deux autres maxima contre le cathéter, le premier dans le plan $z=1$ cm et le second dans le plan $z=2,5$ cm. Ces multiples maxima sont, comme précédemment, dus à la présence d'un régime d'ondes stationnaires causé par la longueur dénudée multiple de la longueur d'onde à 3 GHz.

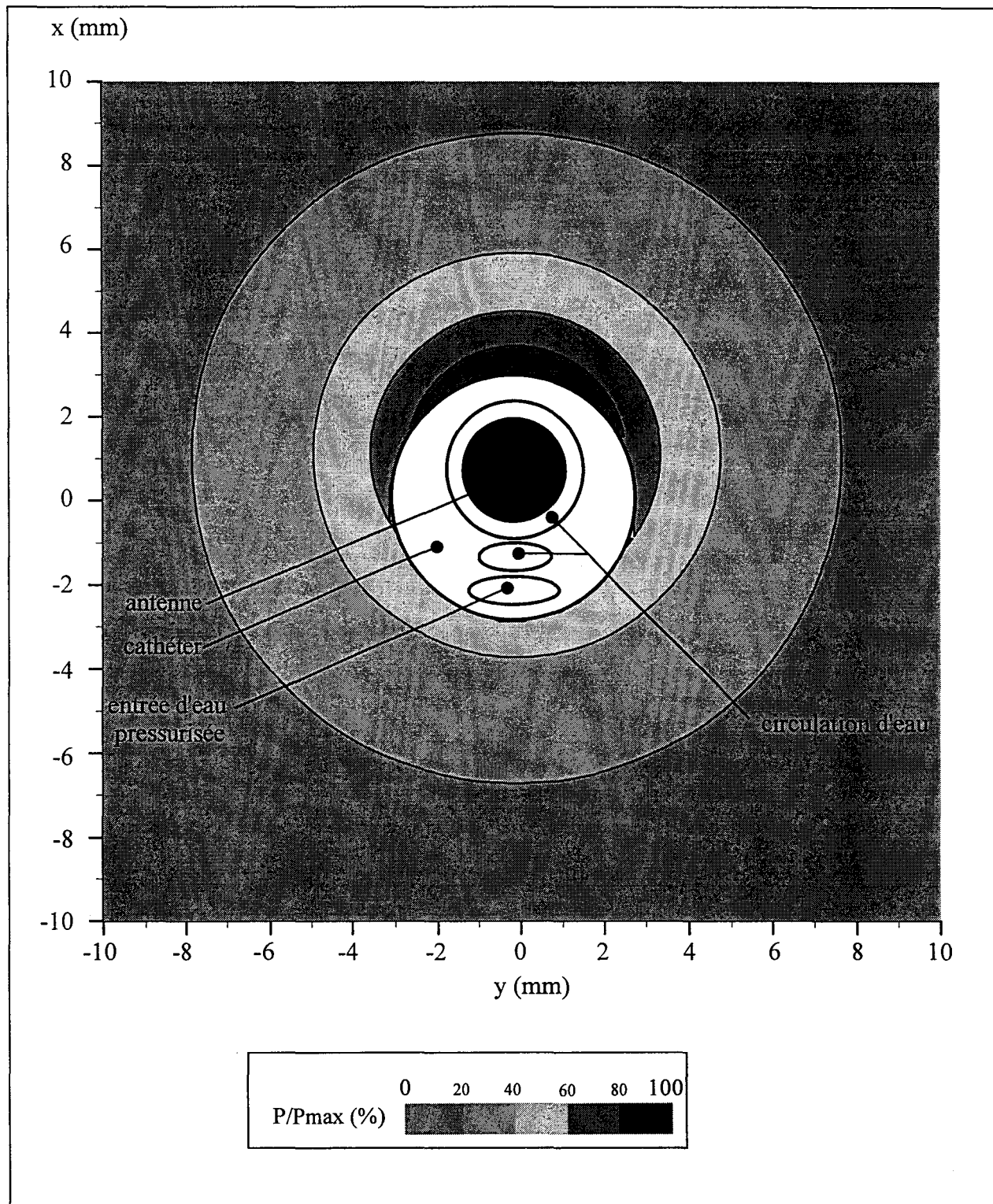


figure III-36: Evolution théorique dans le plan de jonction de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz par un applicateur urétral de première génération, les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale

Au terme de cette étude électromagnétique de l'applicateur urétral double cathéter, il apparaît que son comportement ne diffère pas de façon conséquente de celui de l'applicateur de première génération. Alors, pourquoi l'avoir conçu?

III-2-1-4 Interprétation

L'applicateur urétral de première génération ne possède pas de symétrie de révolution. Les isopuissances ne sont donc pas concentriques et peuvent alors modifier l'efficacité thérapeutique. La densité de puissance déposée dans le plan de jonction est donc calculée pour quantifier les effets de cette dissymétrie.

Pour cela, nous utilisons un modèle bidimensionnel en coordonnées cartésiennes utilisant la technique du stair-casing. La structure étudiée est composée d'une antenne insérée dans un cathéter lequel comporte deux lumières, l'une pour l'entrée d'eau pressurisée permettant le gonflage du ballonnet de positionnement et l'autre pour la circulation d'eau du système de thermostatisation. Les caractéristiques du maillage sont présentées dans le tableau 17.

Direction	Ox	Oy
Pas de maillage	$\Delta x = 0,1 \text{ mm}$	$\Delta y = 0,1 \text{ mm}$
Nombre de pas	200	200
Distance maillée	$Lx = 20 \text{ mm}$	$Ly = 20 \text{ mm}$

tableau 17

Les résultats présentés sur la figure III-36 font apparaître une différence importante de la puissance déposée contre le cathéter en fonction de la distance entre celui-ci et le centre de l'antenne. La puissance maximale est située contre le cathéter dans le demi-plan supérieur en $y=0 \text{ cm}$ et la puissance calculée au point diamétralement opposé est environ deux fois plus faible. Cela s'explique par le fait que la densité de champs électrique est maximale contre l'antenne et décroît exponentiellement en fonction de l'éloignement de celle-ci.

De telles différences de puissances ne permettent pas d'obtenir des isothermes concentriques autour de l'applicateur. Ce résultat justifie la nécessité de concevoir un nouvel applicateur dont l'antenne est centrée dans le cathéter.

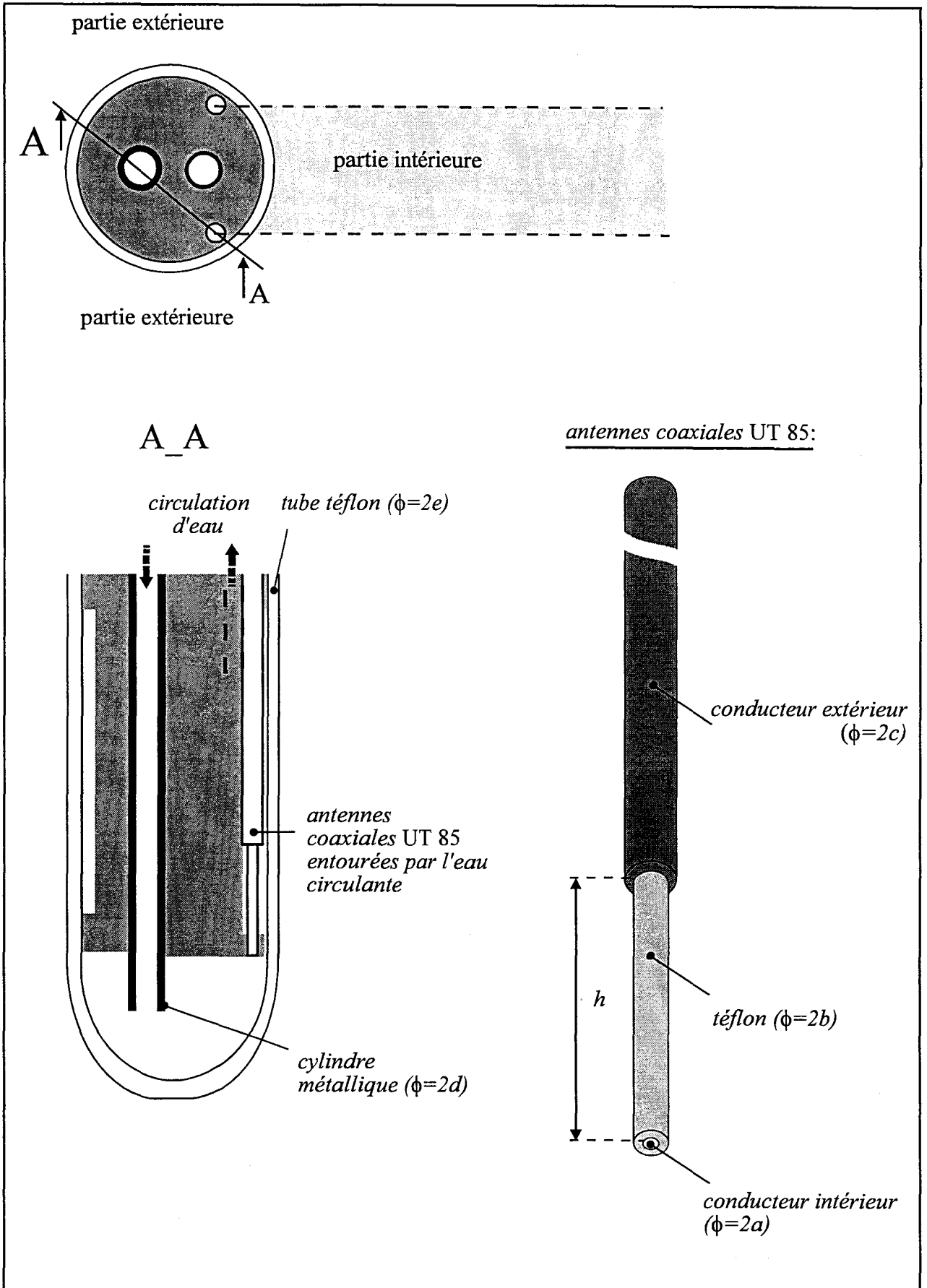


figure III-37: Schéma descriptif de l'applicateur rectal à 2 antennes

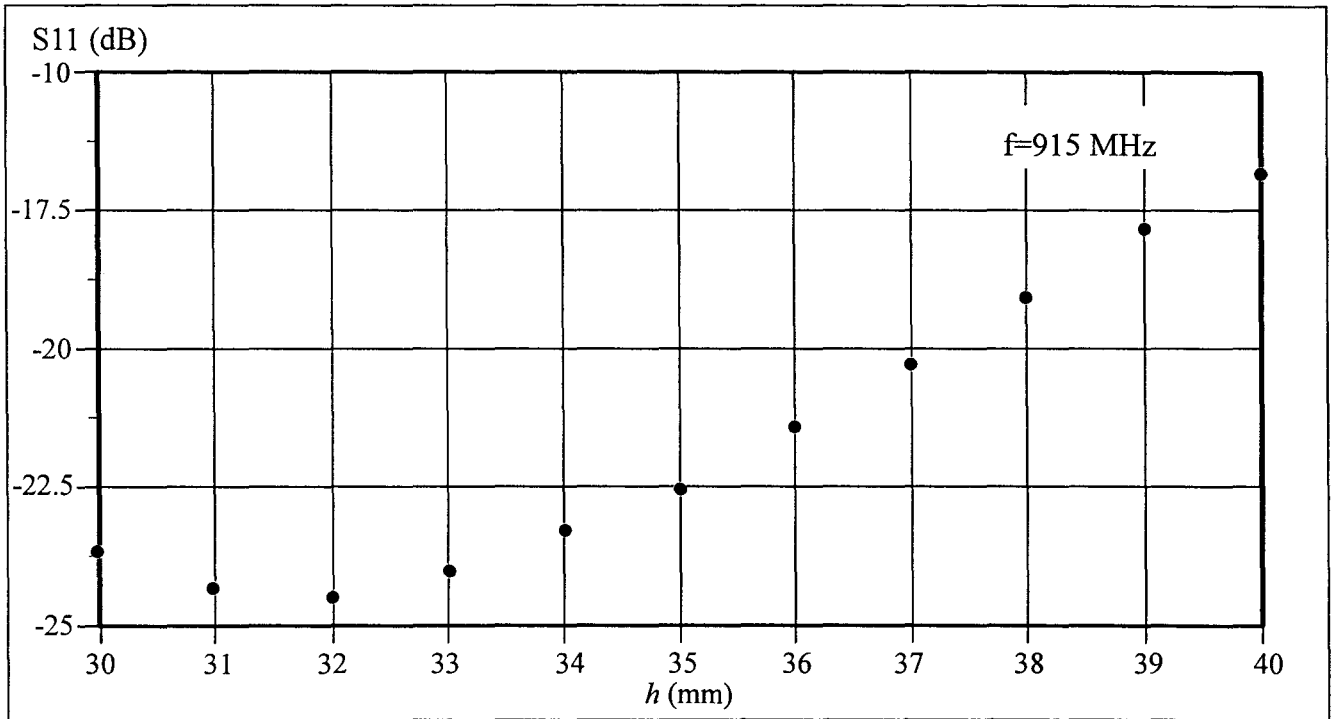


figure III-38: Evolution expérimentale du coefficient de réflexion de l'applicateur rectal à la fréquence de 915 MHz en fonction de la longueur dénudée h

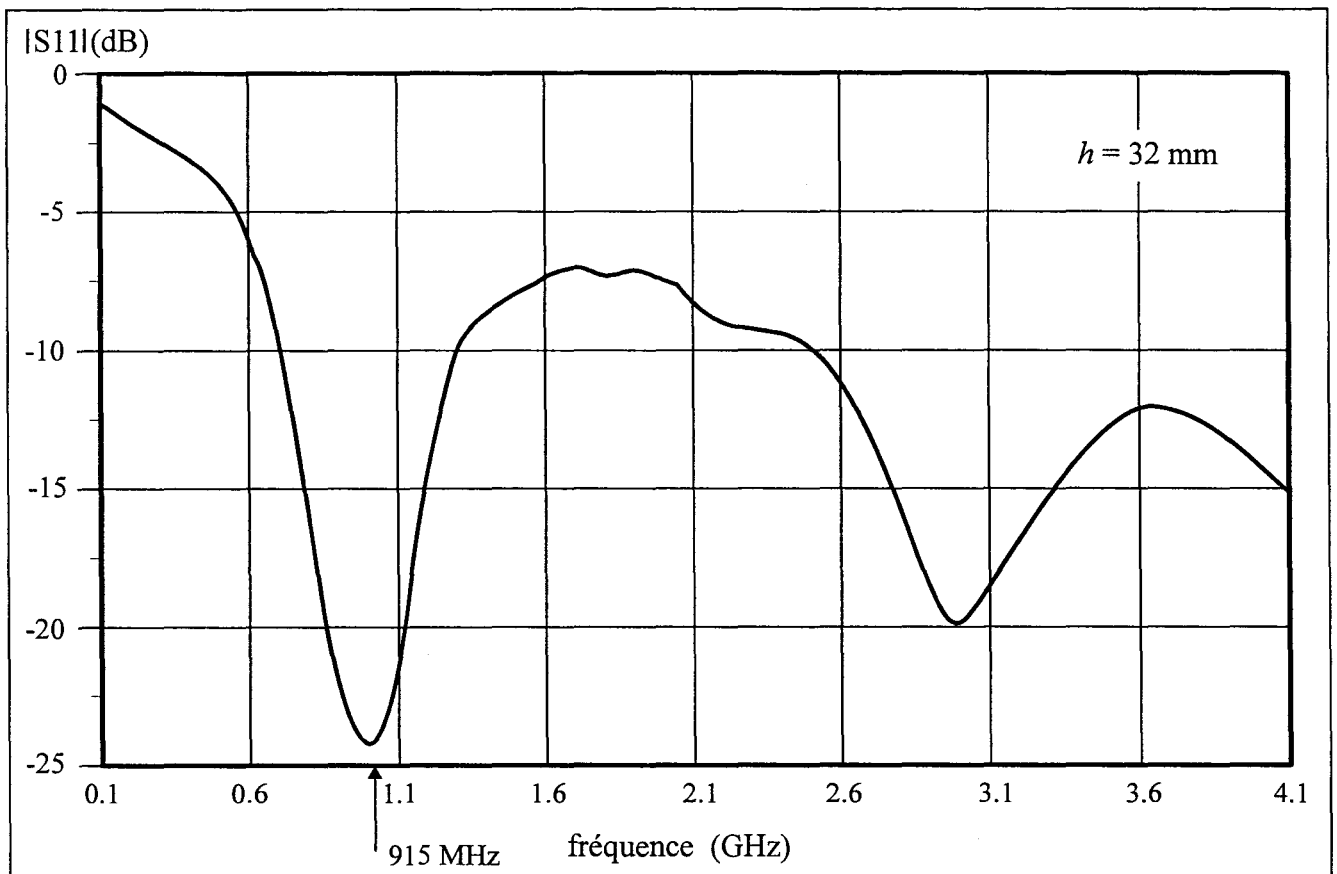


figure III-39: Evolution fréquentielle expérimentale du coefficient de réflexion de l'applicateur rectal lorsque la longueur h est égale à 32 mm

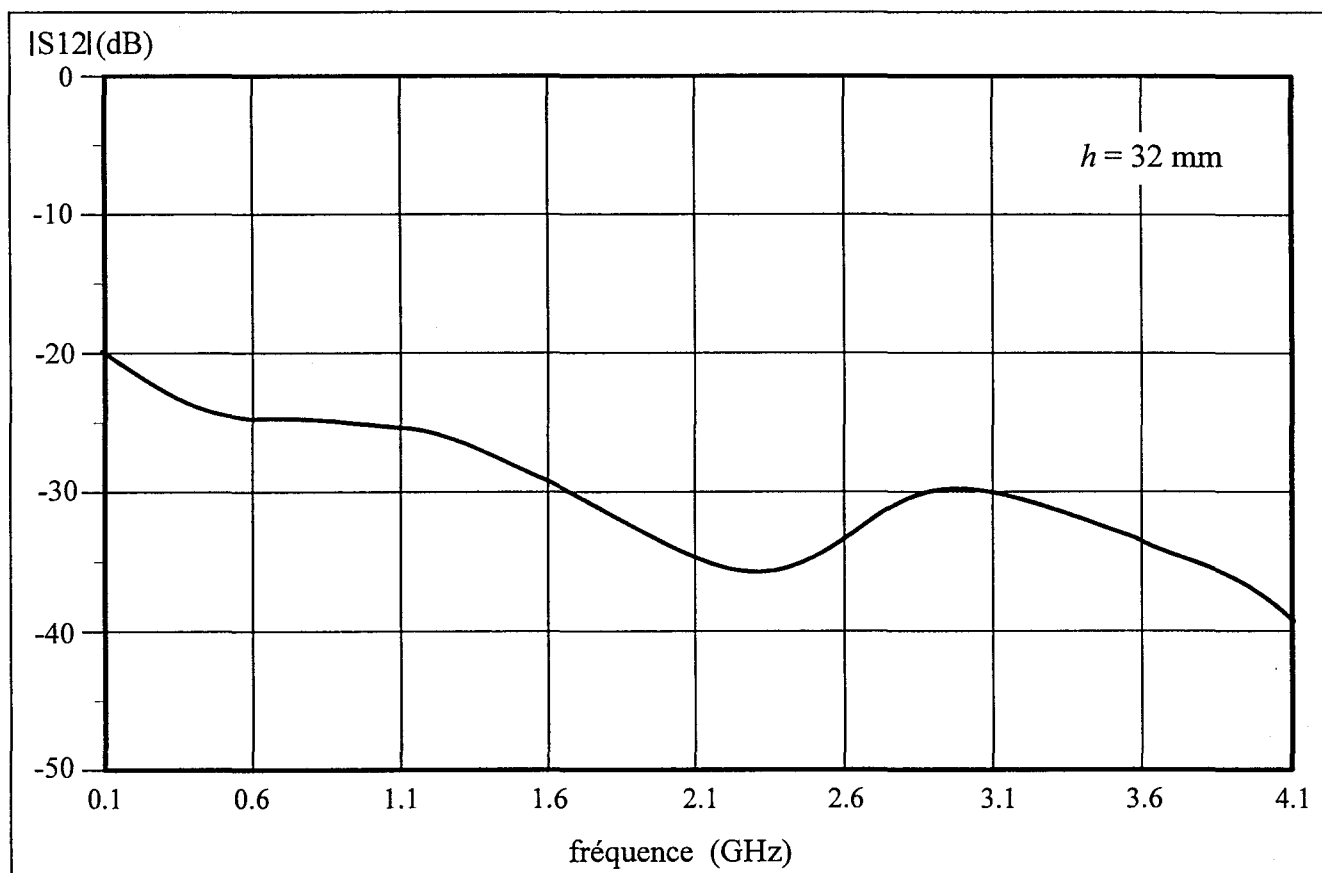


figure III-40: Evolution fréquentielle expérimentale du coefficient de couplage entre les 2 antennes de l'applicateur rectal lorsque la longueur h est égale à 32 mm
- les relevés sont effectués dans le plan d'entrée des antennes

Toutefois, la puissance déposée à 10 mm de notre applicateur est négligeable et donc l'élévation de température faible. Cet applicateur ne peut donc être utilisé seul pour le traitement du cancer de la prostate qui nécessite la nécrose de la glande prostatique. Un second type d'applicateur est étudié: les applicateurs rectaux.

III-2-2 Applicateurs rectaux

La figure III-37 rappelle le schéma du premier applicateur rectal étudié (§I-2-2-3). Le tableau ci-dessous (tableau 18) présente les différents diamètres qui le caractérisent.

Diamètre (mm)	2a	2b	2c	2d	2e
ϕ	0,511	1,676	2,200	6,000	18,000

tableau 18

Les différentes parties de l'applicateur distinguées dans cette étude sont présentées sur la figure III-37. Le secteur entre les deux antennes (au voisinage de l'axe $x=0$ mm) est dit partie intérieure et, par opposition, les autres secteurs sont nommés parties extérieures.

Le comportement électromagnétique de cet applicateur et de ses évolutions est caractérisé.

III-2-2-1 Adaptation électromagnétique

La longueur h sur laquelle sont dénudées les antennes, assurant à l'applicateur un coefficient de réflexion minimum à la fréquence de chauffage, est déterminée grâce à un protocole expérimental identique à celui utilisé lors de l'étude de l'applicateur urétral. Les antennes sont de nouveau dénudées sur une longueur initiale h de 40 mm. Une étude fréquentielle du coefficient de réflexion en fonction de la longueur h est effectuée (figure III-38). Il apparaît que la valeur optimale de cette longueur est 32 mm. L'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion d'un applicateur rectal dont les antennes sont dénudées sur 32 mm est présentée figure III-39. Le coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB à la fréquence de chauffage et à -8 dB dans toute la bande de fréquences radiométrique (2-4 GHz). Les contraintes fixées dans le cahier des charges sont donc respectées.

Ce premier prototype possède deux antennes. Afin de s'assurer du bon fonctionnement de la chaîne hyperfréquence, il faut d'une part estimer le pourcentage de puissance incidente transmise aux milieux et d'autre part déterminer l'évolution fréquentielle du coefficient de

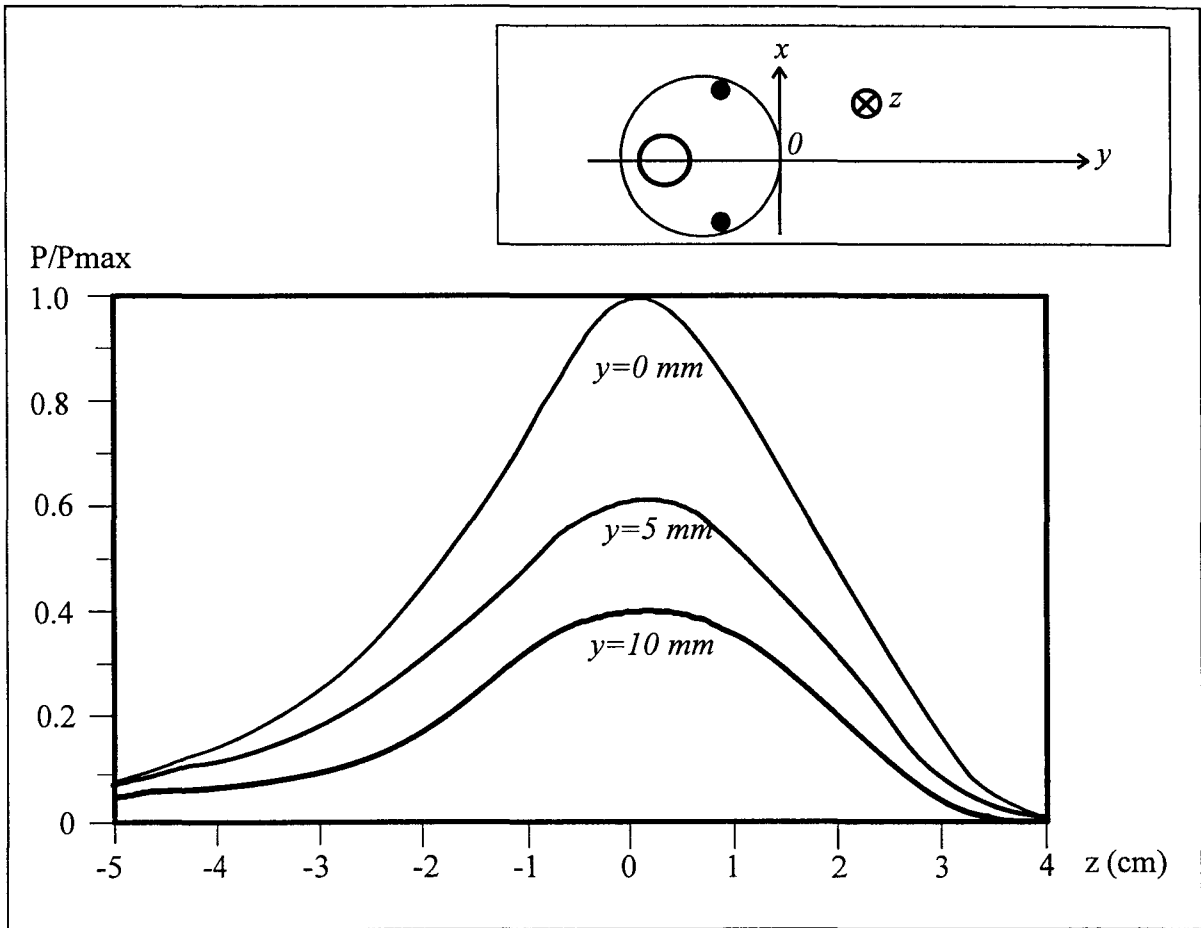


figure III-41: Evolution expérimentale de la densité de puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6g/l à la fréquence de 915 MHz par l'applicateur rectal à deux antennes, suivant l'axe Oz , à différentes distances y de l'applicateur en $x=0$.

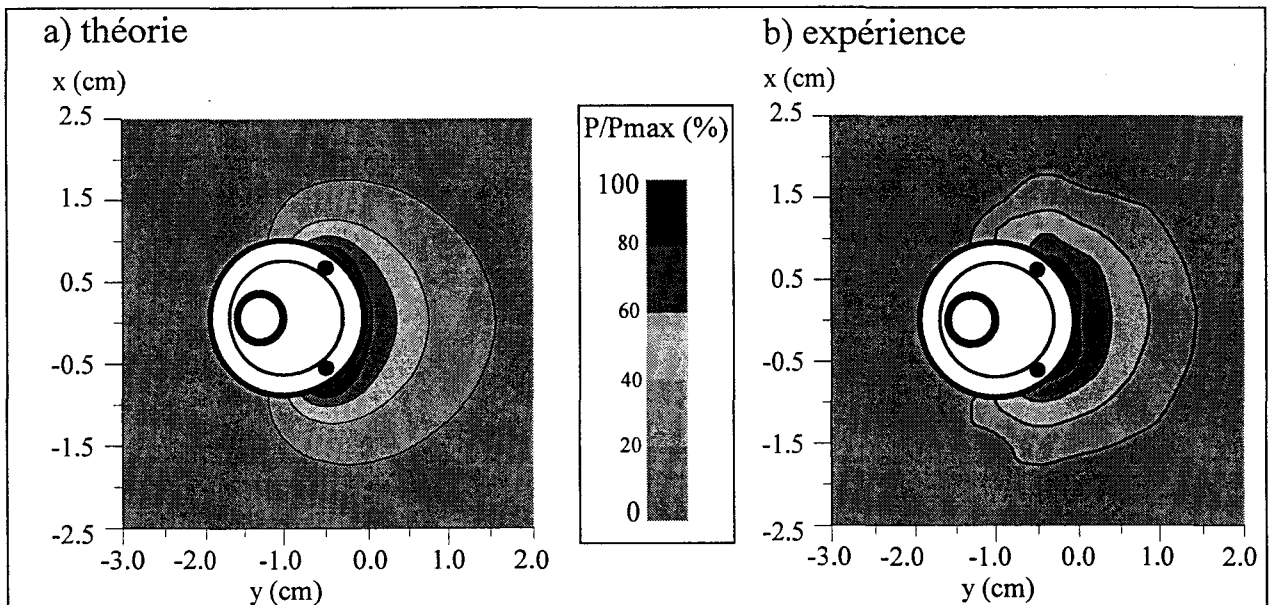


figure III-42: Evolutions bidimensionnelles de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz par un applicateur rectal à deux antennes dans le plan de jonction - les antennes sont alimentées en phase et les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale a) théorie b) expérience

couplage entre ces antennes. L'évolution expérimentale de ce coefficient est présentée sur la figure III-40. Le couplage entre les antennes est inférieur à -20 dB dans la gamme de fréquences étudiée. Ce coefficient est négligeable et la quasi-totalité de la puissance émise par une antenne est transmise aux milieux environnants.

La détermination théorique par la F.D.T.D. des coefficients de réflexion et transmission nécessite une résolution tridimensionnelle. La complexité géométrique et la taille importante de l'applicateur rectal compliquent beaucoup le maillage, et, le calcul des différents paramètres d'adaptation et de couplage fait actuellement l'objet d'une étude approfondie.

II-2-2-2 *Densité de puissance déposée à la fréquence de chauffage*

La répartition de la densité de puissance déposée à la fréquence d'émission de 915 MHz est relevée à l'aide du banc de mesure de puissance. La mesure est effectuée entre les antennes (dans le plan de symétrie de l'applicateur: $x=0$), le long de l'applicateur (suivant un axe Oz) à différentes distances de celui-ci. L'essentiel de cette mesure est présenté sur la figure III-41, la densité de puissance déposée est tracée à trois distances de l'applicateur ($y=0$ mm, $y=5$ mm, $y=10$ mm). La densité de puissance maximale se situe également dans le plan de jonction des antennes. La composition électromagnétique des champs permet d'obtenir une décroissance lente de la densité de puissance en fonction de la distance y . En effet, dans le plan de jonction, la densité de puissance est égale à 42 % de la puissance maximale à une distance de 10 mm de l'applicateur. La zone thérapeutique de ce type d'applicateur est donc importante.

Un relevé de puissance dans un plan perpendiculaire au précédent est réalisé afin de connaître la répartition de cette puissance autour de l'applicateur. Le plan choisi est le plan de jonction des antennes, plan où est relevé le maximum de puissance.

Le diagramme de densité de puissance est reconstruit par la méthode des moindres carrés. Il est présenté sur la figure III-42.b. La puissance déposée est maximale contre le cathéter face aux deux antennes. L'énergie est focalisée dans un demi-plan et l'isopuissance 20 % est située à dix-huit millimètres de l'applicateur dans la partie intérieure. Dans les parties extérieures, cette isopuissance peut s'étendre jusqu'à dix millimètres.

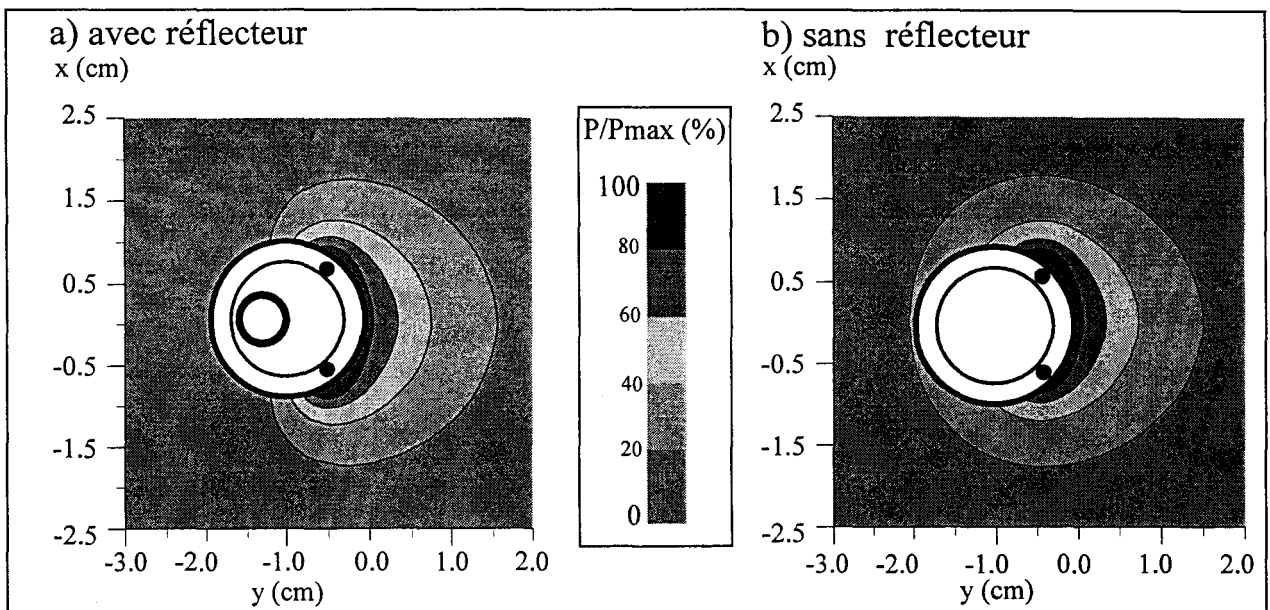


figure III-43: Evolutions bidimensionnelles théoriques de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz par un applicateur rectal à deux antennes dans le plan de jonction -les antennes sont alimentées en phase et les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale

a) avec réflecteur

b) sans réflecteur

Un calcul de la densité de puissance déposée dans ce plan est réalisé par la F.D.T.D.. Les formes circulaires de l'applicateur sont approchées par la méthode du stair-casing. Le maillage réalisé a les caractéristiques suivantes:

Direction	O_x	O_y
Pas de maillage	$\Delta x=0,1$ mm	$\Delta y=0,1$ mm
Nombre de pas	500	500
Distance maillée	$L_x=50$ mm	$L_y=50$ mm

tableau 19

L'évolution théorique de la densité de puissance dans le plan de jonction est présentée figure III-42.a.. Les isopuissances obtenues s'étendent sur des dimensions similaires à celles reconstruites à partir des relevés. La puissance est de nouveau focalisée dans le demi-plan contenant les antennes, elle est supérieure à 40 % de la puissance maximale sur 18 mm le long de l'axe entre les antennes. Toutefois, dans les parties extérieures, la puissance décroît rapidement et la présence de l'isopuissance 40 % à 4 mm de l'applicateur paraît insuffisante pour obtenir une zone thérapeutique très étendue.

Afin de déterminer si la directivité de l'applicateur est due à la présence du cylindre métallique, nous calculons la puissance déposée dans le plan de jonction par un applicateur ne possédant pas ce cylindre. Le diagramme théorique de densité de puissance déposée dans le plan de jonction par un tel applicateur (figure III-43.b.) est confronté au diagramme de l'applicateur avec réflecteur (figure III-43.a.)

La densité de puissance déposée dans le demi-plan opposé au cylindre métallique ($y>0$) est peu influencée par la présence du réflecteur. La décroissance lente de la puissance le long de l'axe (O_y) en $x=0$ cm est donc due à la composition électromagnétique des champs entre les antennes et non au cylindre métallique. En revanche, la puissance déposée dans l'autre demi-plan, en l'absence du cylindre, est supérieure à 20 % sur toute la surface de l'applicateur.

Ce cylindre joue alors bien le rôle de réflecteur et permet de focaliser la quasi-totalité de la puissance dans un demi-plan. Le cahier des charges exclut tout dépôt de puissance face à la paroi rectale afin que celle-ci ne subisse pas d'échauffement. Le réflecteur est donc nécessaire pour que l'applicateur réponde à cette contrainte.

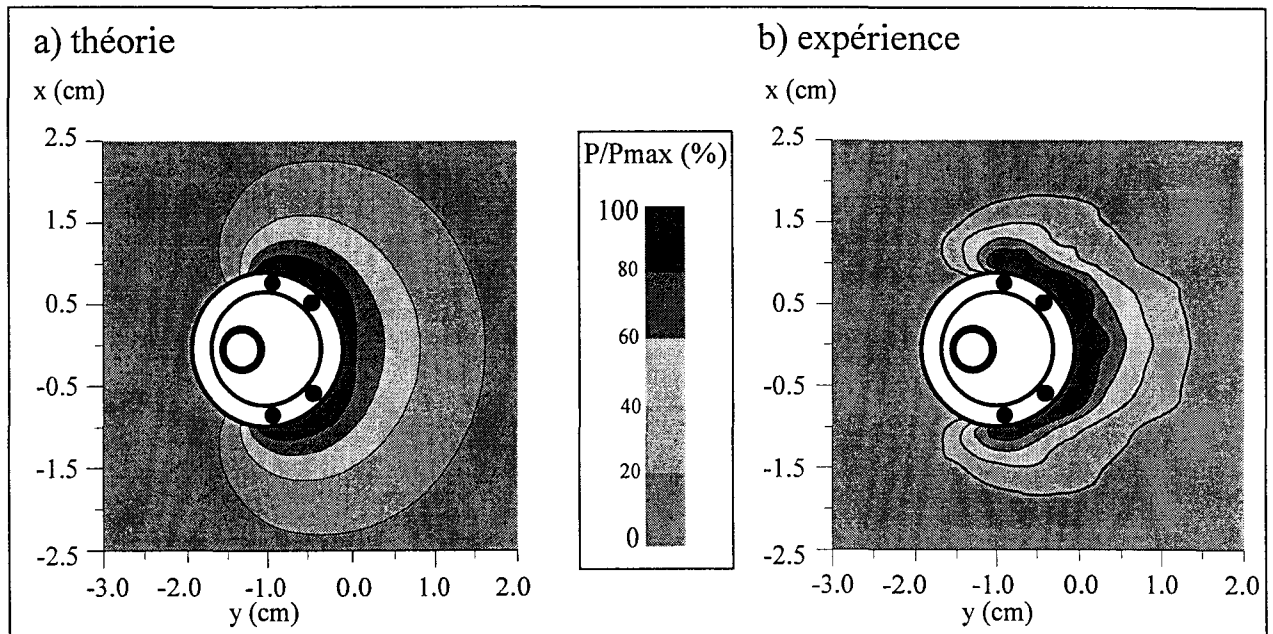


figure III-44: Evolutions bidimensionnelles de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz par un applicateur rectal à quatre antennes dans le plan de jonction - les antennes sont alimentées en phase, les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale a) théorie b) expérience

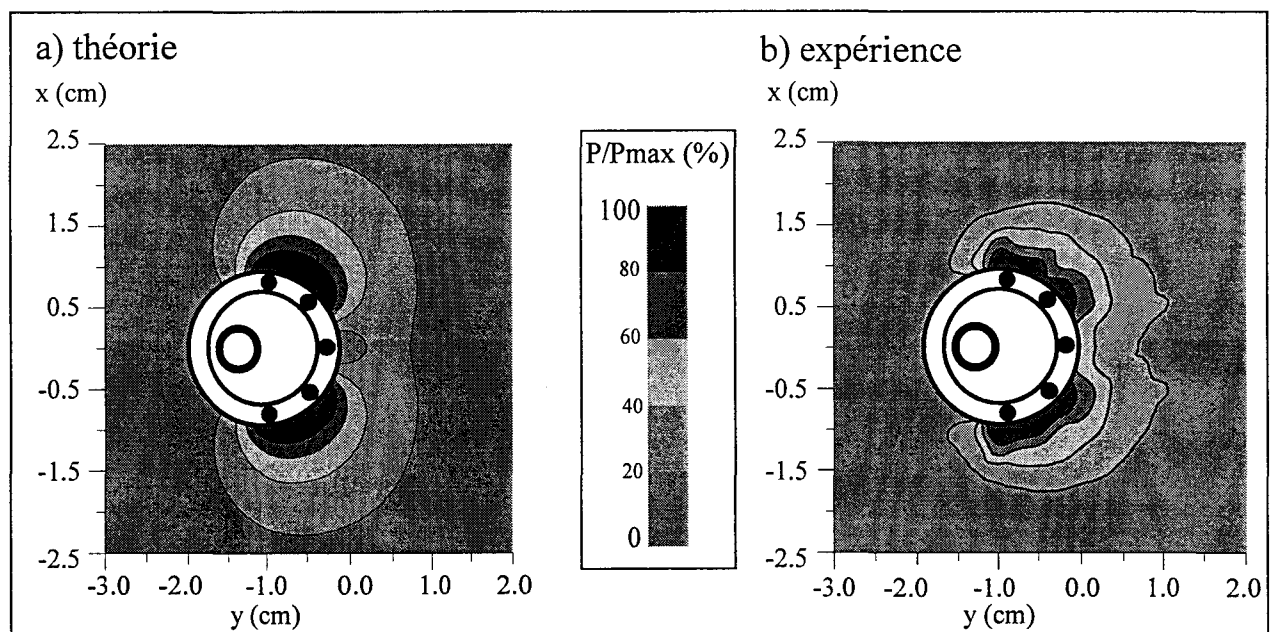


figure III-45: Evolutions bidimensionnelles de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz par un applicateur rectal à cinq antennes dans le plan de jonction - quatre des antennes sont alimentées en phase et l'antenne centrale n'est pas alimentée, les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale a) théorie b) expérience

Notons que la position du cylindre a été choisie par souci de simplicité dans la conception de l'applicateur et une optimisation, d'un point de vue électromagnétique, de ce positionnement est actuellement en cours.

La répartition de la puissance déposée par l'applicateur à deux antennes étant trop faible sur les parties extérieures, un applicateur à quatre antennes est réalisé: deux antennes sont ajoutées de façon symétrique à l'extérieur de chaque antenne existante. Les densités de puissance théorique et expérimentale déposées dans le plan de jonction par ce nouvel applicateur sont présentées figure III-44.

Ces densités de puissance sont comparables et malgré la présence de ces nouvelles antennes, la puissance déposée dans le demi-plan du réflecteur métallique est toujours négligeable.

Dans la partie extérieure, la puissance est maintenant supérieure à 40 % de la puissance maximale jusqu'à 7 mm de l'applicateur. La répartition de la puissance déposée par ce nouvel applicateur est donc similaire dans les parties intérieure et extérieures. De sorte que la forme des isopuissances s'approche d'un demi-cercle centré sur le milieu de l'applicateur dans le demi-plan opposé au réflecteur.

Cet applicateur présente donc l'avantage de déposer la puissance (et donc de créer des gradients thermiques) de façon plus étendue dans le demi-plan $y > -1$ cm.

Comme tous les applicateurs développés dans le Groupe Hyperthermie de Lille, les applicateurs rectaux doivent fonctionner en émission, à la fréquence de chauffage, et en capteur dans la bande radiométrique. Il nous a paru intéressant d'ajouter à l'applicateur rectal une antenne ne fonctionnant qu'en réception, placée le plus près possible du maximum de puissance déposée par l'applicateur quatre antennes. Cette antenne radiométrique va cependant modifier le diagramme de densité de puissance à la fréquence de 915 MHz. Il faut quantifier les modifications apportées par cette antenne de réception à la fréquence d'émission.

Les diagrammes de densité de puissance expérimentale et théorique de cet applicateur à 5 antennes, dont l'antenne centrale n'est pas alimentée, sont présentés sur la figure III-45. La présence de cette antenne radiométrique modifie de façon importante la répartition théorique de la densité de puissance. La majorité de la puissance est déposée sur les parties extérieures de l'applicateur et la puissance est négligeable au voisinage de cette nouvelle antenne. De ce fait, les isopuissances sont confinés au voisinage de l'applicateur. Nous retrouvons

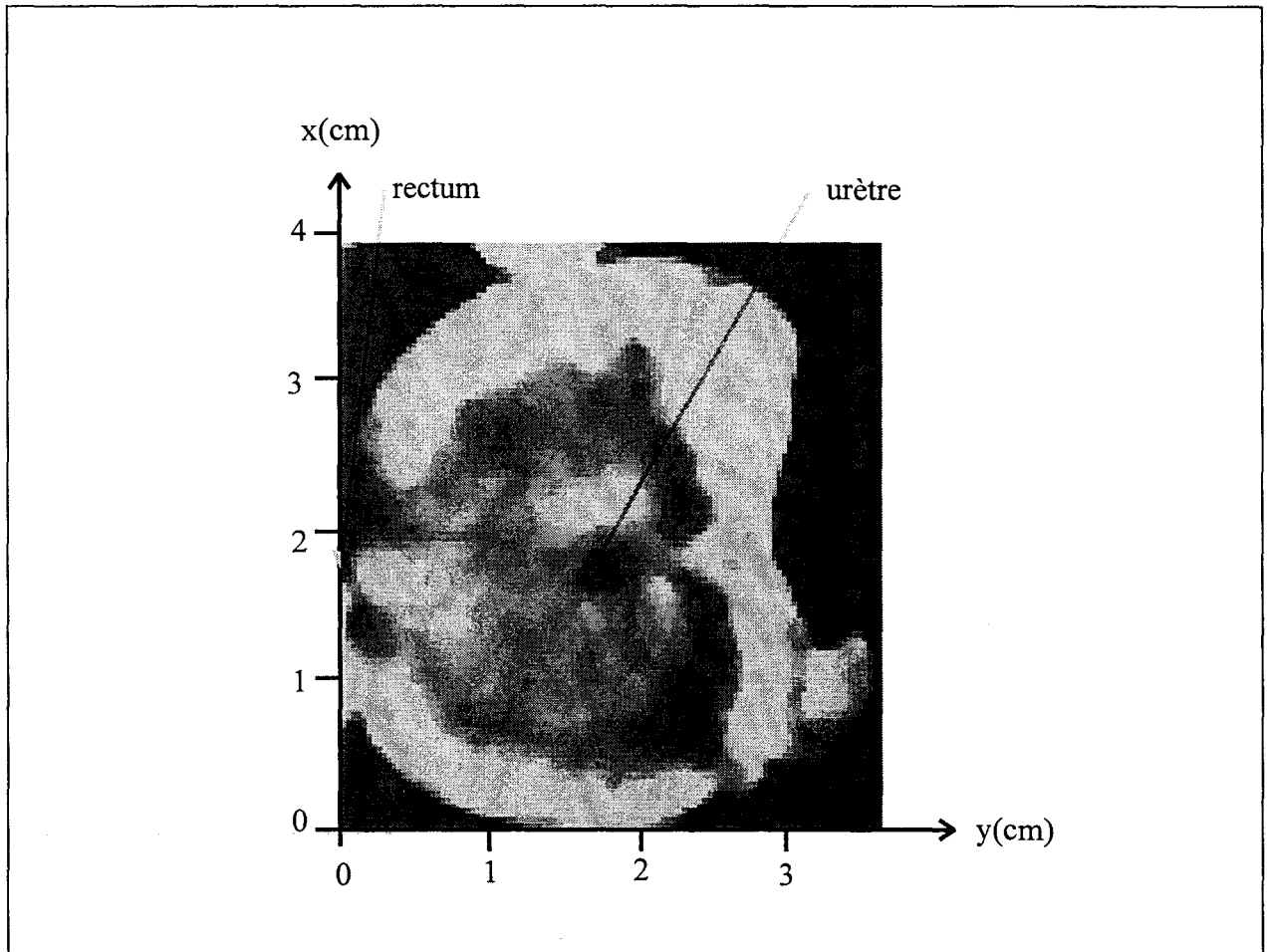


figure III-46: partie centrale d'une coupe anatomopathologique d'une prostate de chien

expérimentalement (figure III-45.b.) les deux zones extérieures où la puissance est importante. Face à l'antenne radiométrique, la densité de puissance expérimentale déposée est inférieure à 60 % de la puissance maximale. Cette applicateur n'est donc pas utilisé en site clinique.

La caractérisation électromagnétique des applicateurs rectaux à deux et quatre antennes est définie. En vue d'un traitement complet de la glande prostatique les potentialités d'obtenir une large zone thérapeutique lorsque l'un d'eux est associé à l'applicateur urétral double cathéter sont étudiées.

III-2-3 Utilisation simultanée d'un applicateur rectal et de l'applicateur urétral

Du fait des positions anatomiques du rectum et de l'urètre vis à vis de la prostate, cette technique est baptisée le "Tir croisé". En première approximation, les applicateurs insérés dans ces cavités naturelles sont considérés parallèles entre eux (voir figure I-2 page 10). Lors d'implantations cliniques, les antennes de l'applicateur rectal et de l'applicateur urétral ont même plan de jonction.

La densité de puissance déposée dans le milieu est déterminée lors de l'utilisation simultanée de l'applicateur rectal à deux antennes, de celui à quatre antennes, et de l'applicateur urétral double cathéter. L'influence de la répartition de la puissance incidente totale et de la phase entre les applicateurs sur la densité de puissance déposée a fait l'objet d'études approfondies en hyperthermie [87]. Nous étudions cette influence dans le cas particulier de nos applicateurs.

III-2-3-1 Applicateur rectal à deux antennes

Nous calculons la densité de puissance déposée dans le milieu lorsque l'applicateur rectal à deux antennes et l'applicateur urétral double cathéter sont utilisés simultanément.

Au vu des photos de coupes anatomopathologiques (dont nous présentons un exemple figure III-46) et des radiographies de glandes prostatiques, la distance entre l'urètre et le rectum peut varier de un à plusieurs centimètres. Une distance moyenne de 2 cm est choisie pour notre simulation. Lors de cette simulation, les antennes sont alimentées en phase et la

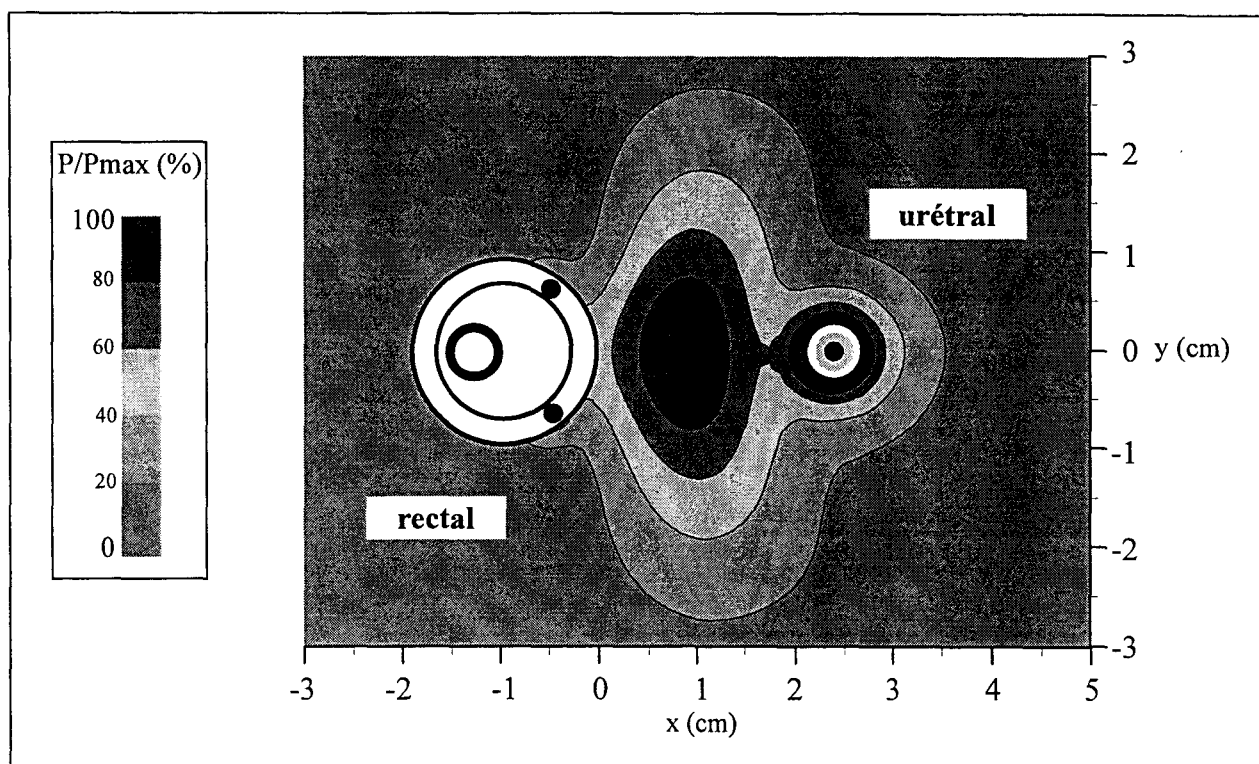


figure III-47: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs, l'applicateur rectal possède deux antennes - les antennes sont alimentées en phase et les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale

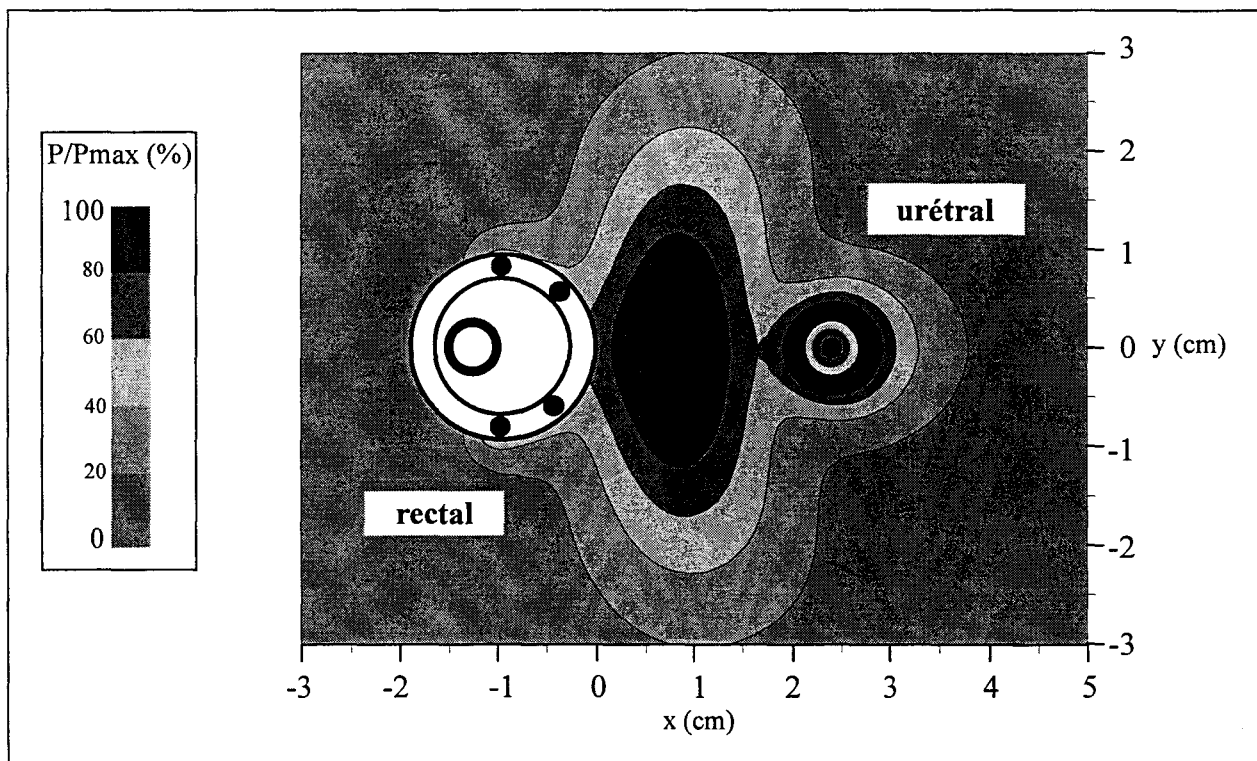


figure III-48: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs, l'applicateur rectal possède quatre antennes - les antennes sont alimentées en phase et les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale

puissance est également répartie sur chaque applicateur, de sorte que la puissance incidente fournie à l'antenne de l'applicateur urétral est double de celle reçue par chaque antenne rectale.

Le maillage réalisé possède les caractéristiques suivantes:

Direction	O_x	O_y
Pas de maillage	$\Delta x=0,1 \text{ mm}$	$\Delta y=0,1 \text{ mm}$
Nombre de pas	800	600
Distance maillée	$L_x=80 \text{ mm}$	$L_y=60 \text{ mm}$

tableau 20

La répartition de la puissance déposée dans le milieu obtenue pour cette configuration est présentée sur la figure III-47. Cette puissance est en grande partie déposée dans une zone localisée entre les applicateurs et au voisinage de l'applicateur urétral, elle ne risque donc pas de provoquer un échauffement de la paroi rectale. La composition électromagnétique des champs permet l'obtention d'un maximum de densité de puissance sur l'axe médian entre les applicateurs. Dans la zone localisée entre les applicateurs, la puissance est supérieure à 40 % de la puissance maximale. L'isopuissance 40 % s'étend sur l'axe médian sur près de quatre centimètres et est située à quatre millimètres de l'applicateur urétral dans la zone diamétralement opposée à l'applicateur rectal. L'augmentation de la zone thérapeutique est donc évidente avec ce type d'association. Toutefois, au vu des résultats présentés lors de l'étude sur les applicateurs rectaux, il est possible d'accroître cette zone en associant au même applicateur urétral l'applicateur rectal à quatre antennes.

III-2-3-2 *Applicateur rectal à quatre antennes*

Les positions relatives des applicateurs ne changent pas et toutes les antennes sont alimentées en phase. La répartition de la puissance sur les applicateurs est toujours paritaire, la puissance incidente reçue sur l'antenne de l'applicateur urétral est donc quatre fois plus élevée que la puissance fournie à chaque antenne de l'applicateur rectal.

Le diagramme de densité de puissance théorique est présenté figure III-48. La puissance, négligeable au voisinage du réflecteur métallique, est maximale sur l'axe médian entre les applicateurs. La répartition de la puissance au voisinage de l'applicateur urétral dans le demi-plan opposé à l'applicateur rectal n'est pas modifiée par l'adjonction des deux nouvelles antennes. Seule diffère entre nos deux simulations l'étendue des isopuissances entre

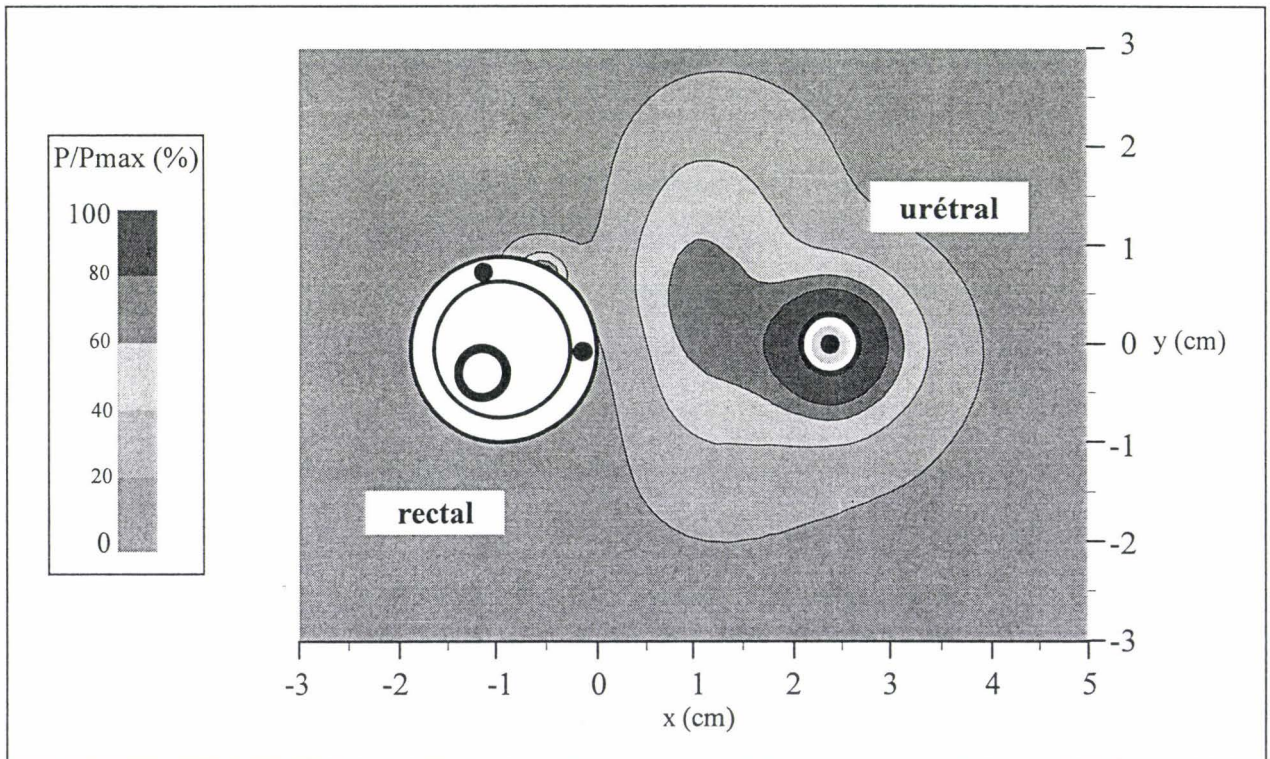


figure III-49: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs, l'applicateur rectal a subi une rotation de 40° - les antennes sont alimentées en phase et les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale

les applicateurs. Par exemple, l'isopuissance 40 % s'étend sur près de 5,5 cm le long de cet axe. La zone thérapeutique est donc bien accrue par l'utilisation de cet applicateur à quatre antennes.

Le diagramme de densité de puissance déposée lors de la simulation du "tir croisé" avec un applicateur à quatre antennes s'étend sur des dimensions similaires à celles des glandes prostatiques. De plus, les formes des isopuissances épousent plus ou moins celles de la glande, cette technique présente donc des avantages indéniables qu'il nous faut concrétiser lors d'expérimentations animales.

Toutefois la distance entre l'urètre et le rectum est variable d'un individu à l'autre. Pour éclairer les urologues, il faut étudier la répartition de la puissance dans le milieu pour des distances différentes de celle choisie dans l'étude précédente mais aussi modéliser différents cas de figure qui peuvent se rencontrer en site clinique.

III-2-3-3 *Influence de la position respective des applicateurs*

Les diverses structures présentées dans ce paragraphe comportent un applicateur rectal à deux antennes. Des simulations similaires réalisées avec un applicateur à quatre antennes amènent aux mêmes conclusions.

L'implantation clinique doit être assurée avec beaucoup de rigueur. En effet, une rotation de l'applicateur rectal, qui n'est pas omnidirectionnel, peut modifier considérablement l'efficacité thérapeutique. A titre d'exemple, la densité de puissance déposée dans le plan de jonction des antennes lors de l'utilisation simultanée de l'applicateur rectal à deux antennes et de l'applicateur urétral est à nouveau calculée alors que l'applicateur rectal a subi une rotation de 40 °. Les antennes sont toujours alimentées en phase et la répartition de la puissance incidente n'est pas modifiée. Le diagramme de densité de puissance théorique obtenu est présenté figure III-49.

La composition des champs dans cette configuration ne permet plus d'obtenir le maximum de puissance déposée dans le plan médian entre les applicateurs. La densité de puissance est déposée beaucoup plus loin des applicateurs dans le demi-plan supérieur

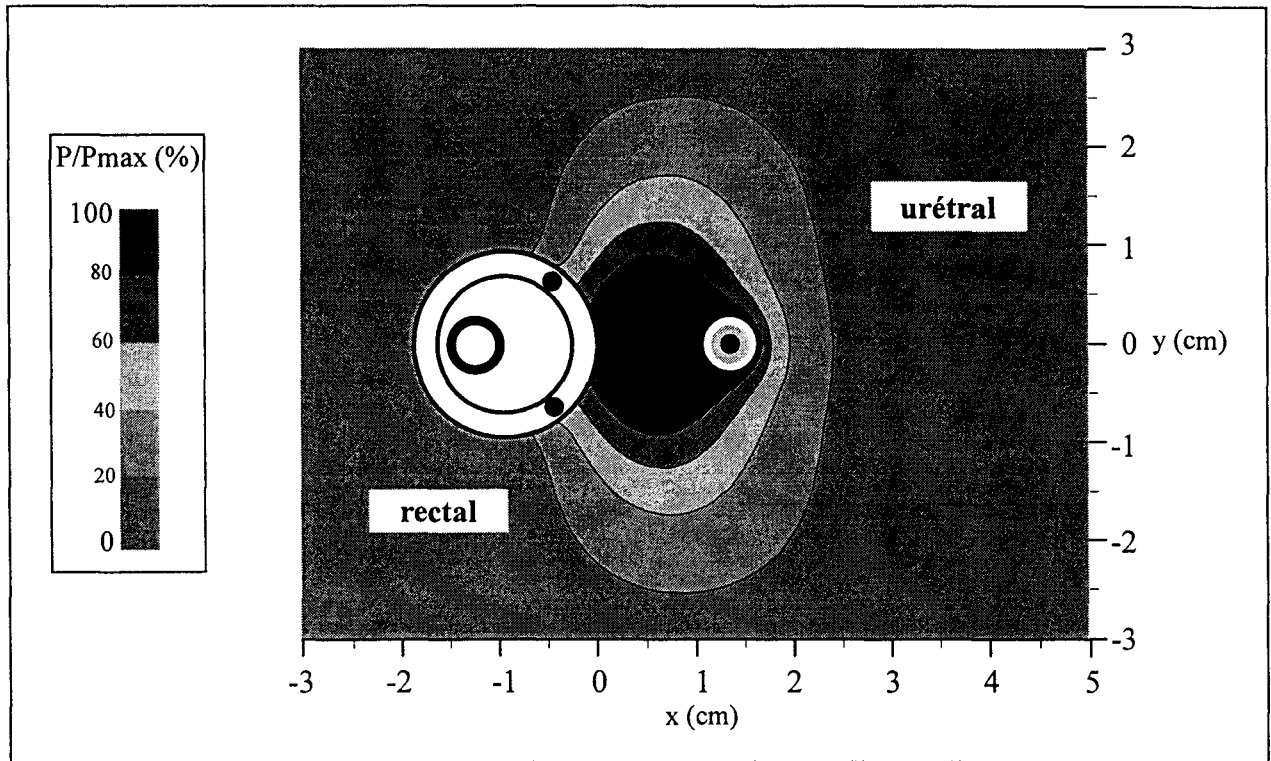


figure III-50: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs séparés de 1 cm- les antennes sont alimentées en phase

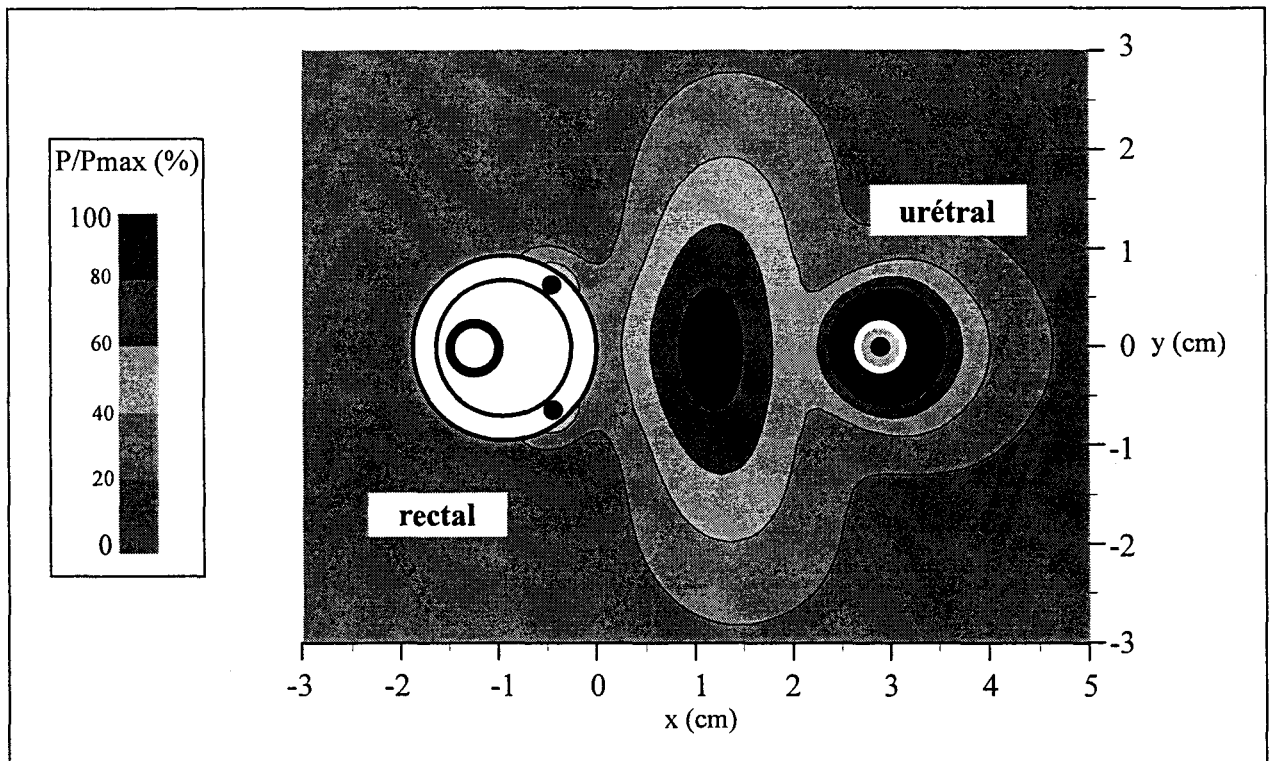


figure III-51: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs séparés de 2,5 cm- les antennes sont alimentées en phase

($y > 0$ cm). A titre d'exemple, l'isopuissance 40 % s'étend sur 2 cm dans le demi-plan supérieur le long de l'axe médian et sur 1 cm dans l'autre demi-plan.

Cette configuration propose donc une zone thérapeutique n'englobant qu'une partie de la prostate. En utilisation clinique, il faut donc prêter une attention particulière au positionnement de l'applicateur rectal.

Si la rotation étudiée ci-dessus peut facilement être évitée, il n'en est pas de même pour la distance entre les applicateurs qui varie suivant les patients. En effet, la distance entre l'urètre et le rectum est propre à chaque individu. La densité de puissance déposée lors de l'utilisation simultanée des applicateurs est calculée pour différentes distances inter-applicateurs.

Cette distance minimale inter-applicateur est de l'ordre de 1 cm. La structure modélisée est donc formée d'un applicateur rectal à deux antennes et d'un applicateur urétral double cathéter séparés d'un centimètre et l'étude est menée à l'aide du même maillage que précédemment. Les antennes sont alimentées en phase (ce qui signifie que les courants d'alimentation ont la même phase). La puissance fournie à chaque applicateur est toujours identique.

Le diagramme de répartition de densité de puissance calculé est présenté sur la figure III-50. Le diagramme obtenu lors de l'étude des mêmes applicateurs distants de 2 cm (figure III-47) est pris comme référence. Lors de cette nouvelle simulation, les isopuissances s'étendent sur des distances similaires à la référence le long de l'axe médian. Entre les applicateurs, la puissance est supérieure à 80% de la puissance maximale ce qui sous entend une élévation de température importante dans toute cette zone. La diminution de la distance entre les applicateurs n'est donc pas un obstacle à l'utilisation du tir croisé.

A l'inverse, une anatomie peut présenter une distance plus importante entre les antennes. Nous étudions alors les mêmes applicateurs fonctionnant comme précédemment éloignés de 2,5 cm.

Le diagramme de densité de puissance obtenu est présenté sur la figure III-51. Un maximum de puissance déposée est repéré sur l'axe médian entre les applicateurs mais le maximum de puissance dans le milieu est situé contre le cathéter de l'applicateur urétral. La puissance déposée entre les applicateurs est encore importante mais il est clair qu'au regard du diagramme de référence, davantage de puissance est déposée au voisinage de l'applicateur

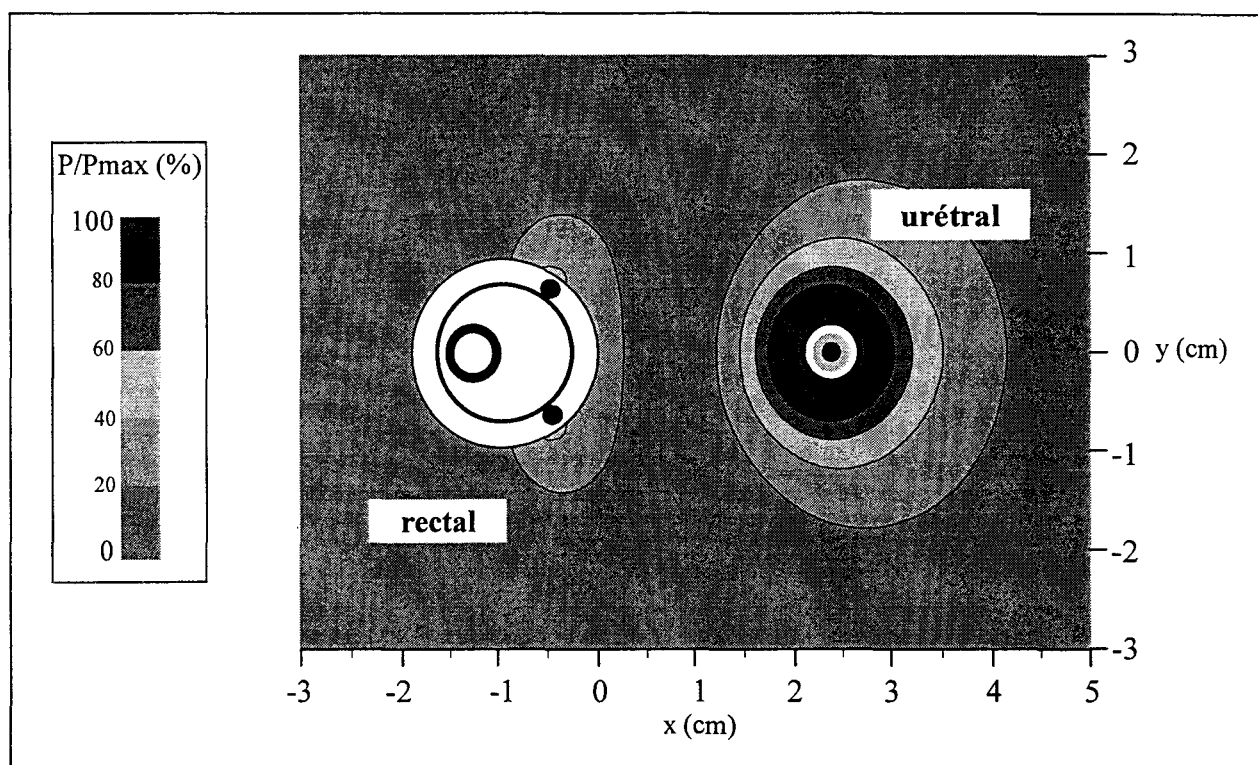


figure III-52: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs - les courants d'alimentation des antennes rectales sont déphasés de 180 ° par rapport à l'antenne urétrale et les puissances sont normalisées en pourcentage de la valeur maximale

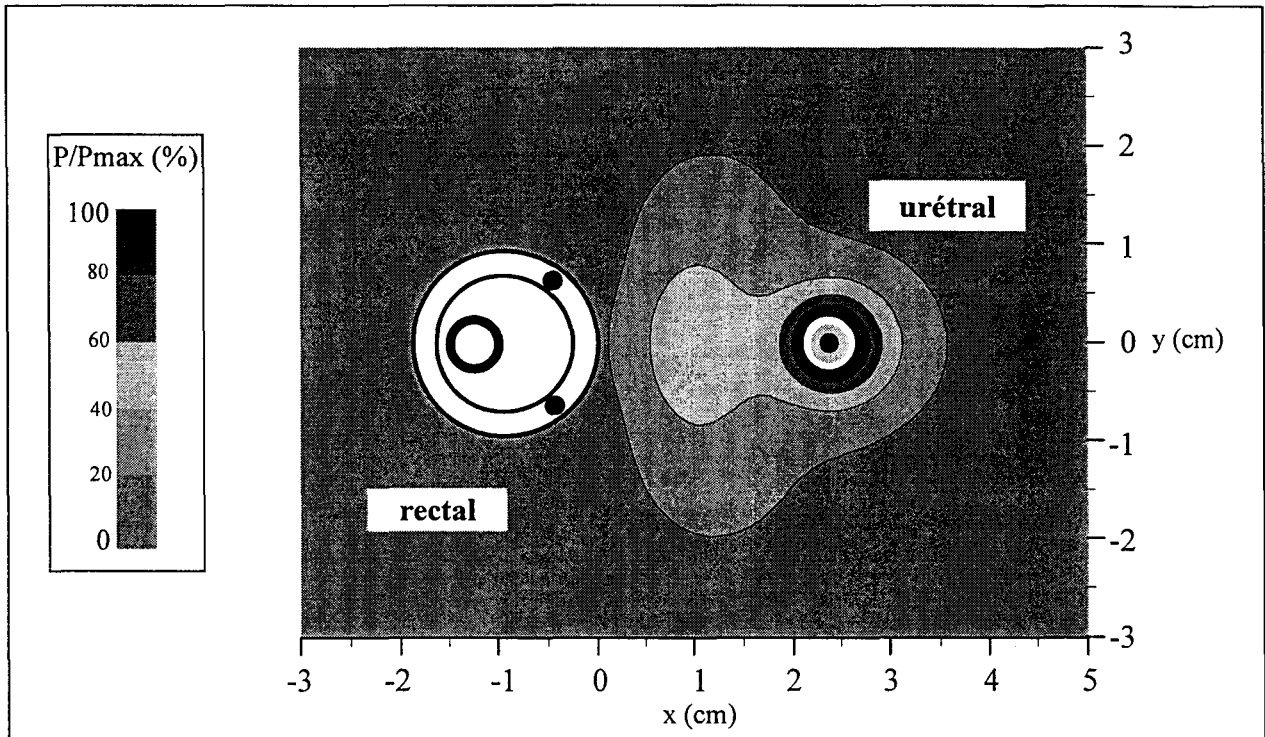


figure III-53: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs - les antennes sont alimentées en phase et la puissance transmise à l'applicateur urétral est double de la puissance rectale

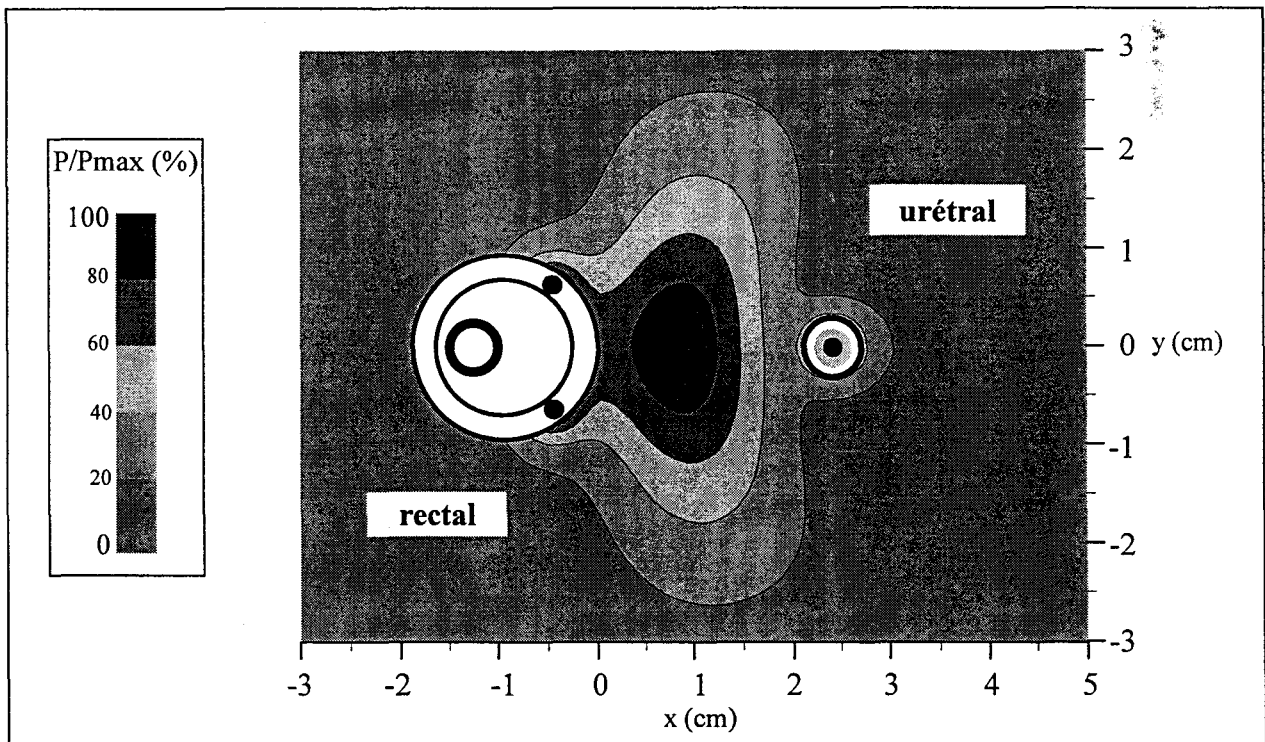


figure III-54: Evolution bidimensionnelle théorique de la densité de puissance normalisée déposée dans de l'eau salée à 6 g/l à la fréquence de 915 MHz lors de l'utilisation simultanée des applicateurs - les antennes sont alimentées en phase et la puissance transmise à l'applicateur urétral est moitié moindre que la puissance rectale

urétral. Si les applicateurs sont davantage éloignés, l'utilisation simultanée des applicateurs risque de ne présenter que peu d'intérêt; à moins que les températures des systèmes de refroidissement de chaque applicateur soient modifiées afin de compenser l'apport calorifique trop important au voisinage de l'applicateur urétral ou qu'une répartition différente de la puissance fournie aux applicateurs ne modifie la répartition de la puissance dans le milieu.

III-2-3-4 *Influence de la répartition de puissance incidente*

Une égale répartition de la puissance entre les applicateurs est techniquement aisée puisqu'un seul générateur et un diviseur de puissance suffisent. Toutefois, une attention particulière doit être portée lors de la conception de la chaîne hyperfréquence sur la phase entre les courants d'alimentation des diverses antennes. Afin de montrer les effets d'une différence de phase non nulle entre les antennes, la répartition de la densité de puissance est calculée dans un cas extrême: La structure de référence est étudiée avec un déphasage de 180° du courant d'alimentation de l'antenne urétrale par rapport aux antennes rectales. Le diagramme obtenu est présenté sur la figure III-52. La composition des champs est alors destructive et la puissance déposée n'est significative qu'au voisinage de chaque applicateur. Le tir croisé ne présente alors pas l'intérêt escompté.

La différence de phase entre les différentes antennes doit donc être nulle pour que l'association des applicateurs soit intéressante.

Enfin, pour illustration, deux cas de répartitions différentes de puissance entre les applicateurs sont étudiés: Dans un premier temps, la puissance fournie à l'applicateur urétral est double de celle de l'applicateur rectal. Puis, dans un second temps, cette puissance urétrale est moitié moins élevée que la puissance rectale.

Le diagramme de densité de puissance théorique déposée dans le milieu lorsque la puissance transmise à l'applicateur urétral est double de la puissance rectale est présenté figure III-53. Le maximum de puissance se situe contre le cathéter de l'applicateur urétral. Sur cette figure, il est remarquable que la plus grande partie de la puissance est confinée au voisinage de cet applicateur. Le diagramme de puissance est donc beaucoup moins étendu que le diagramme de référence.

La figure III-54 présente l'évolution théorique de la puissance déposée dans le milieu lorsque la puissance urétrale est moitié moins élevée que la puissance rectale. Le maximum de

puissance se situe entre les applicateurs à une distance de 7 mm de l'applicateur rectal. La puissance déposée au voisinage de l'applicateur urétral est inférieure à 50 % de la puissance maximale. Une augmentation relative de la puissance rectale par rapport à la puissance urétrale confine davantage la densité de puissance au voisinage de l'applicateur rectal.

Ces exemples de répartition de la puissance nous amènent à deux conclusions. Une variation relative de la puissance fournie aux applicateurs durant une même séance devrait, par déplacement de la zone où la puissance déposée est maximale, augmenter la zone thérapeutique. Enfin, pour une distance donnée entre les applicateurs, il existe une répartition optimale de la puissance qui permet de déposer le maximum de puissance sur l'axe médian entre les applicateurs. Pour mettre en pratique ces deux concepts, la puissance fournie à l'applicateur urétral doit pouvoir être égale à un pourcentage donné de la puissance rectale. Les évolutions ultérieures du système devront donc posséder deux amplificateurs hyperfréquences indépendants, liés à un même oscillateur local.

Conclusion

Ce troisième chapitre, a permis de simuler et réaliser des applicateurs interstitiels et endocavitaires. Pour ce faire, nous avons utilisé les modèles et protocoles présentés et évalués dans les chapitres précédents.

Une palette d'applicateurs interstitiels, fonctionnant à la fréquence de 434 MHz, de longueurs actives différentes est disponible afin que le clinicien puisse traiter le mieux possible des tumeurs de tailles différentes. A l'aide de notre modèle numérique, nous avons étudié l'influence de la présence d'air, au voisinage des applicateurs, sur ses qualités électromagnétiques. Les résultats obtenus ont mis en évidence les précautions particulières à prendre lors de l'implantation des antennes. Le comportement électromagnétique d'une demi boucle, puis de plusieurs demi-boucles illustrant une implantation réelle, a été étudié. Nous avons réalisé une approche bidimensionnelle de cette association d'applicateurs, approche comparée à une méthode semi-analytique présentée dans la littérature.

Les résultats obtenus tout au long de cette étude montrent l'intérêt de notre modèle et nous confortent dans la poursuite de nos travaux sur la modélisation tridimensionnelle d'une implantation clinique. Les caractéristiques électromagnétiques et thermiques de ces

applicateurs laissent présumer de leur efficacité thérapeutique dont les résultats sont présentés dans le dernier chapitre de ce mémoire.

Les applicateurs endocavitaires développés sont de deux types: urétral et rectal. L'applicateur urétral réalisé fait suite à un applicateur de première génération dont notre modèle a mis en évidence les faiblesses. Nous avons défini le nombre et la répartition des antennes au sein d'un même applicateur rectal nécessaire au traitement d'une tumeur d'un volume donné. Enfin, nous avons associé ces deux applicateurs et dégagé l'intérêt potentiel du tir croisé dans le traitement du cancer de la glande prostatique. Une étude sur la distance entre les applicateurs et la répartition de la puissance a permis de conclure à la nécessité d'alimenter chaque applicateur indépendamment en module et en phase. Suite à ce travail, une étude de l'influence de l'angle entre les applicateurs sur l'efficacité thérapeutique du tir croisé peut être envisagée. Une attention particulière aux températures de refroidissement de chaque applicateur doit également être envisagée afin d'optimiser le rendement de cette thérapie.

L'ultime étape consiste à valider cette technique en site clinique. Cette validation est présentée dans les applications et prospectives de ce travail.

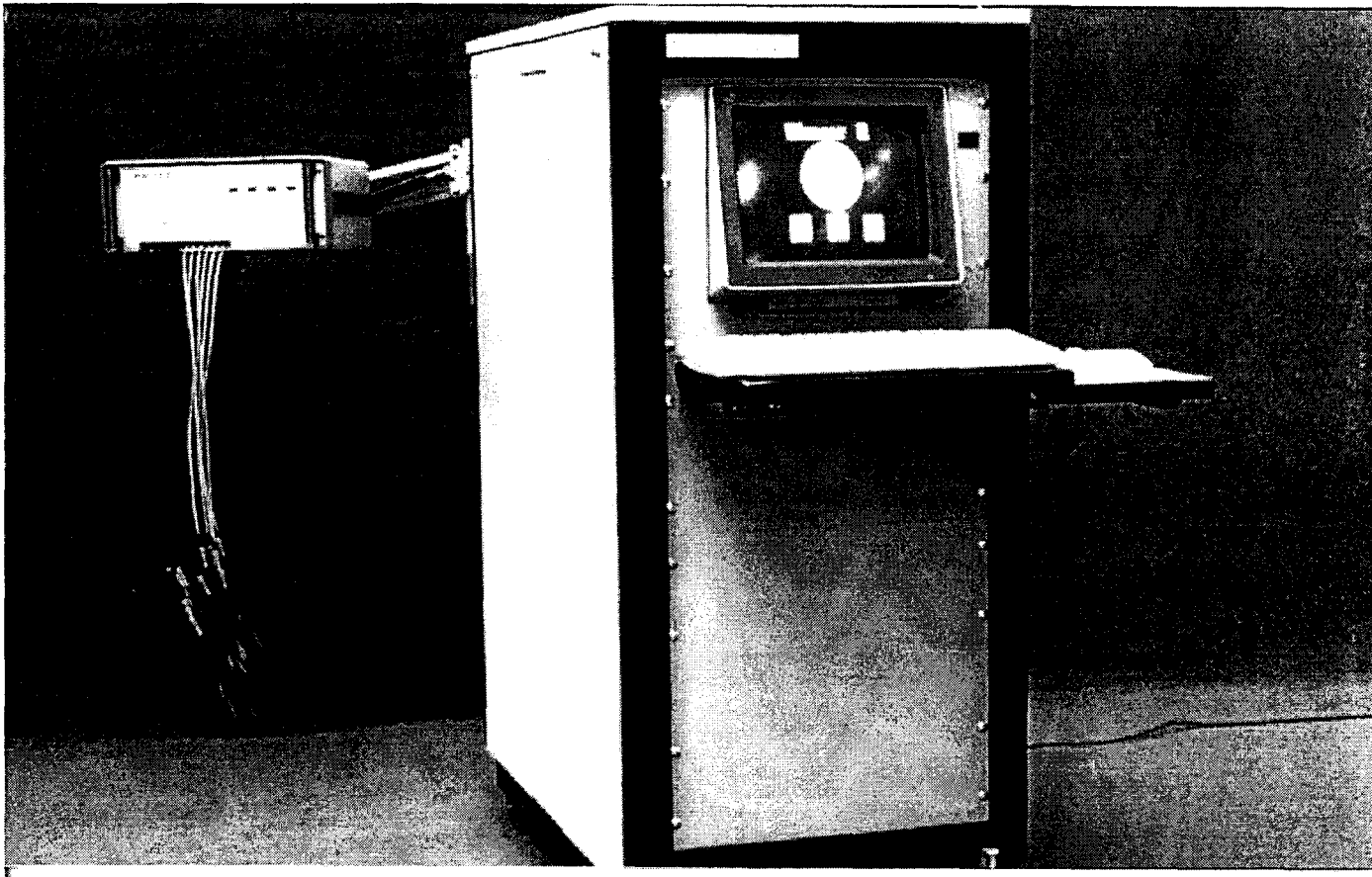


figure E&P-1: Système d'hyperthermie interstitiel de seconde génération H.I.M.C.A.R. II

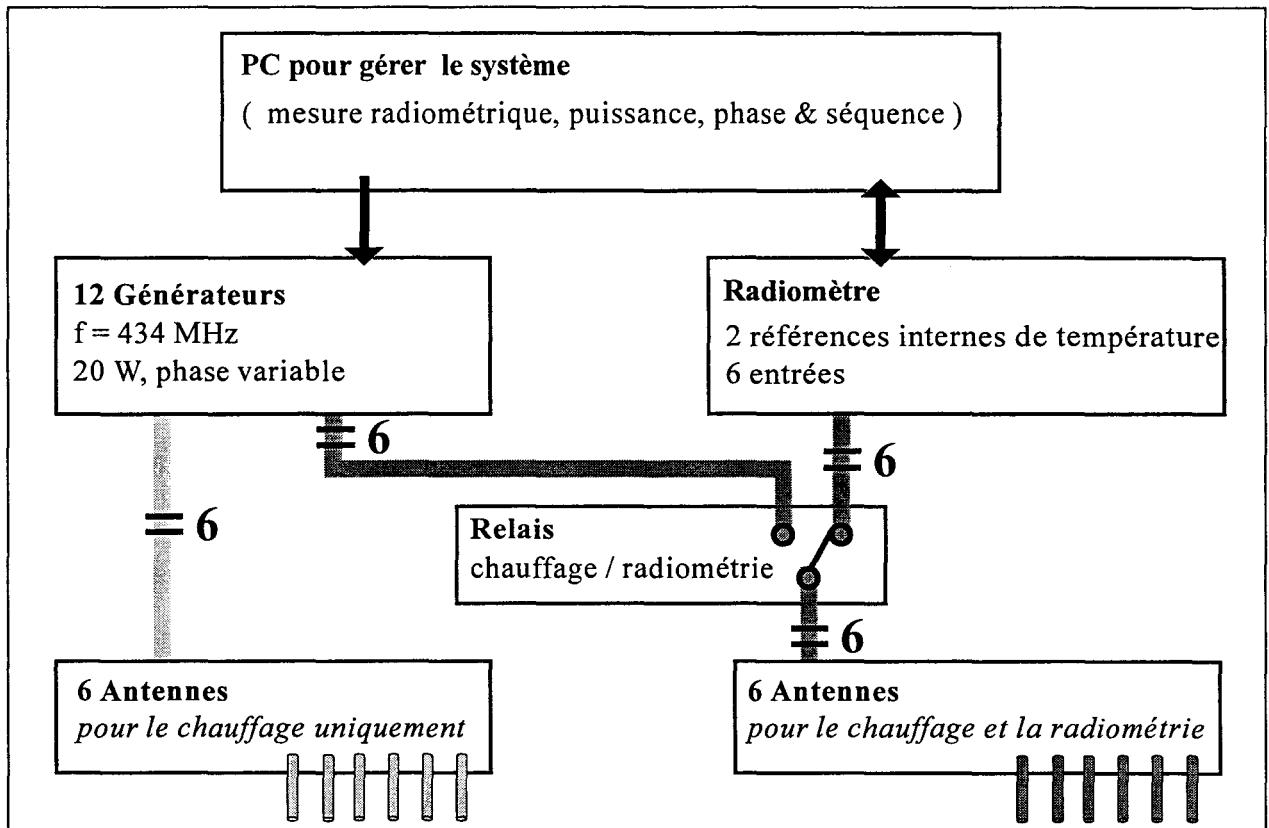


figure E&P-2: Schéma synoptique du système H.I.M.C.A.R. II

EVALUATIONS ET PROSPECTIVES

Introduction

Nous présentons deux systèmes automatisés d'hyperthermie-thermothérapie utilisés en cliniques, dont l'un (le PROSTCARE) est actuellement commercialisé par la société BRUKER, sur lesquels sont utilisés les applicateurs décrits dans le chapitre précédent. Les performances de ces systèmes sont mis en évidence lors d'expérimentations animales effectuées sous la direction du Docteur PREVOST à l'animalerie du Centre Oscar Lambret de Lille.

Plus précisément, le système d'hyperthermie interstitielle est évalué, entre autres, sur langue de boeuf excisée et le système de thermothérapie endocavitaire est testé, en particulier, sur une série de prostates de chiens anesthésiés.

La présentation des protocoles thérapeutiques et l'interprétation des résultats expérimentaux obtenus font l'objet de cette dernière partie. Nous réalisons ensuite une reconstruction du profil thermique le plus probable, à partir des températures radiométriques, durant la séance de thermothérapie sur prostate, à l'aide du logiciel de reconstruction développé dans notre groupe [16].

Hyperthermie interstitielle

Une photographie du système H.I.M.C.A.R.II (Hyperthermie Interstitielle Micro-onde Contrôlée Automatiquement par Radiométrie micro-onde "II^{ème} génération") est présentée figure E&P-1. La photographie permet de distinguer l'unité centrale ainsi que le bras articulé supportant les antennes.

Système H.I.M.C.A.R. II

Le schéma synoptique du système de seconde génération piloté par un micro-ordinateur de type P.C. est donné figure E&P-2. Il est constitué d'un oscillateur local

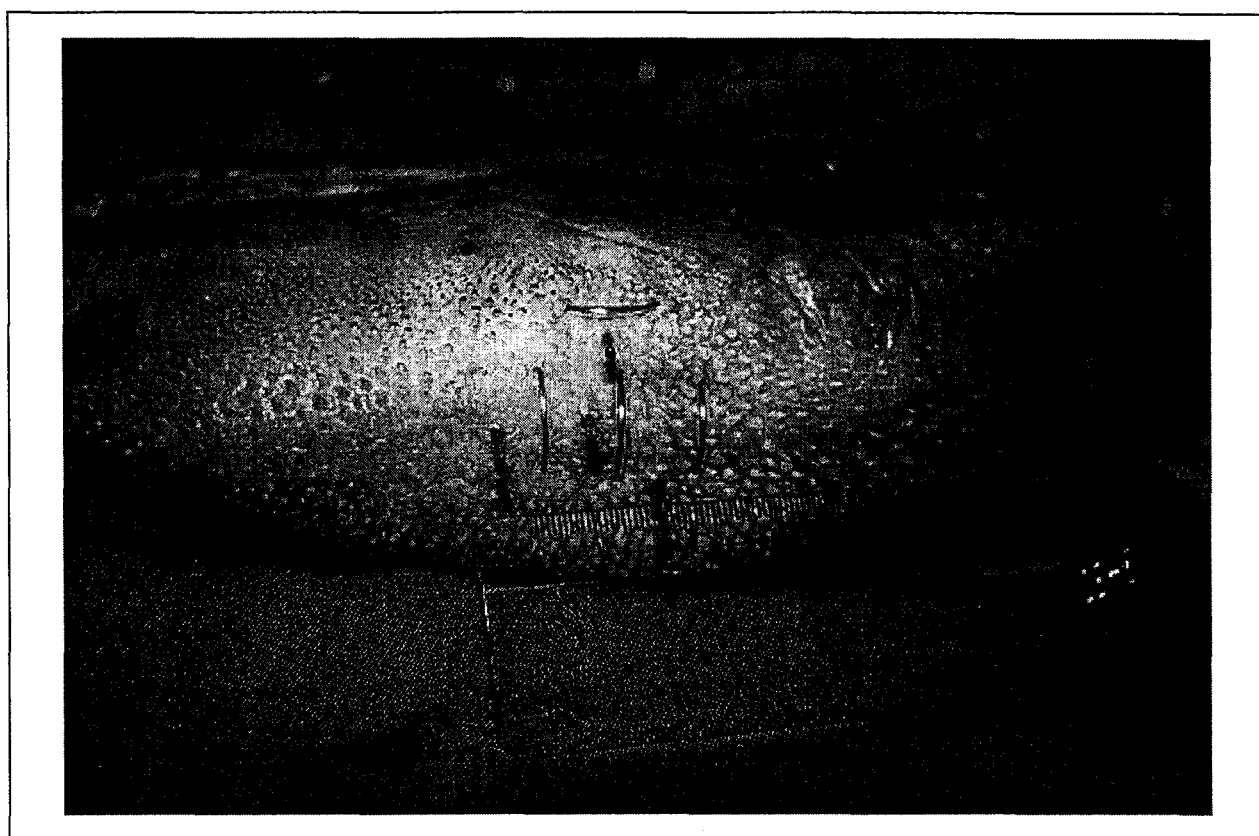


figure E&P-3: Implantation réalisée sur langue de boeuf excisée

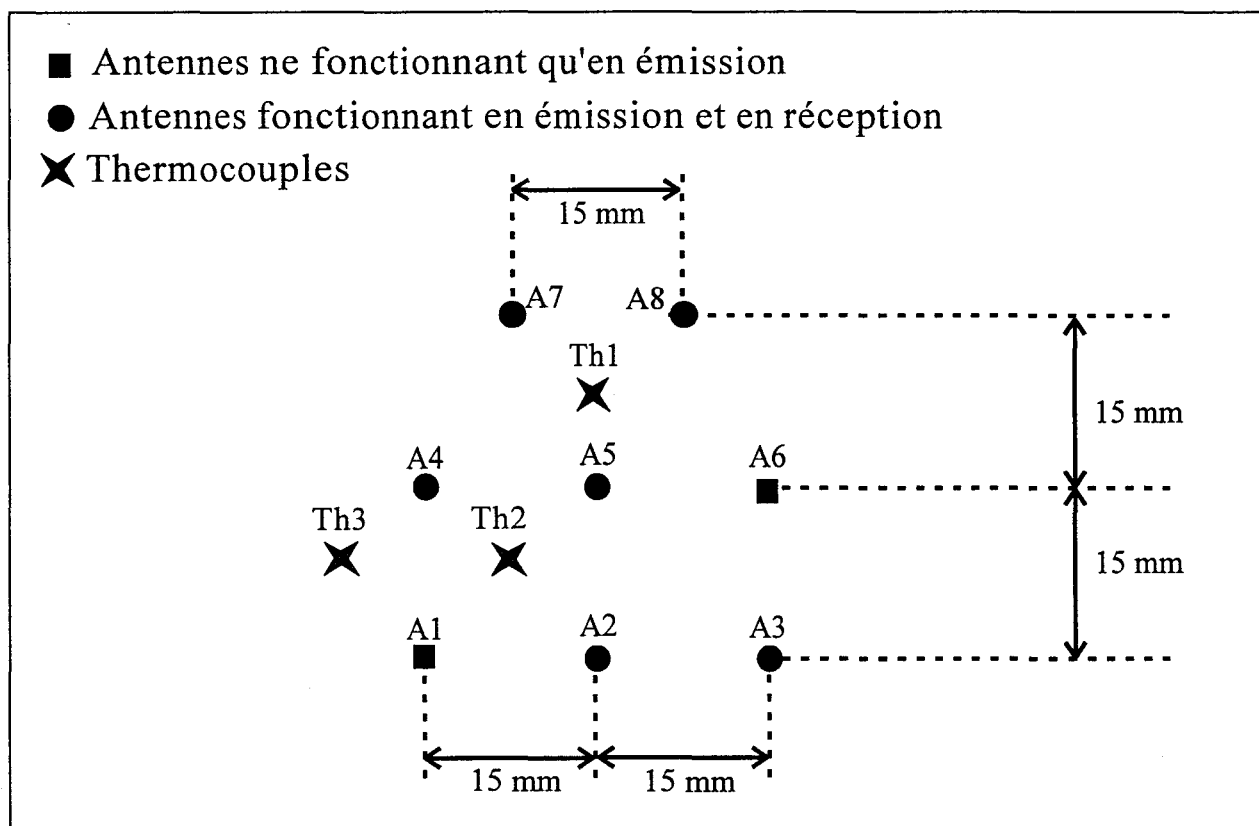


figure E&P-4: Schéma en coupe de l'implantation réalisée sur langue de boeuf excisée

($f = 434$ MHz), de douze amplificateurs hyperfréquences délivrant chacun une puissance maximale de 20 Watts. Chaque amplificateur délivre l'énergie micro-onde à un applicateur interstitiel assurant le transfert de l'énergie vers le milieu à chauffer, de sorte que la puissance et la phase de chacune des douze antennes peuvent être réglées indépendamment des autres voies.

Ce système, comme tous ceux développés dans notre groupe, fonctionne suivant la méthode alternée. Durant la séance, l'émission à 434 MHz est arrêtée toutes les minutes pendant une dizaine de seconde pour que le système effectue les relevés de températures radiométriques.

Le nouveau radiomètre intégré dans ce système possède deux références de températures internes et une unité interne de calibration automatique qui permet d'étalonner le radiomètre en moins d'une minute et évite ainsi l'utilisation de bains thermostatés [88]. De plus, il est constitué de six entrées, ce qui permet de relever six températures radiométriques dans la phase "mesure de température" de la méthode alternée. La mesure de température sur chaque antenne radiométrique permet d'asservir en puissance les deux antennes d'une même demi-boucle.

L'HIMCAR II présente également l'intérêt de laisser libre choix au clinicien du nombre d'antennes à implanter, à concurrence de douze.

Un ensemble de thermocouples permettant d'éventuelles mesures de température ponctuelles fait également partie du système.

Evaluation sur langue de boeuf

Afin d'apprécier les performances du nouveau système, les résultats issus d'une étude réalisée sur langue de boeuf excisée sont présentés et interprétés. La photographie de l'implantation réalisée est donnée sur la figure E&P-3. Sur cette photographie apparaissent les quatre cathéters recourbés dans lesquels sont insérées les antennes, formant ainsi les quatre demi-boucles, et les cathéters rectilignes traversant la langue de part en part dans lesquels sont implantés les thermocouples de contrôle.

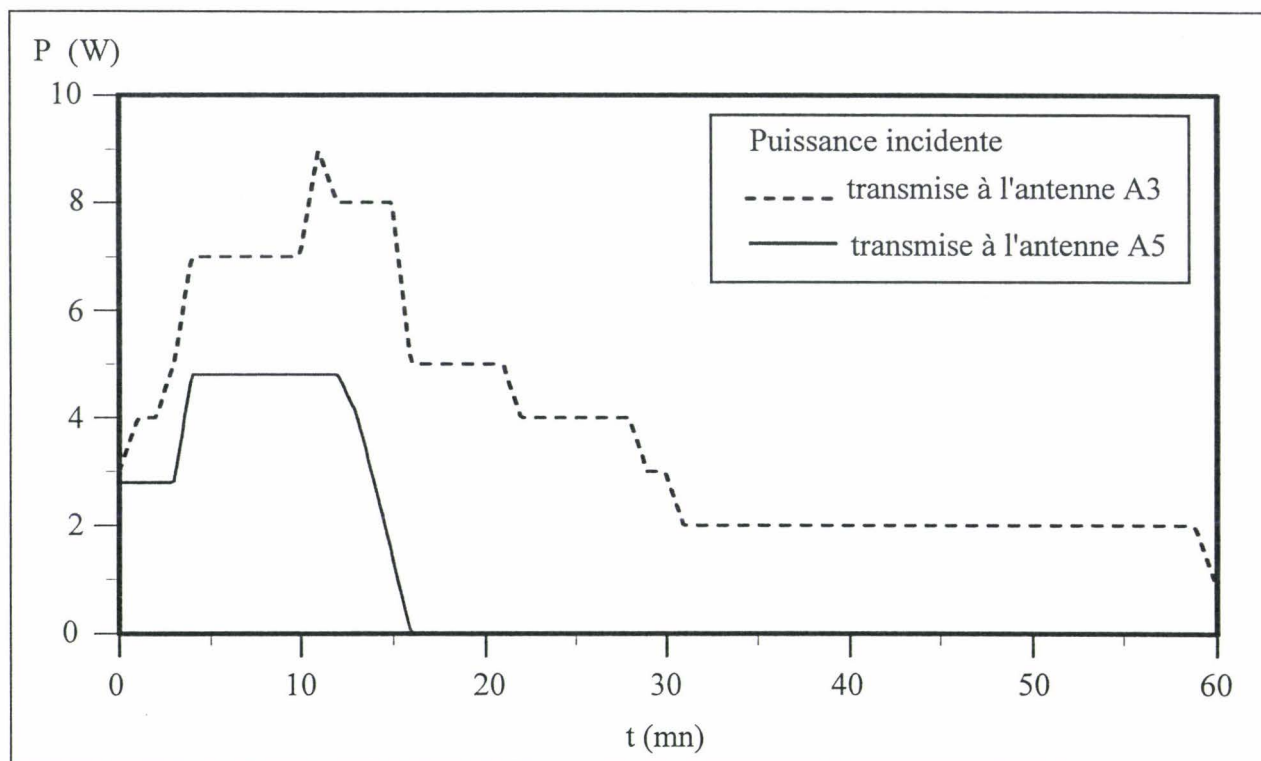


figure E&P-5: Evolutions temporelles de la puissance incidente lors d'une séance d'hyperthermie réalisée sur langue de boeuf

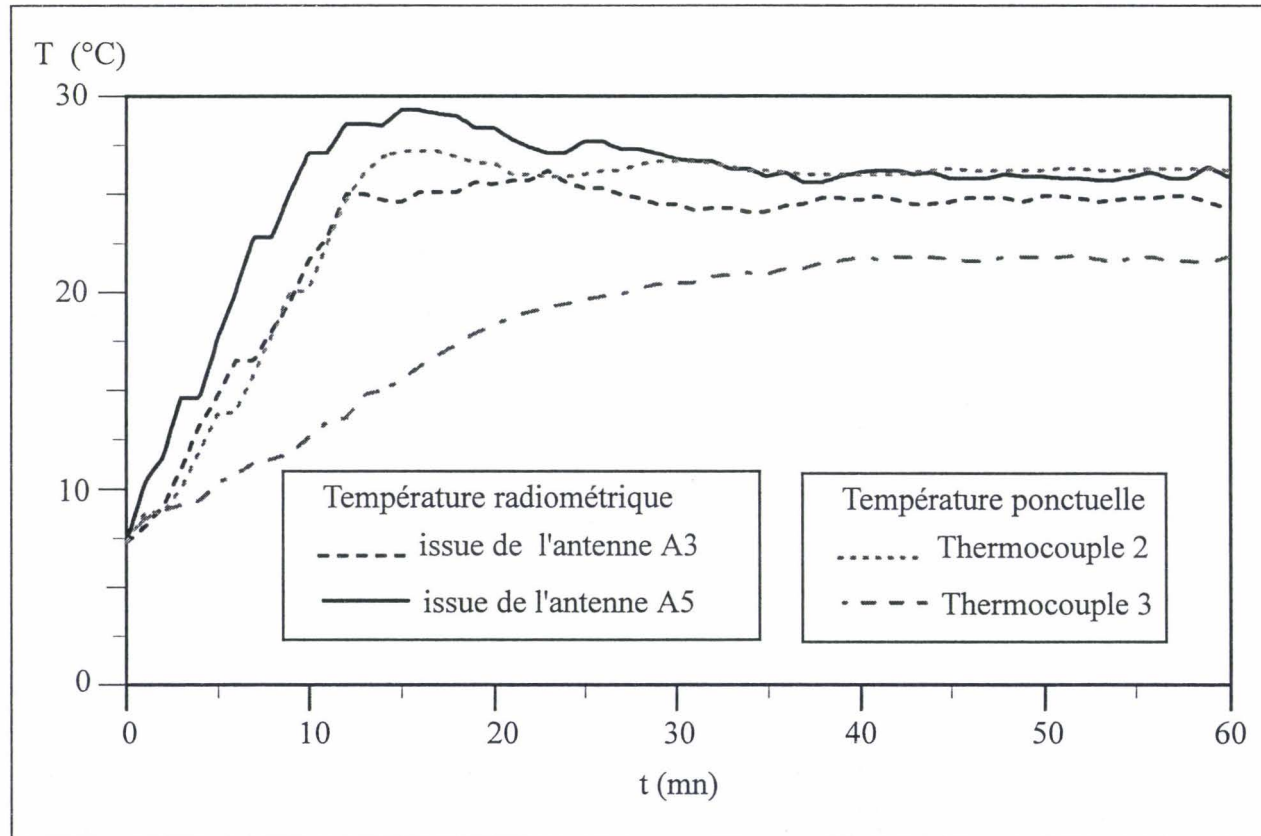


figure E&P-6: Evolutions temporelles des températures radiométriques et relevées sur thermocouples lors d'une séance d'hyperthermie réalisée sur langue de boeuf

Protocole

La figure E&P-4 détaille dans une coupe transversale le positionnement des antennes dans la langue de boeuf. Cette implantation est en fait similaire à celle étudiée dans le troisième chapitre de ce mémoire (§ III-1-6-1).

Huit antennes sont implantées suivant quatre demi-boucles, deux des antennes ne fonctionnent qu'en émission (A1 et A6). Trois thermocouples sont positionnés en divers endroits stratégiques de l'implantation (milieu du réseau, extérieur aux antennes) afin d'affiner l'expérience.

Pendant cette séance, d'une durée d'une heure, la température radiométrique de consigne est fixée à 25 °C, la température initiale de la langue de boeuf étant de 7°C. La puissance incidente sur chaque antenne, réglée au début de la séance, est égale à 3W.

Résultats

Les figures E&P-5 et E&P-6 mettent en évidence l'efficacité du système d'asservissement par radiométrie micro-onde. En fait, sur la figure E&P-5 une diminution de la puissance incidente sur l'antenne A5 (qui est au centre du réseau) est observée après douze minutes de chauffage. La puissance incidente transmise à l'antenne A3 (qui est à l'extrémité du réseau) est plus importante pendant plus de temps. Ces différences dans la distribution de la puissance sont dues au contrôle de température par radiométrie effectué sur chaque antenne (figure E&P-6).

En effet, du fait de la composition électromagnétique des champs, la densité de puissance déposée est plus importante au centre du réseau, l'augmentation de la température y est donc plus conséquente et la température radiométrique relevée sur l'antenne A5 est plus élevée. La puissance incidente transmise à cette antenne est alors diminuée plus rapidement.

Cette liberté de répartition de la puissance conduit à une élévation de température assez homogène. La température radiométrique, relevée après plus de quarante minutes de chauffage, est de l'ordre de 25 °C sur l'antenne A5 en position centrale et d'environ 23,5 °C sur l'antenne excentrée A3. Les températures relevées sur les thermocouples Th2 et Th3 confirment cette répartition relativement homogène. En effet, toujours après quarante minutes,

la température relevée par le thermocouple Th2 qui est au centre d'un carré de 15 mm dont les sommets sont quatre antennes est de l'ordre de 25°C soit moins de 3 degrés supérieure à la température du thermocouple Th3 qui est à l'extérieur du réseau. Cette différence, qui n'est pas très importante, serait encore minimisée lors d'une expérimentation sur milieu vascularisé puisque le flux sanguin permet au système de thermorégulation du corps de s'opposer à un gradient thermique important et homogénéise donc la température.

Les douze générateurs, associés à ce nouveau système, couplés à un radiomètre à 6 entrées permettent donc un chauffage assez uniforme. Cependant, cette uniformité doit être encore accrue par un choix judicieux de la puissance fournie à chaque antenne en début de séance.

Introduction à la dosimétrie prévisionnelle

La dosimétrie prévisionnelle est un terme relatif aux traitements anti-tumoraux par Curiethérapie [89]. Lors de ces séances de Curiethérapie, les fils d'Iridium sont insérés dans les cathéters utilisés ultérieurement pour recevoir les applicateurs interstitiels en hyperthermie. Une radiographie de l'implantation est alors réalisée et une dose thérapeutique optimale peut être déterminée à priori grâce à un logiciel spécifique qui calcule les doses émises compte tenu du temps d'implantation des fils d'Iridium et de la géométrie de l'implantation: c'est la dosimétrie prévisionnelle.

L'idée est de déterminer de façon similaire une dose thermique issue du rayonnement électromagnétique à priori en utilisant la radiographie de l'implantation des cathéters. Le volume thérapeutique minimum est défini par le clinicien en fonction de la taille des tumeurs. Une simulation électromagnétique détermine la densité de puissance déposée dans le milieu en considérant une alimentation identique sur chaque antenne. Puis la puissance d'alimentation de chaque antenne est modifiée de façon à obtenir un diagramme de répartition de la densité de puissance le mieux adapté. Une fois les puissances d'alimentation optimisées, l'équation de la chaleur est résolue numériquement et donne accès au volume thérapeutique effectif. Ce volume est alors comparé au volume thérapeutique minimum. Si le résultat n'est pas probant, la répartition de la puissance doit être modifiée.

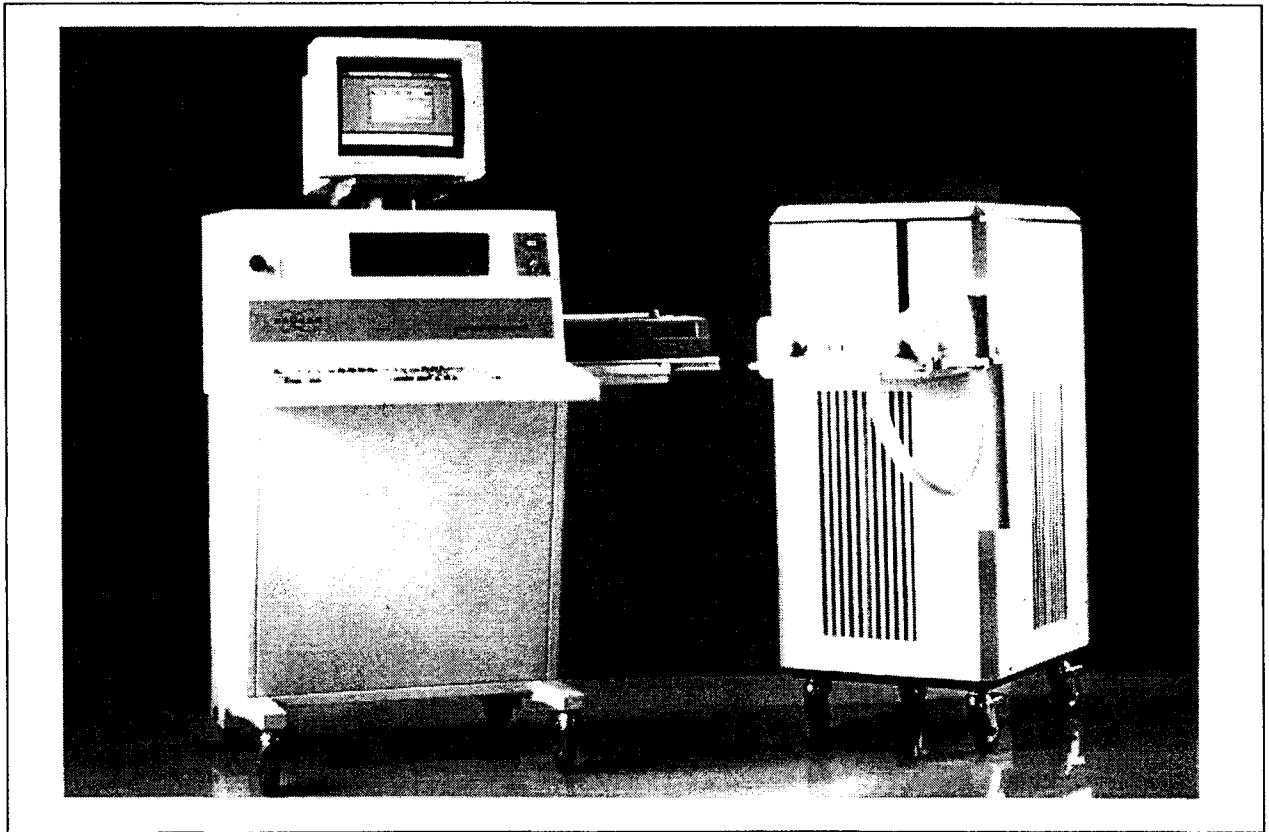


figure E&P-7: Le système PROSTCARE

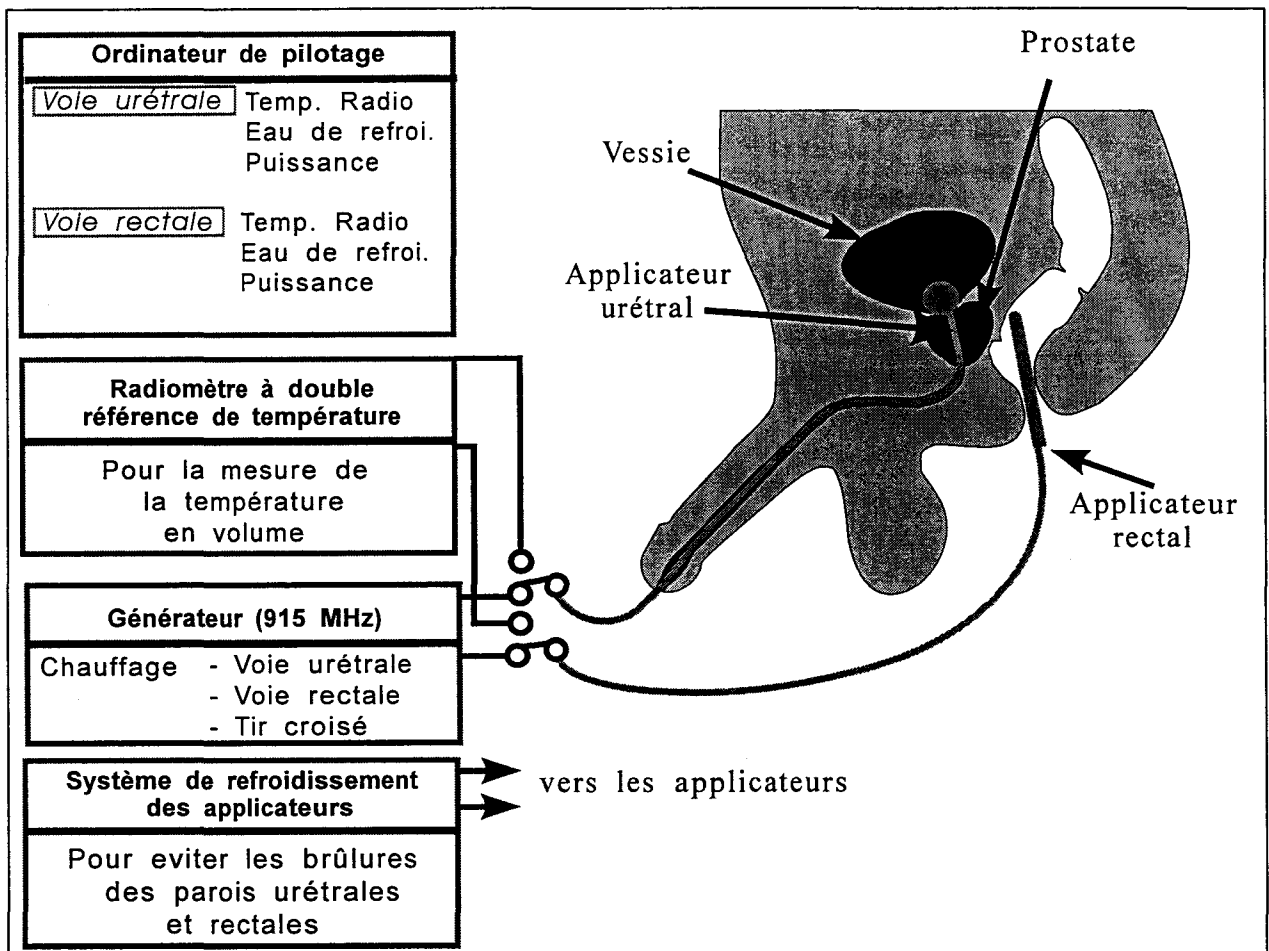


figure E&P-8: Schéma synoptique du système PROSTCARE

Cette technique présente un grand intérêt mais n'est, dans l'état d'avancement de nos travaux, pas réalisable avec une méthode numérique aussi lourde que la F.D.T.D.. Des recherches s'orientent vers une reconstruction vectorielle du diagramme de densité de puissance déposé par un réseau d'antennes à partir de la détermination par la F.D.T.D. de la densité de puissance déposée par une demi-boucle.

Conclusion

L'utilisation de la nouvelle fréquence d'émission de 434 MHz augmente le volume thérapeutique traduit par une demi-boucle puisque la décroissance de la densité de puissance déposée en fonction de la distance de l'applicateur est plus lente. Cette fréquence, associée au douze générateurs indépendants et aux six voies radiométriques du système H.I.M.C.A.R.II permet d'obtenir des volumes thérapeutiques optimisés. Toutefois, un logiciel de dosimétrie prévisionnelle intégré au système, ne nécessitant que quelques minutes de calcul avant la séance, permettrait d'accroître l'efficacité du traitement.

Afin d'augmenter le volume chauffé et de mieux homogénéiser l'élévation de température, une seconde voie nous paraît intéressante à explorer: le décalage des plans de jonction. Comme nous l'avons expliqué précédemment, la nouvelle fréquence de chauffage permet à la puissance de décroître plus lentement au fur et à mesure qu'elle s'éloigne de l'applicateur que la fréquence de 915 MHz à laquelle fonctionne le système de première génération. Cette propriété permet d'imaginer une implantation dans laquelle les plans de jonction des antennes, plan où la puissance est maximale, ne soient pas tous confondus, la densité de puissance s'en trouverait alors d'avantage répartie dans le volume thérapeutique.

Thermothérapie endocavitaire

La figure E&P-7 est une photographie du système de thermothérapie endocavitaire PROSTCARE, qui résulte du transfert de technologie effectué vers la société BRUKER, suite aux travaux menés en collaboration avec l'I.E.M.N. et l'Unité 279 I.N.S.E.R.M.. Ce système est actuellement commercialisé à travers le monde.

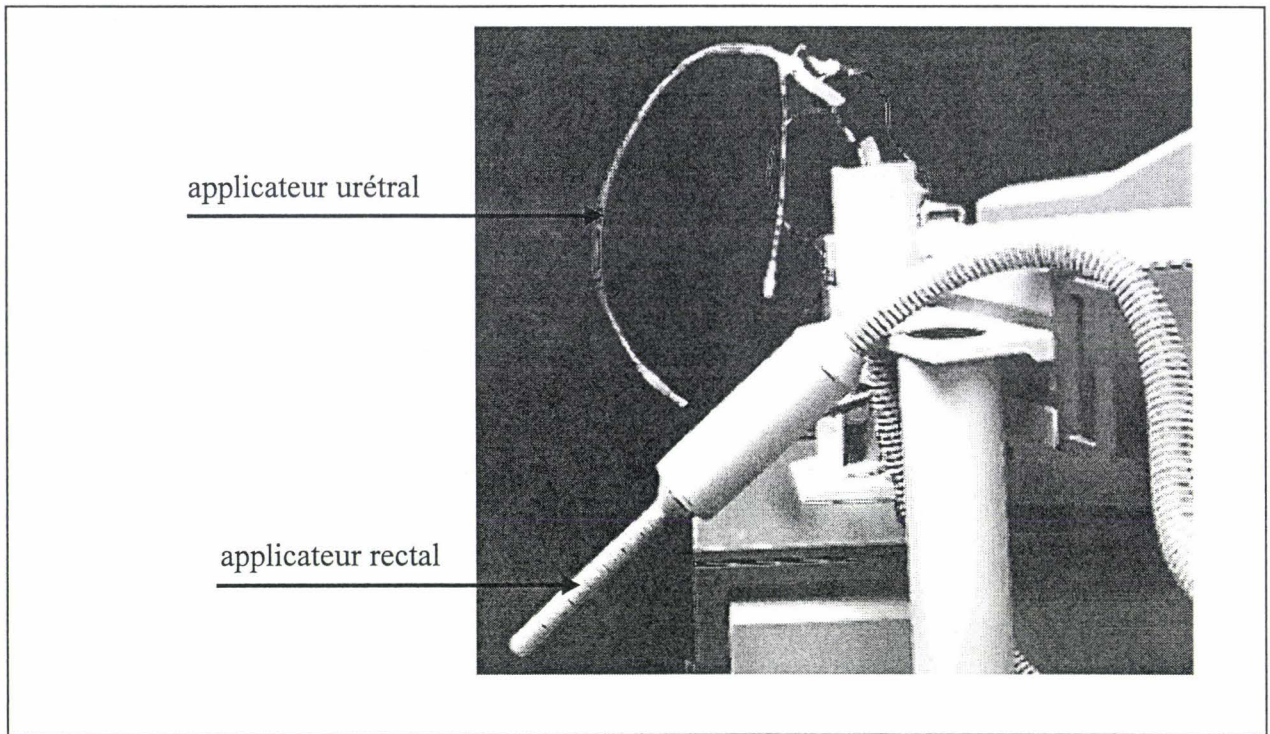


figure E&P-9:Applicateurs rectal et urétral

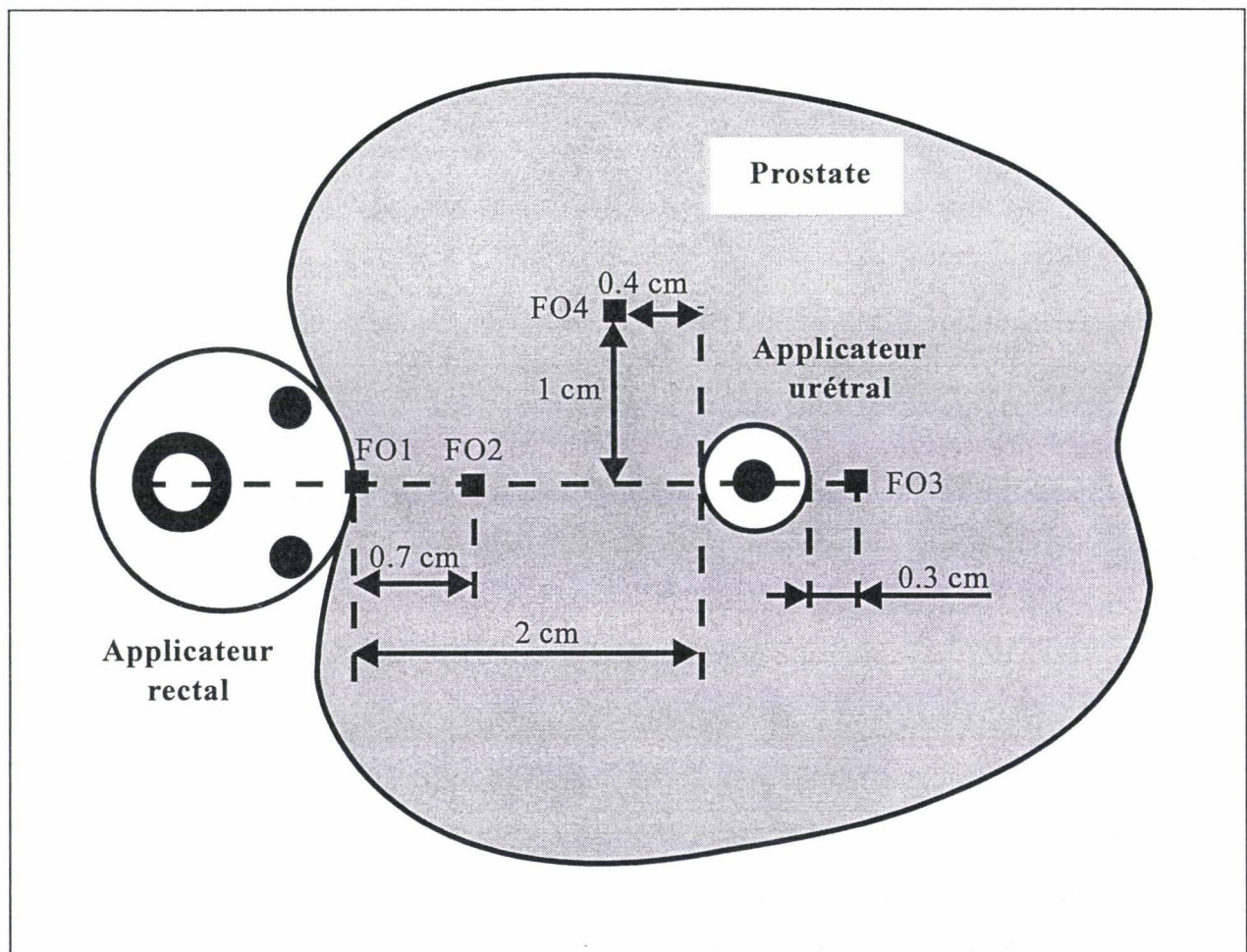


figure E&P-10: Position des applicateurs et des fibres optiques lors d'une expérimentation animale

Système PROSTCARE

Le schéma synoptique du système PROSTCARE est présenté figure E&P-8. Il est composé d'une unité centrale de type PC assurant le pilotage de l'ensemble, d'un générateur hyperfréquence délivrant une puissance maximale de 100 W à 915 MHz, de deux applicateurs (un urétral et un rectal), de deux systèmes de thermométrie (un radiomètre et un ensemble de thermocouples) et d'un système de thermostatisation des applicateurs.

Le micro-ordinateur assure le pilotage des relais micro-ondes permettant, comme précédemment, au système de fonctionner suivant la méthode alternée assurant la mesure radiométrique pendant l'arrêt du générateur. Par ailleurs, il mémorise les paramètres de début de séance et les mesures pendant la session d'hyperthermie. Sont notamment sauvegardées les puissances incidentes et réfléchies, les températures relevées sur les thermocouples et les mesures radiométriques. Cet ensemble de données nous permet de reconstruire, à posteriori, la carte des températures dans le milieu durant la phase plateau.

Le générateur hyperfréquence délivre une puissance réglable qui, via un diviseur par deux, est répartie de façon identique sur chaque applicateur. La puissance initiale est fixée par le clinicien, puis le générateur est asservi à la différence entre la température radiométrique de consigne (également fixée par le clinicien) et celle mesurée par le radiomètre.

Evaluation sur chien anesthésié

La figure E&P-9 est une photographie des applicateurs utilisés en séances de thermothérapie. La durée d'une séance est d'environ une heure.

Protocole

La figure E&P-10 montre une coupe de la localisation des applicateurs et de l'implantation des fibres optiques lors d'une séance sur prostates de chiens anesthésiés. Les applicateurs sont distants de 20 mm. Les points de relevés de température sont repérés: FO1 température relevée contre l'applicateur rectal, FO2 et FO4 températures relevées au voisinage

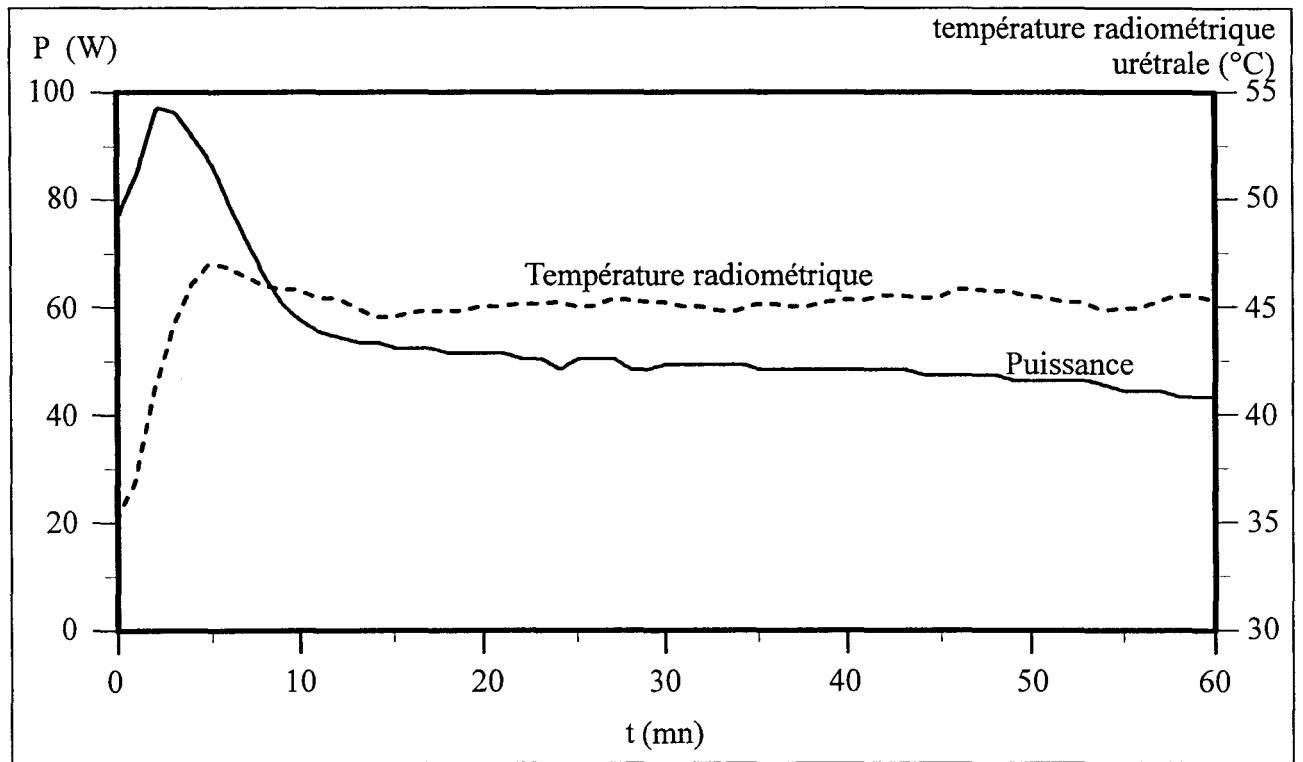


figure E&P-11: Evolutions temporelles de la puissance incidente et de la température radiométrique urétrale lors d'une séance de thermothérapie sur chien anesthésié

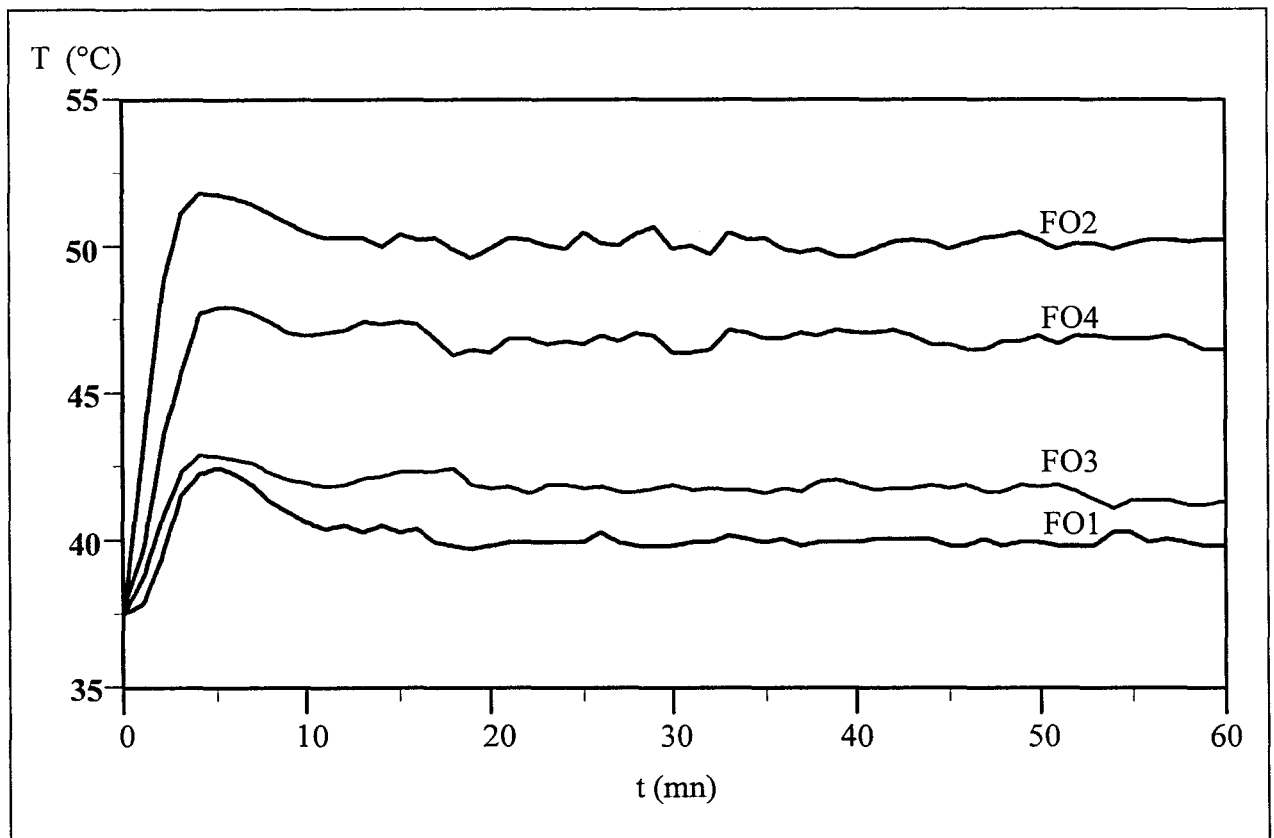


figure E&P-12: Evolutions temporelles des températures relevées par les fibres optiques lors d'une séance de thermothérapie sur chien anesthésié

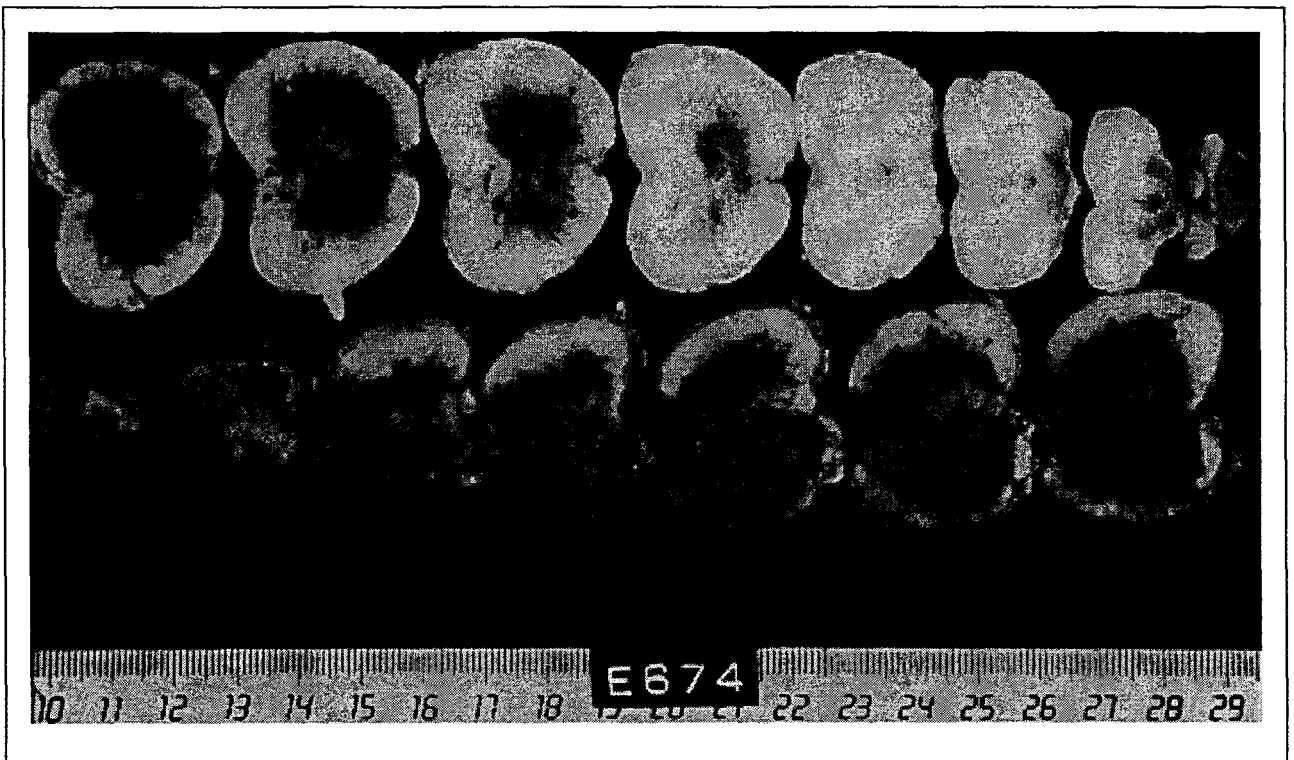


figure E&P-13: Coupe histologique d'une prostate de chien après la séance de thermothérapie

de la zone où la température devrait être maximale, FO3 relevé thermique au voisinage de l'applicateur urétral dans le demi-plan diamétralement opposé à l'applicateur rectal.

L'expérience montre que dans cette configuration les résultats optima sont obtenus pour des températures d'eau de refroidissement fixées à 25°C, pour l'applicateur urétral, et 30°C, pour l'applicateur rectal. La puissance incidente totale au début de la séance est fixée à 76 W et la consigne radiométrique est égale à 45 °C.

Résultats

Une phase transitoire peut être observée pendant quatre minutes avant d'atteindre un plateau thermique maintenu pendant 60 minutes environ. La figure E&P-11 met en évidence le contrôle de la puissance de chauffage obtenu par la mesure radiométrique. Une puissance incidente importante dès le début de la séance permet d'élever la température rapidement et d'obtenir un volume nécrosé dans lequel apparaît une coagulation du système sanguin thermorégulateur. Les calories n'étant plus dissipées par le flux sanguin, une puissance micro-onde beaucoup plus faible est suffisante après quatre minutes de chauffage pour obtenir un état stable.

La figure E&P-12 montre l'évolution temporelle des mesures obtenues par fibre optique. Les deux phases sont de nouveau distinctes, à savoir une montée en température lors des quatre premières minutes, puis la phase dite plateau durant laquelle les gradients thermiques dans le milieu ne varient pratiquement plus.

La fibre optique se situant entre les applicateurs (FO2), zone où la température doit être maximale, donne une température de l'ordre de 50°C. La température minimale est observée, contre l'applicateur rectal, sur FO1: elle met en évidence l'efficacité du système de thermostatisation qui évite la brûlure des parois.

Après la séance de chauffage, la prostate est prélevée pour un examen histologique. Sur la figure E&P-13 sont présentées ces coupes histologiques transversales ainsi obtenues qui font apparaître des nécroses atteignant pratiquement les limites de la glande prostatique. L'objectif fixé dans le cahier des charges est donc atteint et le tir croisé semble être une

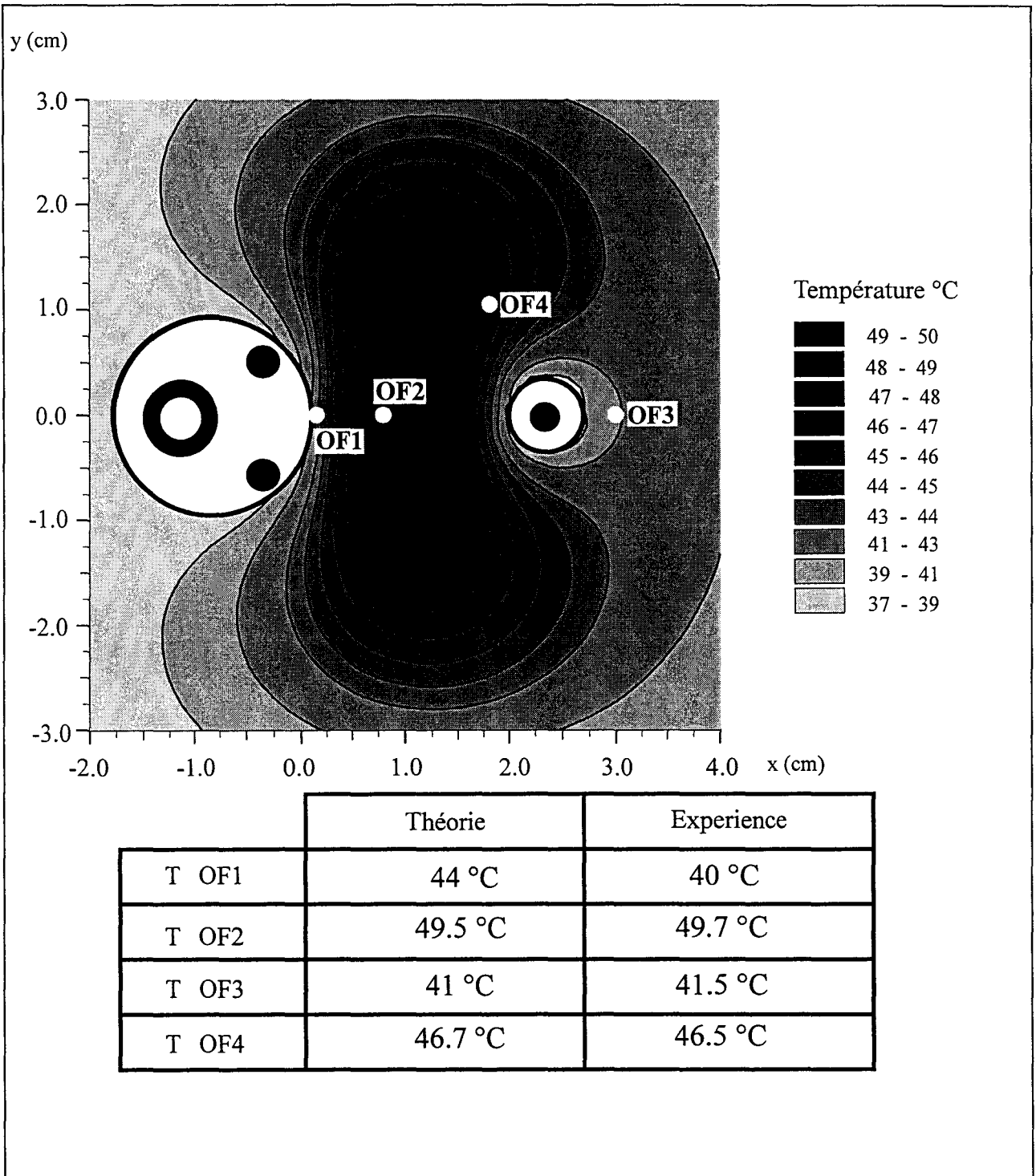


figure E&P-14: Reconstruction du profil thermique durant la phase plateau, dans le plan de jonction des antennes, pour le cas de la session sur chien présentée figure E&P-10

solution élégante au traitement du cancer de la prostate ne nécessitant ni anesthésie ni acte chirurgical.

Reconstruction d'un profil thermique

A partir de la densité de puissance théorique déposée, de la résolution numérique de l'équation de la chaleur en régime stationnaire et de la mesure radiométrique, nous déterminons la carte de températures théorique la plus probable, dans le plan de jonction des applicateurs [16].

Les données introduites dans le logiciel sont celles relevées lors de la phase plateau: Puissance incidente totale = 40 W. Température radiométrique = 45 °C. Dans l'équation de la chaleur, k_t la conductivité thermique est égale à 0,65 W/m.°C, T_a la température artérielle est égale à 37 °C. La reconstruction [A2] conduit, après plusieurs bouclages correctifs, à une valeur de V_s (coefficient d'échange avec le sang) de l'ordre de 10000 W/m³.°C. La reconstruction de ce profil thermique est présentée figure E&P-14. Sur cette figure le tableau des températures relevées par les thermocouples et calculées aux mêmes points montrent une bonne concordance permettant ainsi une validation du modèle.

Dans ce tableau, seules diffèrent de plus de 0,5 °C les températures expérimentale et théorique au point situé contre l'applicateur rectal (FO1).

La détermination du coefficient d'échange de chaleur à l'interface applicateur rectal-milieu est choisi constant (présenté dans le paragraphe § I-3-4-3), en première approximation, sur toute la surface de l'applicateur. Les différences entre les évolutions théoriques et expérimentales montrent les limites de cette approche. Il faudra, à l'avenir, positionner plusieurs fibres optiques sur la circonférence de l'applicateur afin de déterminer l'évolution de ce coefficient d'échange de chaleur.

Conclusion

Le développement et l'utilisation d'applicateurs micro-ondes urétral et rectal associés au système autonome de thérapie permet un chauffage correct de la glande prostatique.

Les nécroses visualisées sur les coupes histologiques mettent en évidence les volumes importants traités. L'efficacité du contrôle de température par radiométrie micro-onde dans la bande de fréquences 2-4 GHz, est confirmée par la bonne corrélation entre les mesures par fibre optique et par la carte de température reconstruite à partir des mesures radiométriques.

Le volume traité devrait englober la totalité de la glande lorsque l'applicateur urétral sera associé à l'applicateur rectal à quatre antennes. La variation de la répartition de la puissance entre les applicateurs pendant la séance provoquerait, comme nous l'avons montré dans le troisième chapitre, le déplacement de la zone dans laquelle la température est maximale. Une augmentation du volume thérapeutique devrait alors être obtenue. Une variation, durant la séance, des températures de thermostatisation devrait avoir pour effet le déplacement des gradients thermiques et contribuer, elle aussi, à une meilleure répartition de la température.

Malgré la nécessaire optimisation de ces paramètres, différents protocoles thérapeutiques (applicateur urétral seul ou tir croisé) permettent aujourd'hui de traiter les différentes pathologies de la prostate (cancers ou adénomes de taille quelconque).

CONCLUSION GENERALE

La pluralité des compétences du Groupe Hyperthermie de Lille permet d'appréhender toutes les étapes nécessaires à la réalisation des systèmes autonomes d'hyperthermie. En effet, la modélisation des applicateurs, la conception des prototypes et les évaluations cliniques sont envisageables grâce à la synergie créée par la collaboration entre équipes scientifiques et médicales. Ce travail se focalise sur la simulation, la conception et l'optimisation de deux types d'applicateurs: interstitiels et endocavitaires.

Un modèle numérique, basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.), a été développé et permet la détermination théorique de la densité de puissance déposée par un applicateur de géométrie complexe plongé dans un milieu hétérogène. La convivialité de ce modèle est assurée par un logiciel graphique qui permet de mailler aisément tous les types d'applicateurs rencontrés dans notre domaine de recherche. L'évolution fréquentielle des coefficients de réflexion des applicateurs, qui détermine la qualité de l'adaptation électromagnétique aux milieux environnants à la fréquence d'émission et dans la bande radiométrique, est effective par une extension de la méthode: la ((F.D.)².T.D.). Un modèle thermique associé assure la connaissance complète du comportement d'un applicateur en terme d'hyperthermie. Différents protocoles de mesure, ayant pour but une confirmation expérimentale de ces modèles, autorisent des comparaisons théorie-expérience.

Le protocole expérimental de relevés de puissance impose l'utilisation d'une antenne réceptrice. Le modèle basé sur la F.D.T.D. permet maintenant de quantifier la perturbation sur les mesures engendrées par la présence de cette sonde. La souplesse d'utilisation de ce logiciel permet d'approcher le comportement réel des applicateurs lors de leurs implantations cliniques; en particulier, la prise en compte de l'hétérogénéité des milieux et la déformation subie par les applicateurs lors de leur utilisation clinique. Cet avantage indéniable dans la simulation électromagnétique se traduit par une consommation importante en temps calcul et en taille de mémoire vive, de ce fait, l'amélioration du modèle ne pourra se faire que par l'évolution de la méthode utilisant des techniques telles que le pas variable ou le subgridding.

Fort de ces résultats et au vu des nouvelles normes d'utilisation des fréquences d'émission dans les domaines Industriel, Scientifique et Médical, des applicateurs interstitiels fonctionnant à une nouvelle fréquence d'émission ont dû être développés. Nous avons alors choisi la fréquence de 434 MHz et tiré parti de ces propriétés. Ces applicateurs doivent être utilisés, entre autre, dans le traitement des tumeurs de base de langue en association avec la Curiethérapie. Une palette d'antennes de longueurs actives différentes est à la disposition du clinicien afin de traiter des tumeurs de volume quelconque. Notre modèle a permis de prendre en compte l'hétérogénéité des milieux rencontrés, en particulier la présence d'air, éclairant ainsi le clinicien sur les précautions à prendre en situation clinique.

L'axe de recherche très novateur et prometteur de notre groupe est le traitement de l'adénome bénin de la prostate par thermothérapie micro-onde. De ce fait, des applicateurs endocavitaires ont également été étudiés. Les limites de l'applicateur urétral de première génération, en particulier sur la répartition de la puissance, ont donné naissance à un nouvel applicateur de ce type. Les résultats encourageants obtenus dans cette thérapie ont fait évoluer la réflexion de notre groupe vers le traitement du cancer de la prostate. Des applicateurs rectaux ont été développés et étudiés puis les diverses simulations et mesures ont permis leur optimisation mais aussi montré que leur utilisation ne permettait pas d'obtenir un volume thérapeutique suffisamment grand pour nécroser la totalité de la glande prostatique.

Compte tenu de la position respective du rectum et de l'urètre par rapport à la glande prostatique, l'association de ces deux types d'applicateurs pour réaliser un "tir croisé" a montré son intérêt. Une étude théorique et expérimentale confirme que le volume sous investigation, lors de l'utilisation simultanée des applicateurs alimentés en phase, est du même ordre de grandeur que la taille moyenne d'une prostate. Nous avons alors mis en évidence l'influence des propriétés de l'alimentation des applicateurs (phase, puissance) sur l'efficacité potentielle d'une telle association.

Enfin, les performances cliniques de ces applicateurs ont été évaluées lors d'expérimentations animales. Les applicateurs interstitiels utilisés avec un système d'hyperthermie interstitielle contrôlé automatiquement par radiométrie micro-onde de seconde génération (H.I.M.C.A.R.II) ont été utilisés sur langues de boeuf excisées. Les résultats

obtenus ont mis en évidence l'intérêt de la nouvelle fréquence d'émission et la souplesse d'utilisation du nouveau système.

Une introduction à la dosimétrie prévisionnelle semble ouvrir des voies prometteuses pour accroître l'efficacité du traitement. L'intérêt du "tir croisé" est apparu clairement lors d'expérimentations sur chiens anesthésiés. Une optimisation dans la répartition de la puissance incidente et une variation de phase durant la séance devrait permettre au système PROSTCARE de s'affirmer comme système utile pour le traitement du cancer de la prostate.

De nouvelles applications de l'hyperthermie endocavitaire micro-onde contrôlée par radiométrie micro-onde voient le jour depuis peu, et en particulier la potentialisation de la mitomycine C dans le traitement des cancers de la vessie. Pour cette thérapie, de nouveaux types d'applicateurs filaires sont également à l'étude (applicateurs avec élément supplémentaire d'adaptation, applicateurs hélicoïdaux, ...) afin d'obtenir un diagramme de rayonnement épousant le mieux possible les formes vésicales. La liste des thérapies hyperthermiques micro-ondes évoquées dans ce travail n'est cependant pas exhaustive et de nombreuses pathologies sont encore à étudier telles que les cancers de la verge, de l'oesophage ou encore les affections dermatologiques.

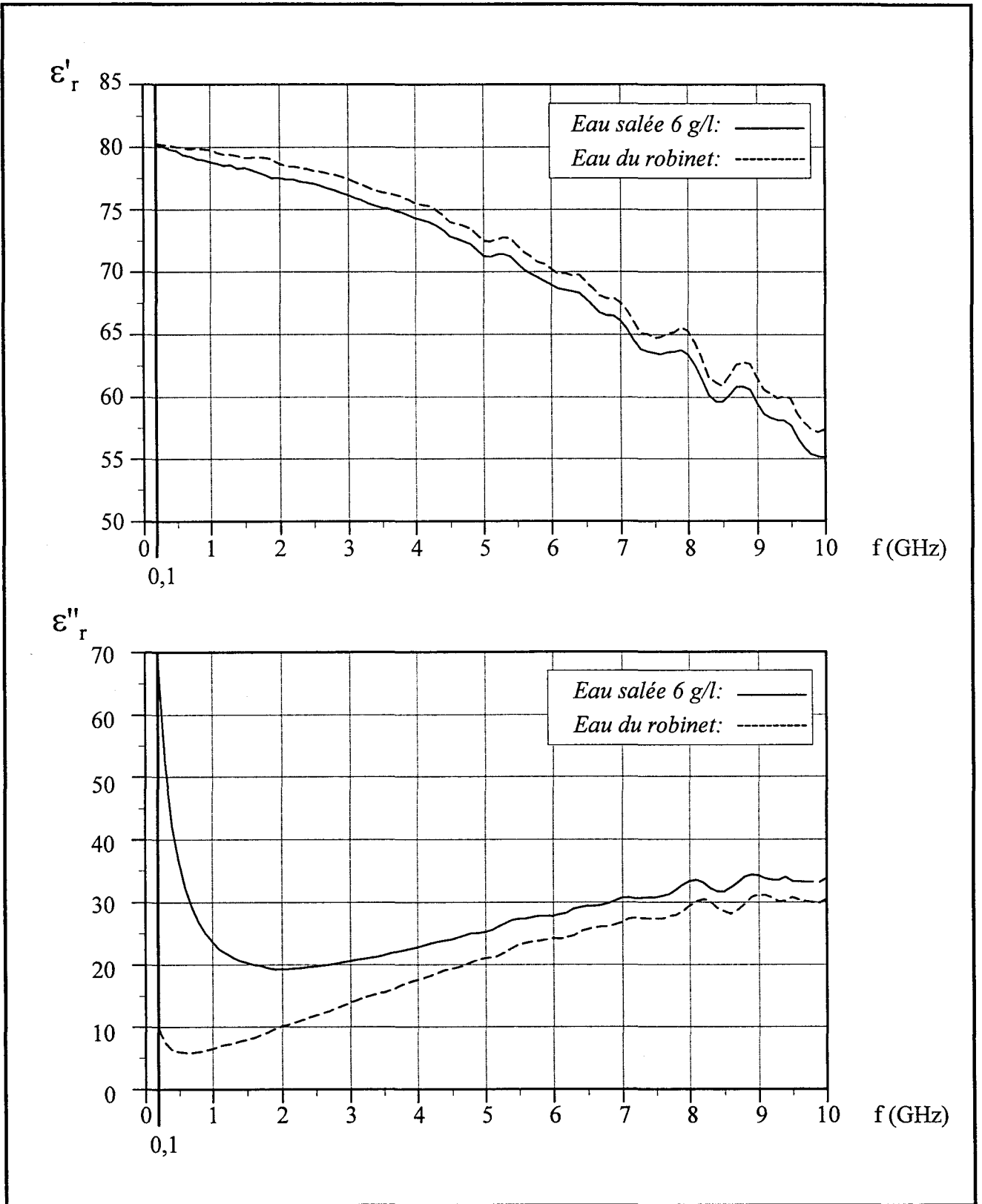


figure A-1: Evolutions fréquentielles de la partie réelle ϵ'_r et de la partie imaginaire ϵ''_r de la permittivité diélectrique relative de l'eau salée à 6 g/l et de l'eau du robinet ($T=22^\circ\text{C}$)

ANNEXES

A-1 Caractéristiques diélectriques des milieux dissipatifs

La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu est directement liée aux propriétés de l'onde mais aussi aux caractéristiques diélectrique et magnétique de ce milieu. Ainsi, la caractérisation électromagnétique théorique d'un applicateur (détermination de la fréquence d'adaptation et de la densité de puissance déposée dans le milieu) et le choix d'un milieu fantôme ne sont envisageables que si la permittivité diélectrique ϵ^* et la perméabilité magnétique μ du milieu sont connues. Ces deux paramètres, propres au matériau s'expriment par:

$$\epsilon^* = \epsilon_0 (\epsilon'_r - j \epsilon''_r) \quad \text{où } \epsilon_0 = 1/(36\pi 10^9) \text{ en F/m}$$

avec ϵ'_r : permittivité relative du matériau

ϵ''_r : facteur de pertes du matériau

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad \text{où } \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ en H/m}$$

avec μ_r : perméabilité relative du matériau, les milieux rencontrés dans notre domaine sont amagnétiques donc $\mu_r = 1$.

L'évolution fréquentielle de ces caractéristiques doit être connue dans la bande de fréquences étudiée (0,1-4,1 GHz).

La caractérisation électromagnétique d'un applicateur est effectuée sur deux milieux fantômes: l'eau salée à 6 g/l et le gel polyacrylamide. L'eau salée permet une comparaison théorie-expérience de l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion et de la densité de puissance déposée. Le gel, quant à lui, est utilisé lors de relevés thermiques. La résolution de l'équation de la chaleur nécessite la connaissance de la densité de puissance théorique et donc des caractéristiques électromagnétiques du milieu. La permittivité relative de ces deux milieux doit donc être définie. Les mesures des évolutions fréquentielles des caractéristiques des

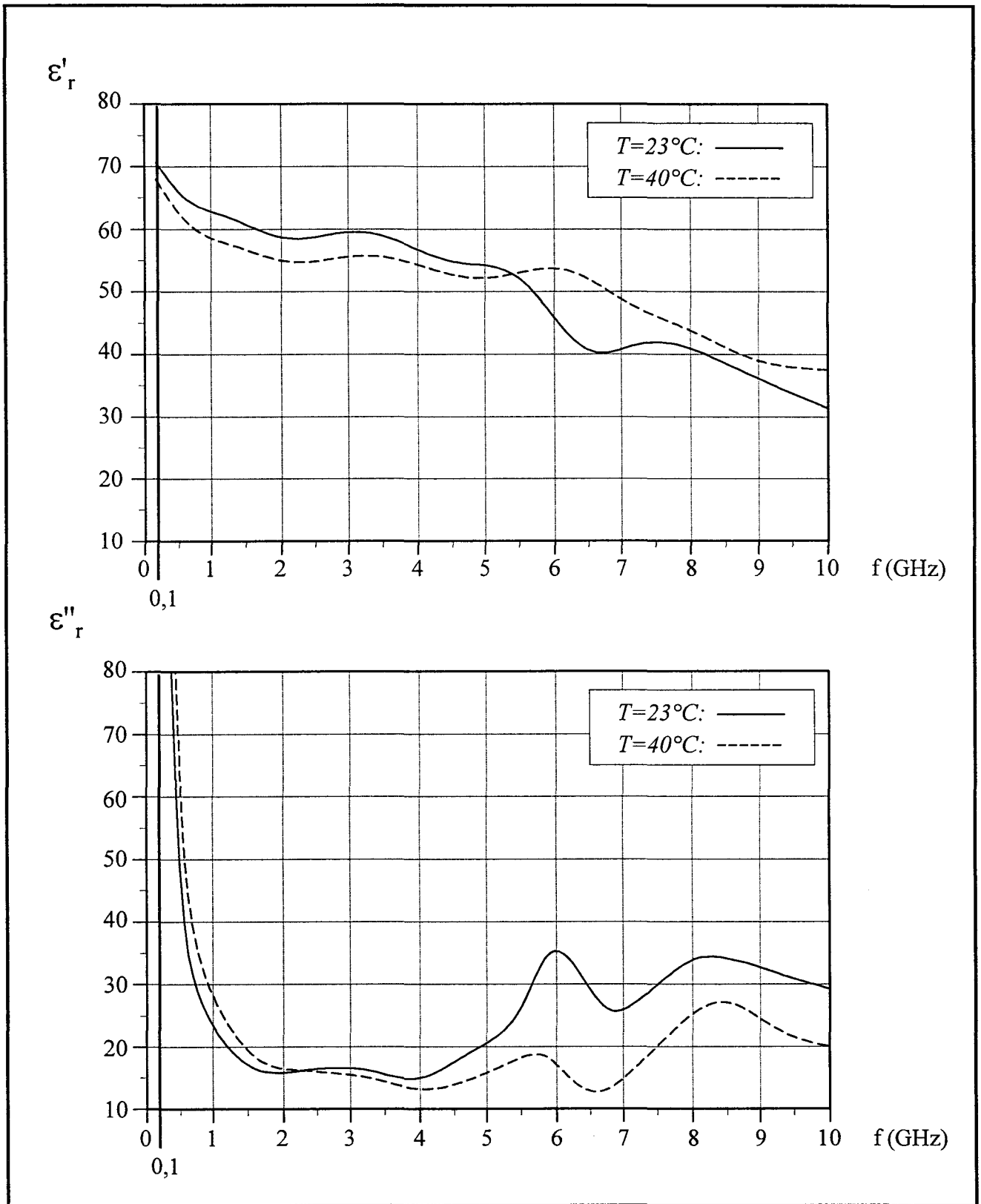


figure A-2: Evolutions fréquentielles de la partie réelle ϵ'_r et de la partie imaginaire ϵ''_r de la permittivité diélectrique relative du gel polyacrylamide pour 2 températures: $T=23^\circ\text{C}$ et $T=40^\circ\text{C}$

milieux fantômes sont effectuées grâce aux techniques mises en œuvre par l'équipe Nouveaux Matériaux dirigée par le M. le Professeur A. CHAPOTON du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'I.E.M.N..

Sur la figure A-1, sont présentés les relevés expérimentaux des parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe de l'eau salée à 6 g/l et de l'eau du robinet à la température ambiante de 22 °C [90]. Les mesures de densité de puissance déposée sont réalisées avec des puissances faibles, de sorte que les milieux ne s'échauffent pas. La prise en compte de l'évolution des paramètres en fonction de la température n'est donc pas nécessaire.

La capacité calorifique de l'eau est trop faible pour permettre la mesure des gradients thermiques. Nous utilisons donc le gel polyacrylamide comme milieu fantôme pour réaliser nos mesures thermiques. La figure A-2 présente les relevés expérimentaux des parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe de ce gel aux températures de 23 °C et 40°C. Les variations de ces permittivités en fonction de la température sont faibles dans cette gamme thermique tant que la fréquence reste inférieure à 4 GHz. Lors de nos simulations, le comportement des applicateurs est, en première approximation, étudié dans un gel dont les caractéristiques sont celles à 23 °C.

Le comportement des applicateurs insérés dans les tissus est également simulé afin de définir leur efficacité en site clinique. Les caractéristiques diélectriques du muscle doivent donc également être connues. Ces paramètres évoluent en fonction de la fréquence et de la température, l'influence de cette dernière est à nouveau négligée, introduisant des erreurs de quelques pour-cent [17]. J.L. SCHEPPS et K.R. FOSTER [91-92] ont mis en équation les résultats de leurs nombreuses mesures définissant l'évolution fréquentielle de la permittivité diélectrique du muscle à la température physiologique normale de 37°C, dans la bande de fréquences 10 MHz - 17 GHz. L'évolution de cette fonction est présentée sur la figure A-3 pour des fréquences inférieures à 10 GHz.

Afin de traduire correctement de façon analytique l'évolution fréquentielle de la permittivité des milieux dans la bande de fréquences d'étude, O.P. GANDHI [70] propose une équation du type:

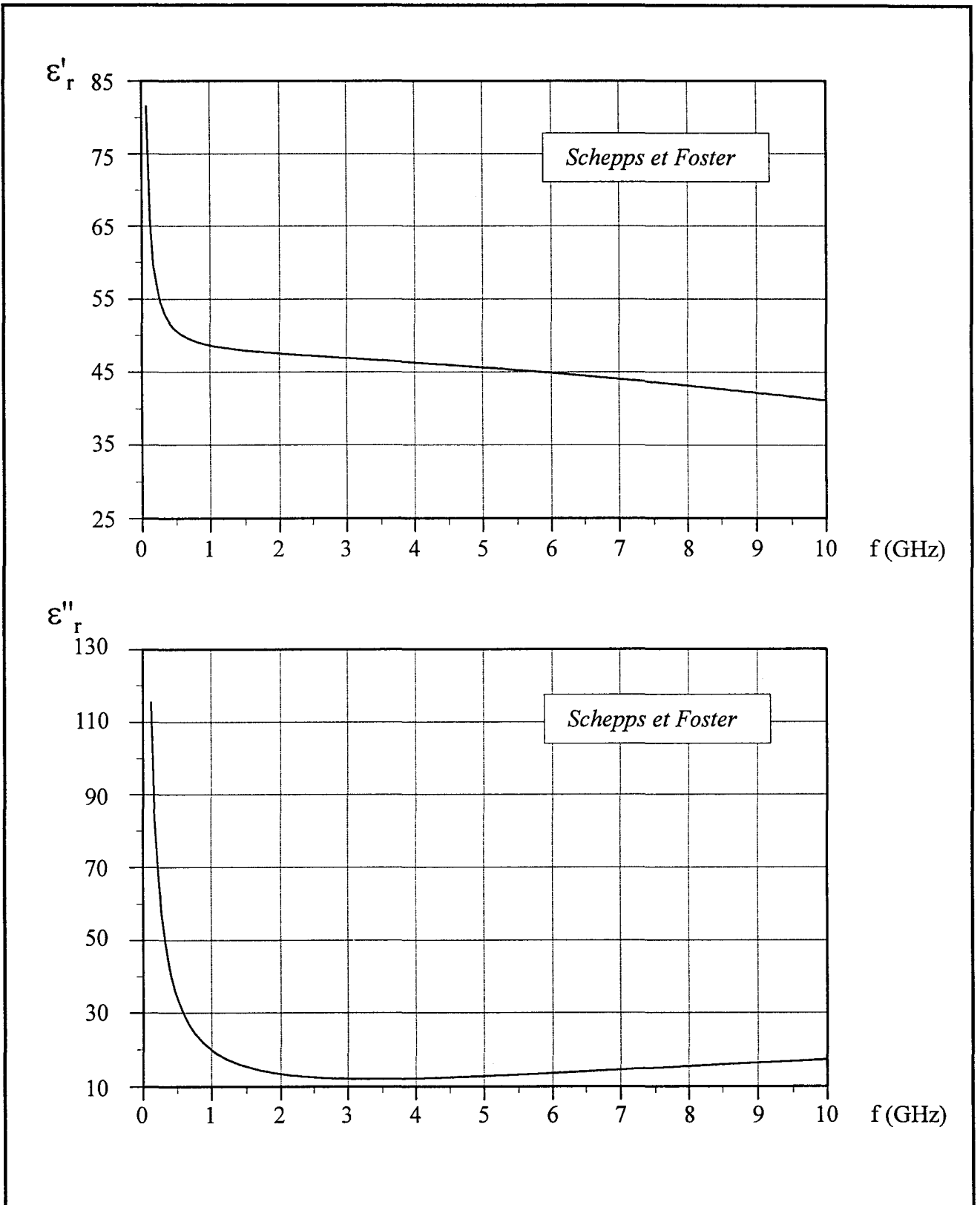


figure A-3: Evolutions fréquentielles de la partie réelle ϵ'_r et de la partie imaginaire ϵ''_r de la permittivité diélectrique relative du muscle pour: $T=37^\circ\text{C}$

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_{S1} - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega t_{01}} + \frac{\varepsilon_{S2} - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega t_{02}} \right] \quad (36)$$

Avec: ε_∞ permittivité relative du milieu à l'infini

$\varepsilon_S = \varepsilon_{S1} + \varepsilon_{S2} - \varepsilon_\infty$ permittivité relative statique du milieu

t_{01} et t_{02} temps de relaxation du milieu

Les différents paramètres caractéristiques des matériaux sont présentés dans le tableau suivant [17]:

milieu	ε_∞	ε_{S1}	ε_{S2}	t_{01} (s)	t_{02} (s)
eau du robinet	12	400	80	$3,183 \cdot 10^{-8}$	$1,0976 \cdot 10^{-11}$
eau salée à 6 g/l	12	4000	79	$3,183 \cdot 10^{-8}$	$1,1368 \cdot 10^{-11}$
gel polyacrylamide	23	4000	63	$2,652 \cdot 10^{-8}$	$2,273 \cdot 10^{-11}$
muscle	19	10019	61	$1,1304 \cdot 10^{-7}$	$1,1937 \cdot 10^{-11}$

Les caractéristiques diélectriques de l'ensemble des matériaux rencontrés sont donc définies.

A-2 Reconstruction de profils thermiques

à partir des mesures de températures radiométriques

La relation de causes à effets entre le rayonnement électromagnétique de la matière et la température qui lui est associée est utilisée depuis longtemps en radioastronomie. Ce phénomène physique, appelé radiométrie [93], est également utilisé depuis une vingtaine d'années dans d'autres domaines et notamment en hyperthermie microonde [94-95].

En applications médicales, cette méthode qui donne une température équivalente dans le volume couplé à l'antenne dans la bande de fréquences radiométrique, présente l'avantage d'être non-invasive et donc atraumatique.

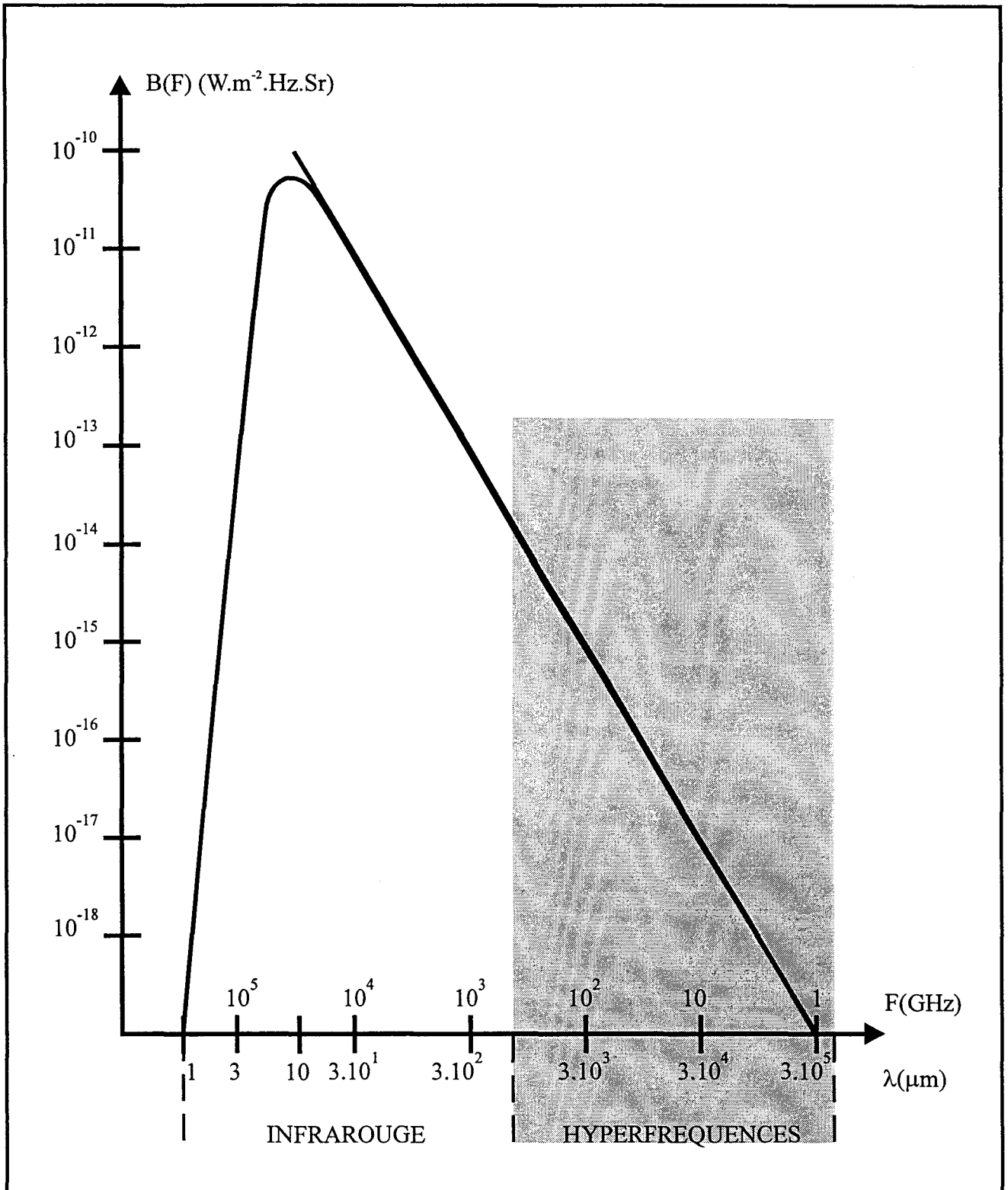


figure A-4: Brillance spectrale du corps noir porté à la température de 310 K en fonction de la fréquence et de la longueur d'onde.

Principe de la radiométrie micro-onde

Tout milieu dissipatif émet un rayonnement électromagnétique d'origine thermique couvrant un domaine spectral étendu des ondes infrarouges aux hyperfréquences.

Cette puissance rayonnée par unité de surface apparente et par unité d'angle solide, appelée brillance spectrale est exprimée par la loi de Planck dans le cas du corps noir (parfaitement absorbant et non réfléchissant) élevé à une température homogène :

$$B(f) = \frac{2hf^3}{c^2} \cdot \frac{1}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} \quad (\text{A1})$$

Avec: h : constante de Planck $h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ J.s}$
 k : constante de Boltzmann $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$
 c : vitesse de lumière $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$
 T : température absolue du corps (K)
 B : brillance spectrale ($\text{W.m}^{-2} \cdot \text{Hz.Sr}$) pour une bande passante de 1 Hz

La figure A-4 présente l'évolution fréquentielle de la brillance spectrale d'un corps noir porté à la température de 310 K. Pour une fréquence inférieure à 300 GHz et une température supérieure à 10 K, cette loi peut être approximée par la formule de Rayleigh-Jeans. Cette formule montre que la brillance spectrale est directement proportionnelle à la température du corps noir :

$$B(f) = \frac{2f^2}{c^2} kT \quad (\text{A2})$$

Ainsi, un capteur parfaitement adapté à un milieu constitué par un corps noir porté à une température uniforme T , recueille une puissance P qui s'exprime par la loi de Nyquist :

$$P = kT\Delta f \quad (\text{A3})$$

Avec: k : constante de Boltzmann $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$
 Δf : bande passante considérée (Hz)

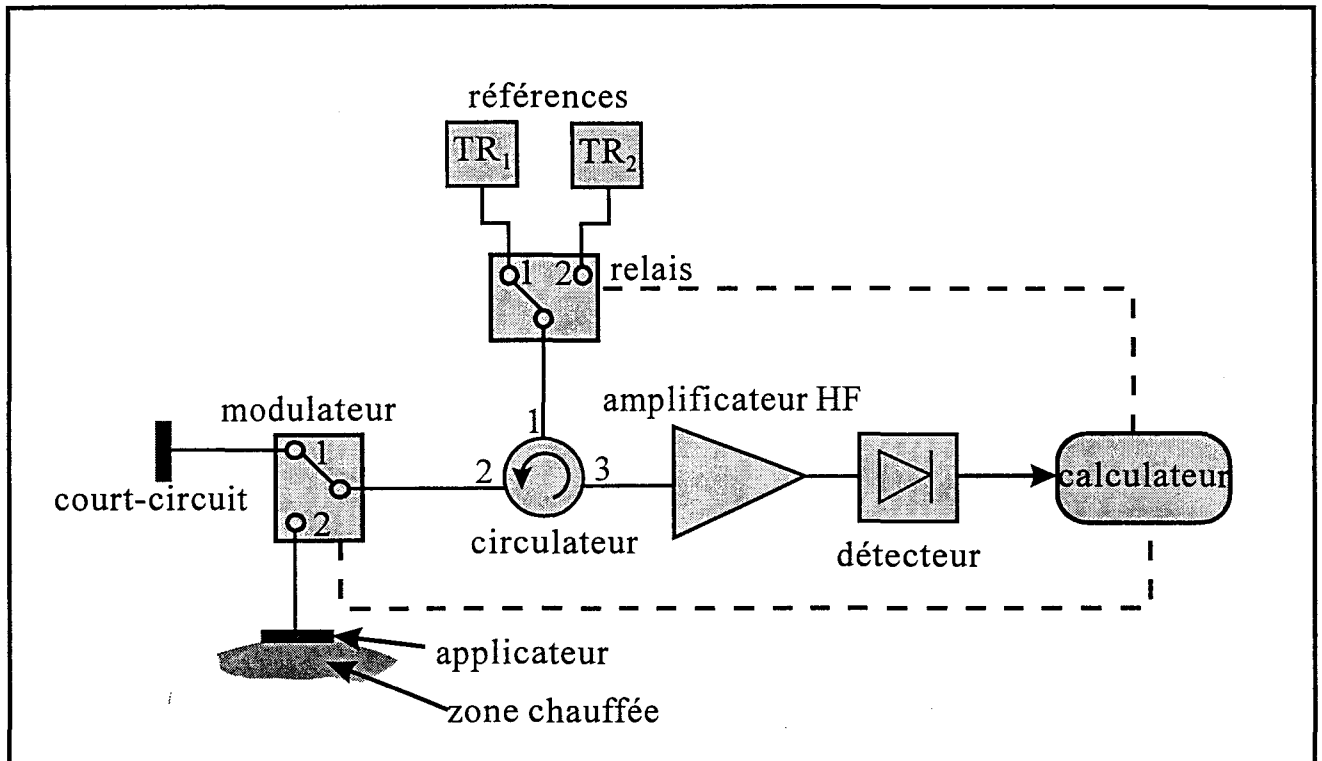


figure A-5: Schéma synoptique d'un radiomètre à double référence interne de températures

T : température (K)

Toutefois, le transfert d'énergie entre milieu et applicateur ne se fait pas parfaitement. Il faut, en effet, tenir compte des réflexions à l'interface antenne-milieu caractérisées par le coefficient de réflexion en puissance ρ rapport entre la puissance réfléchie et la puissance incidente totale. La relation de Nyquist devient alors:

$$P = kT\Delta f(1 - \rho(f)) \quad (\text{A4})$$

Mesure de la température radiométrique

La radiométrie est basée sur la mesure de la puissance de bruit d'origine thermique transformée en une température équivalente, dite température radiométrique. Le radiomètre utilisé dans notre groupe a fait l'objet de la thèse de J.P. SOZANSKI [31]. Le schéma de principe de ce radiomètre est présenté figure A-5.

La calibration du radiomètre nécessaire avant toute utilisation est effectuée automatiquement par le calculateur à partir de deux références de températures internes. Cet étalonnage nécessite moins d'une minute et prend en compte les puissances de bruit parasite et l'ensemble des pertes d'insertion. Un modulateur relie successivement un circulateur à un court-circuit, puis à l'applicateur implanté ou posé sur le milieu dont on mesure la température radiométrique. Le signal reçu est amplifié (l'ampli est très faible bruit) et converti en tension continue par un détecteur quadratique. Cette tension est alors proportionnelle à la puissance de bruit thermique en entrée du détecteur.

Reconstruction de profils thermiques

Un logiciel développé par l'équipe permet de déterminer, à posteriori, les gradients de températures au sein des milieux sous investigation pendant montée en température et la phase plateau à partir de la mesure radiométrique et des différents paramètres enregistrés par les systèmes d'hyperthermie lors des séances [16]. Cette reconstruction bi- ou tridimensionnelle est généralement présentée dans le plan de jonction des antennes où la puissance déposée est maximale [23].

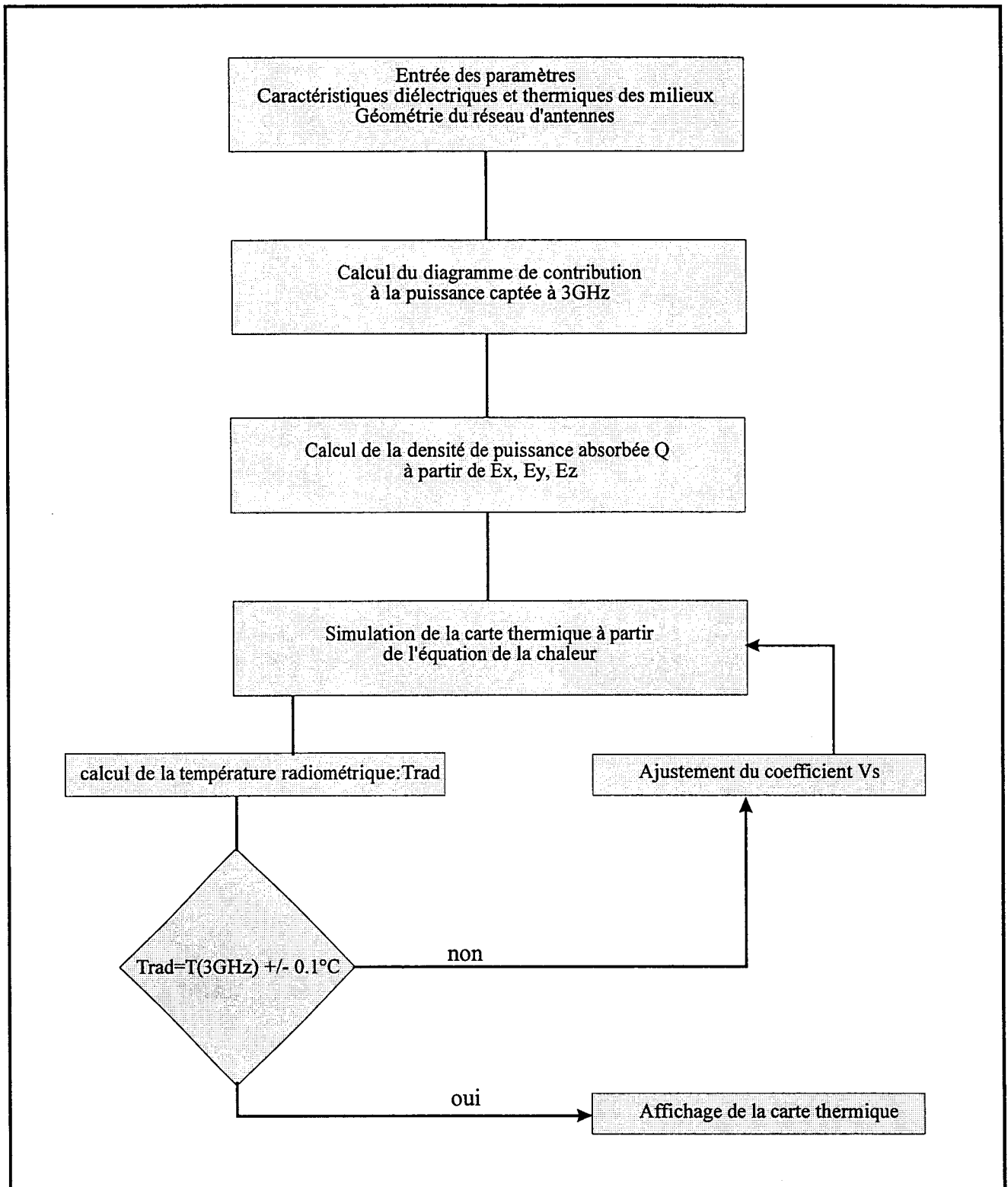


figure A-6: Algorithme du logiciel de reconstruction des cartes thermiques en régime stationnaire

L'algorithme du logiciel est présenté figure A-6, son fonctionnement est le suivant:

- Enregistrement dans le modèle des paramètres diélectriques et thermiques des matériaux ainsi que les données sauvegardées durant la séance
- Calcul du diagramme de contribution à la puissance captée ($Ant(x,y,z)$) à la fréquence centrale du radiomètre
- Détermination de la puissance déposée en tout point du milieu sous investigation
- Résolution de l'équation de la chaleur à partir de la répartition de puissance déterminée précédemment. Les paramètres k_t et V_s sont fixés à priori en fonction du milieu traité.
- Calcul de la température radiométrique théorique à partir de la carte de températures obtenue et du diagramme de contribution à la puissance captée $Ant(x,y,z)$
- Comparaison entre les températures radiométriques théorique et expérimentale. Tant que la différence est supérieure à 0,1 °C par défaut ou par excès, le paramètre V_s est ajusté et une nouvelle carte thermique est calculée. Enfin, la carte thermique la plus probable est affichée.

BIBLIOGRAPHIE**[1] WESTERMARK N.**

"The effect of heat upon rat tumors"

Scand. Arch. Physiol., 1927, Vol. 52, pp 257-322

[2] GUY A.W.

"Electromagnetic fields and relative heating patterns due to a rectangular aperture source in direct contact with bilayered biological tissue"

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,

Février 1971, Vol. MTT-19, n°2, pp 214-223

[3] SOZANSKI J.P., CHIVE M., MOSCHETTO Y.

"Dispositif applicateur d'hyperthermie par micro-ondes dans un corps certain"

Brevet n°92 04 298, 8 Avril 1992, FRANCE

Extension brevet n°93 440 024.1, 6 Avril 1993, EUROPE-JAPON

Extension brevet n°5 370 676, 6 Décembre 1994, USA

[4] CHIVE M., FABRE J.J., DUBOIS L., PLAYEZ E.

"Applicateur à structure plane ou cylindrique à microfente(s) pour l'émission ou la réception de signaux hautes fréquences"

Brevet n°93 04 352, 8 Avril 1993, FRANCE

Extension brevet n°94 440 024.1, 7 Juin 1994, EUROPE

[5] NADI M.

"Conception et réalisation d'un système de thérapie interstitielle capacitive anticancéreuse: application à la mise au point d'un système multivoies fonctionnant en radiofréquences"

Thèse de l'Université de Nancy I, 1989.

[6] DICKSON J.A., MUCKLE D.A.

"Total body hyperthermia versus primary tumor hyperthermia in the treatment of the rabbit VX2 carcinoma"

Cancer Res., 1972, Vol 32, p 1916-1923.

[7] DELANNOY J.

"Contribution à l'étude de l'hyperthermie clinique microonde: application à la réalisation d'un système interactif de traitement par hyperthermie"

Thèse de l'Université de Lille II, Avril 1987.

[8] ROHART J.M.

"Hyperthermie radiative microonde dans les cancers de la langue associée à la curiethérapie: aspects physiques et étude clinique préliminaire"

Thèse de médecine de l'Université de Lille II, Mars 1991.

[9] PREVOST B.

"Contribution à l'étude expérimentale et clinique (essais de phase I et II) de l'hyperthermie oncologique par les radiofréquences en association à la radiothérapie"

Thèse de l'Université de Lille I, Décembre 1987.

[10] STAUFFER P.R.

"Heat localisation by interstitial hyperthermia"

Proceedings of the Int. Symp. Hyperthermia Oncology, Kyoto - Japon, Sept. 1988, pp 112.

[11] STAUFFER P.R., SNEED P.K., SUEN S.A., SATOH T., MATSUMOTO K., FIKE J.R., PHILLIPS T.L.

"Comparative thermal dosimetry of interstitial microwave and RF-LCF hyperthermia"

Int. Journal of Hyperthermia, Mai 1989, Vol. 5, n°3, pp 307-318.

[12] MARCHAL C., NADI M., HOFFSTETTER S., BEY P., PERNOT M., PRIEUR G.

"Practical interstitial method of heating operating at 27.12 MHz"

Int. Journal of Hyperthermia, Avril 1989, Vol. 5, n°4, pp 451-466.

[13] DUHAMEL F.

"Contribution à l'étude des dispositifs d'hyperthermie de type capacitif contrôlés par radiométrie microonde : calcul des dépôts de puissance dans les tissus et reconstruction des cartes thermiques"

Thèse de l'Université de Lille I, Mars 1994.

[14] AUDET J., BOLOMEY J.C., PICHOT C., N'GUYEN D.D., ROBILLARD M., CHIVE M., LEROY Y.

"Electrical characteristics of waveguides applicators for medical applications"

Journal of Microwave Power, Février 1980, Vol. 15, n°2, pp 177-186.

[15] PAGLIONE R., STERZER F., MENDECKI J., FRIEDENTHAL F., BOSTEIN C.

"27 MHz ridged waveguide applicators for localized hyperthermia treatment of deep-seated malignant tumors"

Microwave Journal, Février 1981, pp 71-81

[16] DUBOIS L.

"Contribution à l'étude des applicateurs en structure plaquée utilisés en hyperthermie microonde : détermination du diagramme de rayonnement en champ proche par l'approche dans le domaine spectral et reconstruction des cartes thermiques"

Thèse de l'Université de Lille I, Février 1991.

[17] CRESSON P.Y.

"Contribution à la modélisation des applicateurs en structure plaquée par la méthode des différences finies dans le domaine temporel : application à la thermo thérapie contrôlée par radiométrie microonde"

Thèse de l'Université de Lille I, Février 1995.

[18] MICHEL C.

"Contribution au développement de nouveaux applicateurs en structure plaquée utilisés en hyperthermie microonde contrôlée par radiométrie microonde"

Thèse de l'Université de Lille I, Janvier 1996.

[19] TESSIER V.

"Contribution à l'étude et à la réalisation d'antennes-capteurs micro-ondes destinées à la mesure de température radiométrique pour de nouvelles applications industrielles et médicales"

Thèse de l'Université de Lille I, à paraître.

[20] BAHL I.J., STUCHLY S.S., STUCHLY M.A.

"Microstrip loop radiators for local hyperthermia"

Proceeding of I.E.E.E. M.T.T. Symposium, Los Angeles - Californie, Juin 1981, pp 465-467

[21] VANOVERSCHELDE C.

"Conception et modélisation d'applicateurs destinés au traitement d'affections dermatologiques par hyperthermie micro-onde"

D.E.A. de l'Université de Lille I, Juillet 1997.

[22] THOMY V.

"Conception et modélisation d'applicateurs fentes-annulaires pour hyperthermie micro-onde contrôlée par radiométrie micro-onde"

D.E.A. de l'Université de Lille I, Juillet 1997.

[23] CAMART J.C.

"Contribution au développement de systèmes d'hyperthermie interstitielle microonde contrôlée par radiométrie microonde: étude et réalisation d'antennes miniatures. Application à la dosimétrie thermique"

Thèse de l'Université de Lille I, Janvier 1993.

[24] FABRE J.J.

"Contribution au développement de l'hyperthermie microonde contrôlée par radiométrie microonde. Application au traitement des tumeurs bénignes et malignes"

Habilitation à Diriger des Recherches, Lille I, Novembre 1993.

[25] GUERQUIN-KERN J.L.

"Hyperthermie locale par microonde en thérapeutique cancerologique: étude de l'instrumentation et de protocoles d'essais cliniques par simulations théorique et expérimentale des interactions ondes électromagnétiques/tissus biologiques"

Thèse de l'Université de Strasbourg, Juin 1980.

[26] COSSET J.M.

"Interstitial hyperthermia"

Interstitial, endocavitary and perfursional hyperthermia

ed. By GAUTHERIE, SPRINGER-VERLAG, 1990, pp 1-37.

- [27] **ASTRAHAN M.A., SAPORINK M.D., COHEN D., LUXTON G., BOYD S., PETROVICH Z.**
"Microwave applicator for transurethral hyperthermia of benign prostatic hyperplasia"
Int. Journal of Hyperthermia, Mars 1989, Vol. 5, n°3, pp 283-296.
- [28] **MORGANTI F.**
"Contribution à l'étude d'applicateurs endocavitaires spécifiques (urétral et utérin). Application à l'hyperthermie et à la radiothérapie endocavitaires contrôlées par radiométrie microonde"
Thèse de l'Université de Lille I, Mars 1994.
- [29] **MAMOUNI A.**
"Radiométrie hyperfréquence: application à la mesure atraumatique de la température au sein des tissus vivants (Thermographie micro-onde)"
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille I, Novembre 1978.
- [30] **PLANCOT M.**
"Contribution à l'étude théorique, expérimentale et clinique de l'hyperthermie microonde contrôlée par radiométrie microonde"
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille I, Décembre 1983.
- [31] **SOZANSKI J.P.**
"Contribution à l'étude et à la réalisation d'un nouveau dispositif radiométrique micro-onde à deux références internes de température: application à l'hyperthermie-thermothérapie micro-onde"
Thèse de l'Université de Lille I, Décembre 1995.
- [32] **KING R.W.P., LEE K.M., MISKA S.R., SMITH G.S.**
"Insulated linear antenna: theory and experiment"
Journal of Appl. Phys., Avril 1974, Vol. 45, pp 1688-1697.
- [33] **CAMART J.C., FABRE J.J., PREVOST B., PRIBETICH J., CHIVE M.**
"Coaxial antennas array for 915 MHz interstitial hyperthermia: design and modelisation - power deposition and heating pattern - phase array"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Decembre 1992, Vol. MTT-40, n°12, pp 2243-2250.
- [34] **MORGANTI F., CAMART J.C., FABRE J.J., SOZANSKI J.P., CHIVE M.**
"Specific applicators for hyperthermia of prostatic benign diseases"
Proceeding of International Congress on Hyperthermic Oncology, Tucson - Arizona
Avril 1992, p 274.
- [35]. **PREVOST B., VANSEYMORTIER Y., DELOBELLE A., MORGANTI F., SOZANSKI J.P., CHIVE M.**
"Transurethral microwave radiotherapy: animal studies with PROSCARE's system"
Proceeding of European Society for Hyperthermic Oncology, Bruxelles - Belgique
Juin 1993, p 135.

[36] CHERRY P.C., ISKANDER M.F.

"F.D.T.D. analysis of power deposition patterns of an array of interstitial antennas for use in microwave hyperthermia"

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Août 1992, Vol. MTT-40, n°8, pp 1692-1700.

[37] SULLIVAN D.M.

"A Frequency-Dependent F.D.T.D. method for biological applications"

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Mars 1992, Vol. MTT-40, n°3, pp 535-539.

[38] MELCHING J.A., STROHBEHN J.W.

"A theoretical comparison of the temperature distributions produced by three interstitial hyperthermia systems"

Int. Journal of Radiation Oncology Biol. Phys., Décembre 1986, Vol. 12, pp 2137-2149.

[39] STREFFER C.

"Biological basis of thermotherapy (with special reference to oncology)"

Biological basis of oncologic thermotherapy

ed. By GAUTHERIE, SPRINGER-VERLAG, 1990, pp 1-71.

[40] PREVOST B., FABRE J.J., CAMART J.C., CHIVE M.

"Noninvasive thermometry practice for interstitial hyperthermia"

Interstitial and intracavitary hyperthermia

ed. By GAUTHERIE, SPRINGER-VERLAG, 1990, pp 89-94.

[41] DUTREIX J., LE BOURGEOIS J.P., SALAMA M.

"L'hyperthermie dans le traitement des cancers"

Journal Radiol. Electrol., Mai 1978, Vol. 59, n°5, pp 323-334.

[42] FABRE J.J., CAMART J.C., CHIVE M., PLAYEZ E., PREVOST B.

"915 MHz microwave interstitial hyperthermia; part I: design of miniatur antennas for interstitial and intracavitary hyperthermia controlled by microwave radiometry"

Int. Journal of Hyperthermia, Mars 1993, Vol. 9, n°3, pp 433-444.

[43] CASEY J.P., BANSAL R.

"The near field of an insulated dipole in a dissipative dielectric medium"

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,

Avril 1986, Vol. MTT-34, n°4, pp 459-463.

[44] SCHEIBLICH J., PETROWICZ O.

"Radiofrequency induced hyperthermia in the prostate"

Journal of Microwave Power, Mars 1982, Vol. 3, n°17.

[45] MORGANTI F., PREVOST B., FABRE J.J., CAMART J.C., CHIVE M.,

VANSEYMORTIER L., DELOBELLE A., SOZANSKI J.P.

"Hyperthermie micro-onde de la prostate: Etude théorique et pratique d'un applicateur urétral; expérimentation animale"

Rev. Innov. Techn. Biol. Med., Mars 1995, Vol. 16, n°3, pp 313-329.

- [46] MAUROY B., CHIVE M., DEMETRIOU D., HATTAD B., SOZANSKI J.P., CALLOT F., MAZEMAN E.,
"Microscopic and macroscopic study of the effects of thermotherapy"
Proceeding of Congress of Int. Society for Urology, Sidney - Australie,
Septembre 1994, pp 150-160.
- [47] MORGANTI F., CHIVE M., CAMART J.C., FABRE J.J., SOZANSKI J.P.
"Applicators for microwave hyperthermia of benign prostatic hyperplasia"
Proceeding of MICrowaves and OPtronics (MIOP), Sindelfingen - Allemagne
Mai 1993, pp 328-332.
- [48] YEE K.S.
"Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media"
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Mai 1966, Vol.AP-14, n°3, pp 302-307.
- [49] KUNZ K.S., LEE K.M.
"A three dimensional finite-difference solution of the external response on an aircraft to a complex transient EM environment: Part I-the method and its implantation - Part II-comparison of predictions and measurements"
IEEE Trans. On Electromagnetic Compability, Mai 1978, Vol.EMC-20, n°2, pp 328-341.
- [50] BORRANI A., LACHI L., PULELLA G., LOVISOLA G., GERARDINO A., CAPPARELLA R., BARDATI F., TOGNOLATTI P.
"DT-500 deep hyperthermia system and electromagnetic modelling: comparison between calculated and measured E-FIELD distributions"
Proceeding of International Congress on Hyperthermic Oncology, Tucson - Arizona
Avril 1992, p 249.
- [51] CHERRY P.C., ISKANDER M.F.
"FDTD analysis of power deposition pattern of an array of interstitial antennas for use in microwave "
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Août 1992, Vol. MTT-40, n°8, pp 1692-1700.
- [52] SULLIVAN D.
"Mathematical methods for treatment planning in deep regional hyperthermia"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Mai 1991, Vol. MTT-39, n°5, pp 864-872.
- [53] WANG C.Q., GANDHI O.P.
"Numerical simulation of annular phased arrays for anatomically based models using the FDTD method"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Janvier 1989, Vol. MTT-37, n°1, pp 118-127
- [54] NOUGIER J.P.
"Méthodes de calcul numérique"
Editions Masson, 1983.

- [55] CRESSON P.Y., MICHEL C., DUBOIS L., CHIVE M., PRIBETICH J.
"Complete three-dimensional modeling of new microstrip-microslot applicators for microwave hyperthermia using the FDTD"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Décembre 1994, Vol. MTT-42, n°12, pp 2657-2666.
- [56] TAFLOVE A., BRODWIN M.E.
"Numerical solution of the steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Juin 1990, Vol. MTT-38, n°6, pp 623-630.
- [57] TAFLOVE A., BRODWIN M.E.
"Computation of the electromagnetic fields and induced temperatures within a model of the microwave-irradiated human eye"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Novembre 1975, Vol. MTT-23, n°11, pp 888-896.
- [58] REINEIX A.
"Analyse théorique de la diffraction d'ondes électromagnétiques impulsionnelles: application en compatibilité électromagnétique et au rayonnement des micro-antennes"
Thèse de l'Université de Limoges, Novembre 1986.
- [59] POLYCARPOU A.C., BALANIS C.A.
"A general approach for the development of unsplit-field time domain implementations of perfectly matched layer for FDTD grid truncation"
IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Letters, Mai 1996, Vol. 6, n°5, pp 209-211.
- [60] WU Z., FANG J.
"High-performance PML algorithms"
IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Letters, Septembre 1996, Vol. 6, n°9, pp 335-337.
- [61] BORUP D.T., SULLIVAN D.M., GANDHI O.P.
"Comparison of the FFT conjugate gradient method and the finite difference time domain method for the 2-D absorption problem"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Avril 1987, Vol. MTT-35, n°4, pp 383-395.
- [62] MICHEL C., CRESSON P.Y., DUBOIS L., CHIVE M., PRIBETICH J.
"Modeling and experimental analysis of multipatches planar applicators for microwave hyperthermia"
Microwave and Optical Technology Letters, Juin 1996, Vol. 12, n°3, pp 123-128.
- [63] MUR G.
"absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field-equations"
IEEE Trans. On ElectroMagnetic Compability,
Novembre 1981, Vol. EMC-23, n°4, pp 377-382.

[64] ENGQUIST B., MAJDA A.

"absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves"
Mathematics of Computation, Juillet 1977, Vol. 31, n°139, pp 547-552.

[65] GENTILI G.B., LEONCINI M., TREMBLY B.S., SCHWEIZER S.E.

"FDTD electromagnetic and thermal analysis of interstitial hyperthermic applicator"
IEEE Trans. On BioMedical Engineering, Novembre 1995, Vol. 42, n°10, pp 973-979.

[66] JURGENS T.G., TAFLOVE A.

"Three-Dimensional contour FDTD modeling of scattering from single and multiple bodies"
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Décembre 1993, Vol. 41, n°12, pp 1703-1708.

[67] XIAO S., VAHLDIECK R.

"An improved 2D-FDTD algorithm for hybrid mode analysis of quasi-planar transmission lines"
Proceeding of I.E.E.E. M.T.T. Symposium, Atlanta - Georgie, Juin 1993, pp 421-424

[68] MALONEY J., SMITH G.S., SCOTT W.R. Jr.

"Accurate computation of the radiation from simple antennas using the finite difference time domain method"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Juillet 1990, Vol. MTT-38, n°7, pp 1059-1069.

[69] SULLIVAN D.M., BORUP D.T., GANDHI O.P.

"Use of the finite difference time domain method in calculating EM absorption in human tissues"
IEEE Trans. On BioMedical Engineering, Février 1987, Vol. BME-34, n°2, pp 148-157.

[70] ZHANG X., FANG J., MEI K.K., LIU Y.

"Calculations of the dispersive characteristics of microstips by the time-domain finite-difference method"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Février 1988, Vol. MTT-36, n°2, pp 263-267.

[71] GANDHI O.M., GAO B.Q., CHEN J.Y.

"A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive media"
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Avril 1993, Vol. MTT-41, n°4, pp 658-665.

[72] HURT W.D.

"Multiterm Debye dispersion relations for permittivity of muscle"
IEEE Trans. On Biological Engineering, Janvier 1985, Vol. 32, n°1, pp 60-64.

[73] JOSEPH R.M., HAGNESS S.C., TAFLOVE A.

"Direct time integration of Maxwell's equations in linear dispersive media with absorption for scattering and propagation of femtosecond electromagnetic pulses"
Optics Letters, Septembre 1991, Vol. 16, n°18, pp 1412-1414.

[74] KNUDSEN M.

"Estimation of tissue blood flow hyperthermia treatment data"

Int. Journal of Hyperthermia, Septembre 1989, Vol. 5, n°5, pp 653-661.

[75] BEN NAOUM K.

"Automatisation d'un banc de mesure d'hyperthermie: application à l'étude des caractéristiques thermiques des applicateurs micro-ondes en structure plaquée"

Thèse de l'Université de Lille II, Juillet 1988.

[76] CHARNY C.K., HAGMANN M.J., LEVIN R.L.

"A whole body thermal model of man during hyperthermia"

IEEE Trans. On BioMedical Engineering, Mai 1987, Vol. 34, n°5, pp 375-386.

[77] BOWMAN H.F.

"Heat transfer and thermal dosimetry"

Journal of Microwave Power, Février 1981, Vol. 16, n°2, pp 121-133.

[78] BINI M.G., IGNESTI A., MILLANTA L., OLMI R., RUBINO N., VANNI R.

"The polyacrylamide as a phantom material for electromagnetic hyperthermia studies"

IEEE Trans. On BioMedical Engineering, Mars 1984, Vol. 31, n°3, pp 317-322.

[79] GUY A.W.

"Analyses of electromagnetic fields induced in biological tissues by thermographic studies on equivalent phantom models"

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,

Février 1971, Vol. MTT-19, n°2, pp 205-214

[80] CHANDRASEKHAR S.

"Radiative Transfer"

Oxford university press, Oxford 1950.

[81] GAJDA G., STUCHLY M.A., STUCHLY S.S.

"Mapping of the near-field pattern in simulated biological tissues"

Electronics Letters, Février 1979, Vol. 15, n°4, pp 120-121.

[82] SMITH G.S.

"A comparison of electrically short bare and simulated probes for measuring the local radio frequency electric field in biological systems"

IEEE Trans. On BioMedical Engineering, Novembre 1975, Vol. 22, n°6, pp 477-483.

[83] KING R.W.P., TREMBLY B.S., STROHBEHN J.W.

"The electromagnetic field of an insulated antenna in a conducting or dielectric medium"

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,

Juillet 1983, Vol. MTT-31, n°7, pp 574-583.

[84] DIETSCH A.

"Contribution à la modélisation et à la caractérisation de nouveaux applicateurs pour hyperthermie micro-onde contrôlée par radiométrie micro-onde. Application à l'urologie"

D.E.A. de l'Université de Lille I, Juillet 1997.

[85] MYRZYCK A.

"Conception et caractérisation de nouvelles générations d'antennes filaires utilisées en hyperthermie micro-onde contrôlée par radiométrie micro-onde. Application à l'urologie"
D.E.A. de l'Université de Lille I, Juin 1997.

[86] TOUREL L.

"Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques; tome 2: les antennes"
Editions Cepadue-Editions, 1990.

[87] BARDATI F., BORRANI A., GERARDINO A., LOVISOLO G.I.

"SAR optimization in a phased array radiofrequency hyperthermia system"
IEEE Trans. On BioMedical Engineering, Novembre 1995, Vol. 42, n°12, pp 1201-1207.

[88] SOZANSKI J.P., CHIVE M., MOSCHETTO Y.

"Procédé pour la mesure des températures par radiométrie micro-ondes avec calibration automatique de la mesure et dispositifs pour la mise en oeuvre de ce procédé"
Brevet n°89 10 148, 27 Juillet 1989, FRANCE

[89] LE BOURGEOIS J.P.

"Radiothérapie oncologie"
Editions Hermann, 1992.

[90] CHATELAIN M.-C.

"Etude et réalisation d'un applicateur planaire pour hyperthermie à 2450 MHz en dermatologie"
D.E.A. de l'Université de Lille I, Juillet 1994.

[91] SCHEPPS J.L., FOSTER K.R.

"The U.H.F. and microwave dielectric properties of normal and tumour tissues: variation in dielectric properties with tissue water content"
Phys. Med. Biol., Juin 1980, Vol. 25, n°6, pp 1149-1159.

[92] FOSTER K.R., SCHEPPS J.L.

"Dielectric properties of tumor and normal tissue at radio through microwave frequencies"
Journal of Microwave Power, Février 1981, Vol. 16, n°2, pp 107-119.

[93] DICKE R.H.

"The measurement of thermal radiation at microwave frequencies"
Rev. Sci. Instr., Juillet 1946, Vol. 17, n°7, pp 268-275.

[94] BARRETT A.H., MYERS P.C.

"A method of detecting subsurface thermal patterns"
Bio. Radiol, Juin 1975, Karger, Basel, n°6, pp 45-46.

[95] BARDATI F., MONGIARDO M., SOLIMINI D.

"Retrieval of hyperthermia-induced temperature distribution from noisy microwave radiometric data"

**TRAVAUX DE L'EQUIPE CIRCUITS ET APPLICATEURS
SUR LES THEMES ABORDES DANS CE MEMOIRE**

PUBLICATIONS

[1] CHIVE M., CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, SOZANSKI J.P.

"Modelling of different type of applicators used for microwave hyperthermia based on FDTD method."

The applications of Microwaves in Medicine, Digest n°1995/041, Février 1995, pp 51-55,
ed. By the Institution of Electrical Engineers (IEE), Londre - Angleterre

[2] PREVOST B., SOZANSKI J.P., **DESPRETZ D.**, FABRE J.J., CAMART J.C.,
CHIVE M.

"Système d'hyperthermie interstitielle de seconde génération avec contrôle thermique par radiométrie microonde."

Bull Cancer/radiother. 1995, 82, 2, p 206.

[3] CAMART J.C., DUBOIS L., CRESSON P.Y., **DESPRETZ D.**, MICHEL C.,
MORGANTI F., FABRE J.J., PRIBETICH J., CHIVE M.

"Modélisation électromagnétique d'applicateurs pour la thérapie microonde externe et interne contrôlée par radiométrie microonde : application à la dosimétrie thermique."

La thermique de l'homme et de son proche environnement n° 3, 1995, pp 486-491.

[4] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., MICHEL C., FABRE J.J., PREVOST B.,
SOZANSKI J.P., CHIVE M.

"Microwave prostatic hyperthermia: interest of urethral and rectal applicators combination - theoretical study and animal experimental results."

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Octobre 1996, Vol. MTT-44, n°10, pp 1762-1768.

[5] CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, CHIVE M., PRIBETICH J.

"Modelling of various kinds of applicators used for microwave hyperthermia based on the FDTD method."

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques,
Octobre 1996, Vol. MTT-44, n°10, pp 1811-1818.

[6] CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, GOMBERT C.,
SOZANSKI J.P., PREVOST B., CHIVE M.

"Système d'hyperthermie interstitielle multivoies à 434 MHz avec contrôle de température par le nouveau radiomètre à 2 références internes de température : Aspects technologiques et expérimentaux."

Revue Innovation et Technologie en Biologie et Médecine,
Février 1997, Vol. 18 n°1, pp 15-25.

[7] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., SOZANSKI J.P., PREVOST B., CHIVE M.
"intérêt de l'utilisation combinée d'applicateurs urétral et rectal dans le traitement de la prostate par thermothérapie microonde; étude théorique et expérimentale."
Revue Innovation et Technologie en Biologie et Médecine,
Février 1997, Vol. 18, n°1, pp 27-35.

[8] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., DOERLER L., CHIVE M., PRIBETICH J.
"Dosimétrie thermique réalisée à partir de modélisations électromagnétique et thermique associée à la radiométrie micro-onde: application à l'hyperthermie micro-onde."
Revue de la Société Française des Thermiciens, sous presse

COMMUNICATIONS INVITES

[1] CHIVE M., CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, SOZANSKI J.P.
"Modelling of different type of applicators used for microwave hyperthermia based on FDTD method."
I.E.E. Proc. of the colloquium on Microwave in Medicine
Londres - Angleterre, 28 Février 1995.

[2] CHIVE M., FABRE J.J., CAMART J.C., DUBOIS L., PRIBETICH J., **DESPRETZ D.**,
CRESSON P.Y., MICHEL C., SAGOT V., SOZANSKI J.P.
"hyperthermie et thermothérapie microondes contrôlées par radiométrie microonde: techniques, modélisation et applications cliniques."
Société Française des Thermiciens - Journée d'étude sur les modélisations thermiques,
physiques et mathématiques de la cellule à l'organisme entier et son environnement,
Paris - France, 17 Janvier 1996.

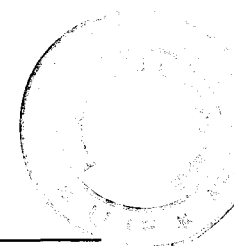
COMMUNICATIONS AVEC ACTES

[1] CHIVE M., DUBOIS L., CAMART J.C., CRESSON P.Y., MORGANTI F., MICHEL C.,
DUHAMEL F., **DESPRETZ D.**, FABRE J.J., PRIBETICH J.
"Antennas and applicators for microwave hyperthermia controlled by microwave radiometry."
Proc. of Progress In Electromagnetics Research Symposium (P.I.E.R.S.),
p 545, Pasadena - Californie, 12 - 16 juillet 1993.

[2] PRIBETICH J., DUBOIS L., CAMART J.C., CRESSON P.Y., MORGANTI F.,
MICHEL C., DUHAMEL F., **DESPRETZ D.**, FABRE J.J., CHIVE M.
"Design and modelization of antennas and applicators for microwave hyperthermia controlled by microwave radiometry."
Proc. of the 24th General Assembly of the International Union of Radio Science (U.R.S.I.),
p 537, Kyoto - Japon, 25 Août - 2 Septembre 1993.

- [3] CRESSON P.Y., **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., PRIBETICH J., CHIVE M.
"Modélisation d'applicateurs pour hyperthermie microonde par la méthode des différences finies dans le domaine temporel."
Proc. des Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA'94), pp 406-409,
Nice - France, 8 - 10 Novembre 1994.
- [4] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., MORGANTI F., FABRE J.J.,
PRIBETICH J., CHIVE M.
"Modélisation d'antennes filaires et de multiplicateurs intracavitaires pour hyperthermie et radiométrie microondes par la méthode des différences finies dans le domaine temporel."
Proc. des 9^{èmes} Journées Nat. Microondes, p 6A4., Paris - France, 4 - 6 Avril 1995
- [5] CAMART J.C., DUBOIS L., MORGANTI F., CRESSON P.Y., MICHEL C.,
DESPRETZ D., FABRE J.J., PRIBETICH J., CHIVE M.
"Modélisation par la FDTD d'applicateurs pour thérapie microonde externe et interne contrôlée par radiométrie microonde - dosimétrie thermique à partir de l'équation de la chaleur."
Proc du congrès de la Société Française des thermiciens 1995, p 39,
Poitiers - France, 17 - 19 Mai 1995.
- [6] PREVOST B., SOZANSKI J.P., **DESPRETZ D.**,
FABRE J.J., CAMART J.C., CHIVE M.
"Système d'hyperthermie interstitielle de seconde génération avec contrôle thermique par radiométrie microonde."
Proc du congrès de la société française de radiothérapie oncologie,
Strasbourg - France, juin 95.
- [7] CAMART J.C., PREVOST B., SOZANSKI J.P., **DESPRETZ D.**, GOMBERT C.,
CHIVE M., MOSCHETTO Y.
"New 434MHz Interstitial Hyperthermia with Radiometry Temperature monitoring: experimental Studies."
Proc. of the 15th European Society for Hyperthermia Oncology, p 50,
Oxford - Angleterre, 3 - 6 septembre 1995
- [8] CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, GOMBERT C., PREVOST B.,
SOZANSKI J.P., CHIVE M.
"New generation for microwave interstitial hyperthermia system controlled by radiometry : technical aspects."
Proc. of the international Congress of the European Bio Electromagnetics Association,
Nancy - France, 29 Février - 3 Mars 1996.
- [9] GOMBERT C., CAMART J.C., CHIVE M., **DESPRETZ D.**,
PREVOST B., SOZANSKI J.P.,
"A new microwave interstitial hyperthermia system monitored by microwave radiometry : The Hymcar II."
Proc. of the 7th International Congress on Hyperthermic Oncology, Vol II pp 592-594,
Rome - Italie, 9 - 13 Avril 1996.

- [10] CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, FABRE J.J., CHIVE M.
"Rectal and urethral applicator association for prostatic gland microwave thermotherapy: modelling and experimental results."
Proc. of the 7th International Congress on Hyperthermic Oncology, Vol II pp 598-600,
Rome - Italie, 9 - 13 Avril 1996.
- [11] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., CHIVE M.
"New urological applicator with adjustable radiation diagram for microwave hyperthermia: modelling and experimental results."
Proc. of the 7th International Congress on Hyperthermic Oncology, Vol II pp 595-597,
Rome - Italie, 9 - 13 Avril 1996.
- [12] CAMART J.C., **DESPRETZ D.**, DOERLER L., PRIBETICH J., CHIVE M.
"Dosimétrie thermique réalisée à partir de modélisations électromagnétique et thermique associée à la radiométrie microonde: application à l'hyperthermie microonde."
Proc. du congrès de la société française des thermiciens 1996, p D2.17,
Valenciennes - France, 13 - 15 Mai 1996.
- [13] GOMBERT C., CAMART J.C, **DESPRETZ D.**, SOZANSKI J.P, PREVOST B ,
CHIVE M.
"Système d'hyperthermie interstitielle multivoies à 434 MHz avec contrôle de température par le nouveau radiomètre à 2 références internes de température : Aspects technologiques et expérimentaux."
Actes du 8^{èmes} Forum jeunes chercheurs Genie Biologique et Medical, pp 22-23,
Toulouse - France, 6 - 7 Juin 1996.
- [14] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., SOZANSKI J.P., PREVOST B., CHIVE M.
"intérêt de l'utilisation combinée d'applicateurs urétral et rectal dans le traitement de la prostate par thermothérapie microonde; étude théorique et expérimentale."
Actes du 8^{èmes} Forum jeunes chercheurs Genie Biologique et Medical, pp 38-39,
Toulouse - France, 6 - 7 Juin 1996.
- [15] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., PRIBETICH J., CHIVE M.
"Design and modeling using the FDTD method of a new generation of applicators realized from coaxial antennas for microwave hyperthermia."
Proc. of the I.E.E.E M.T.T International Microwave Symposium , vol 2 pp 1105-1108 ,
San Francisco - Californie, 17 - 21 Juin 1996.
- [16] **DESPRETZ D.**, CAMART J.C., CHIVE M.
"modelling of intracavitary applicators used for microwave hyperthermia based on ftdt method and bioheat transfer equation."
Proc of the 25th General Assembly of the International Union of Radio Science,
Lille - France, 28 Aout - 5 Sept 1996 p765.



ABSTRACT

The effect against tumours of a moderated elevation of the temperature above normal physiological conditions, has been observed for a long time and the interest carried on the localised microwave hyperthermia is more and more important. This work is in keeping with continuity of the anterior work undertaken on conception, modelling and design of applicators realised from coaxial antennas. It consists in developing a new generation of interstitial applicators allowing the treatment of tumours of tongue's base and in conceiving urethral and rectal applicators in view to use them alone or in association with the treatment of prostatic pathologies. These applicators are also used as radiometric sensors.

The three-dimensional model chosen is the Finite Difference Time Domain method, this numerical method takes into account the heterogeneity of medium and the exact shape of applicators. This method allows to calculate the quality of the electromagnetic adaptation of the applicator in the medium at the heating frequency and in the radiometric frequency bandwidth. This modelisation leads to the deposited power in the medium. Theoretical results obtained on 'test structures' are confronted with various experimental measurements on phantom medium, perturbations brought to measure protocols are quantified. Experimental results are compared to theoretical ones and the model is validated.

Animal experimentations, respectively on beefs' tongues and on dogs' prostates, allow to evaluate therapeutic efficiencies of interstitial and endocavitary applicators. The results obtained show the interest of these therapies and the foreseeable evolutions to optimise microwave systems.

KEY WORDS

Endocavitary

Finite Difference Time Domain

Hyperthermia

Interstitial

Microwave

Radiometry

Thermotherapy

RESUME

L'action antitumorale d'une élévation modérée de la température au-dessus des conditions physiologiques normales, a été constatée depuis longtemps et l'intérêt porté à l'hyperthermie micro-onde localisée ne cesse de croître. Ce travail s'inscrit dans la continuité des travaux antérieurs entrepris sur la réalisation, la modélisation et le développement des applicateurs en structure filaire. Il consiste à développer une nouvelle génération d'applicateurs interstitiels permettant le traitement de tumeurs de base de langue et à concevoir des applicateurs urétral et rectal en vue de les utiliser seuls ou en association dans le traitement des pathologies prostatiques. Ces applicateurs fonctionnent également comme capteur radiométrique.

Le modèle tridimensionnel choisi est la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel qui, du fait de son caractère discret, prend en compte l'hétérogénéité des milieux et la forme quelconque des applicateurs. Cette méthode permet de calculer la qualité de l'adaptation électromagnétique de l'applicateur aux milieux environnants à la fréquence d'émission et dans toute la bande radiométrique. Cette modélisation donne également accès à la puissance déposée dans le milieu. Les résultats théoriques obtenus sur des structures tests sont confrontés à divers relevés expérimentaux sur milieux fantômes, les perturbations apportées dans les protocoles de mesure sont quantifiées. Les résultats théoriques et expérimentaux sont alors comparés et le modèle validé.

Des expérimentations animales, respectivement sur langue de boeuf et sur prostate de chien, permettent alors d'évaluer les potentialités thérapeutiques des applicateurs interstitiels et endocavitaires. Les résultats obtenus sont alors discutés et mettent en évidence l'intérêt de ces thérapies et les évolutions envisageables pour optimiser ces systèmes micro-ondes

MOTS CLES

Endocavitaire

Micro-onde

Différences Finies dans le Domaine Temporel

Radiométrie

Hyperthermie

Thermothérapie

Interstitial