

# THESE

PRÉSENTÉE À  
L'UNIVERSITE BORDEAUX I

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR DE  
L'UNIVERSITE DE BORDEAUX I

Par M. **LOURENÇO DE OLIVEIRA** Philippe

Pour l'obtention du **DIPLOME DE DOCTORAT**  
Spécialité : Instrumentation et Mesures

-----

## **Conception de solutions technologiques et d'outils pour le traitement d'organes par ultrasons focalisés guidés par IRM**

-----

Soutenance le : Vendredi 11 décembre 2009

Devant la commission d'examen formée de :

M. Chrit Moonen, Directeur de Recherche CNRS	Directeur de thèse
M. Francis Rodes, Maître de Conférences, HDR ENSEIRB	Co-directeur de thèse
M. Mickael Tanter, Directeur de recherche INSERM	Rapporteur
M. Francis Crenner, Docteur Ingenieur HDR CNRS	Rapporteur
M. Bertrand Audoin, Professeur d'Université au LMP	Président du jury
M. Jean-Michel Franconi, Professeur d'Université Bordeaux II	Rapporteur du jury
M. Patrick Loumeau, Professeur à l'ENST Paris	Examineur
Mme Ming Zhang, Maître de Conférences, HDR au IEF Paris	Invitée

# Sommaire

<b>REMERCIEMENTS.....</b>	<b>6</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>7</b>
<b>CHAPITRE 1 : AMELIORATIONS MATERIELLES AU SYSTEME HIFU .....</b>	<b>8</b>
A. Le système d'adaptation d'impédance ajustable .....	9
1. Introduction.....	9
2. Etude des impédances des transducteurs .....	10
2.1. Mesure et analyse des impédances des différents transducteurs.....	10
2.1.1. Le réseau matriciel circulaire.....	10
2.1.2. Le réseau matriciel torique .....	11
2.1.3. Les quatre mono-éléments.....	12
2.2. Etude de l'influence de la température sur l'impédance des transducteurs.....	13
2.3. Conclusion sur l'analyse des impédances des mono-éléments .....	14
3. Présentation de l'adaptation d'impédance .....	15
4. Evaluation d'adaptations d'impédance fixe sur les réseaux matriciels.....	16
5. Conception du système d'adaptation d'impédance ajustable à 1.5MHz.....	18
5.1. Principe de la topologie employée .....	18
5.2. Cahier des charges.....	19
5.3. Dimensionnement des plages de valeur des éléments réactifs variables .....	19
5.4. Dimensionnement du nombre d'interrupteurs.....	20
5.5. Récapitulatif du réseau d'adaptation d'impédance ajustable utilisé.....	21
6. Conclusion .....	22
B. Conception d'interrupteurs compatible IRM pour systèmes d'adaptation d'impédance ajustable .....	23
1. Introduction.....	23
2. Description du transistor N-Mosfet.....	24
2.1. Caractéristiques DC (signaux continues).....	24
2.2. Caractéristiques AC (petits signaux) .....	26
3. Description de l'interrupteur parallèle (SWP1) .....	28
3.1. Dimensionnement des composants à l'état ouvert.....	29
3.1.1. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état ouvert du transistor.....	29
3.1.2. Détermination de $V_{ds_{max}}$ et de la tension $V_D$ nécessaire pour travailler sur la zone bloquée de la diode zener .....	30
3.1.3. Conclusion à l'état ouvert.....	30
3.2. Dimensionnement des composants à l'état fermé.....	30
3.2.1. Détermination de la consommation DC.....	31
3.2.2. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état fermé du transistor .....	31
3.2.3. Détermination du courant maximal $I_{d_{eff_{max}}}$ admissible par le transistor .....	31

3.2.4. Détermination du rendement AC.....	31
3.2.5. Conclusion à l'état fermé.....	31
3.3. Résumé des caractéristiques de l'interrupteur SWP1.....	32
4. Description de l'interrupteur série (SWS1).....	33
4.1. Dimensionnement des composants à l'état ouvert.....	34
4.1.1. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état ouvert des deux transistors.....	35
4.1.2. Détermination de $V_{ds_{max}}$ et de la tension $V_D$ nécessaire pour travailler sur la zone bloquée des diodes zener des transistors.....	36
4.1.3. Conclusion sur l'état ouvert.....	36
4.2. Dimensionnement des composants à l'état fermé.....	36
4.2.1. Détermination de la consommation DC.....	37
4.2.2. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état fermé des deux transistors.....	37
4.2.3. Détermination du courant maximal $I_{d_{eff_{max}}}$ admissible par le transistor.....	37
4.2.4. Détermination du rendement AC.....	37
4.2.5. Conclusion sur l'état fermé.....	37
4.3. Résumé des caractéristiques de l'interrupteur SWS2.....	38
5. Réalisation d'un prototype d'adaptation d'impédance ajustable.....	39
5.1. Définition du cahier des charges pour le prototype.....	39
5.2. Calcul des capacités $C_p$ et $C_s$ utilisées.....	40
5.3. Dimensionnement des résistances de polarisation et des capacités commutées.....	40
5.4. Choix des transistors de commutation pour les interrupteurs.....	41
5.5. Réalisation du prototype et mesures de validation de fonctionnement.....	43
5.5.1. Mesure de la linéarité des réseaux $C_{match}$ et $X_{match}$ .....	43
5.5.2. Tenue en puissance du réseau d'adaptation d'impédance ajustable.....	44
6. Conclusion.....	45
C. Conclusion du chapitre et perspectives.....	46
D. Références.....	47
E. Annexes.....	48
1. Formules sur les câbles coaxiaux.....	48
1.1. Formule des télégraphistes.....	48
1.2. Formules de l'impédance caractéristique $Z_c$ et de la constante de propagation $\gamma$ .....	48
1.3. Formule de l'impédance à l'extrémité du câble coaxial.....	49
1.4. Formule du rendement de transmission du câble coaxial.....	49
1.5. Méthode pratique de détermination des caractéristiques ( $R_s, L_s, R_p, C_p$ ) d'un câble coaxial.....	49
2. Abaque de puissances réfléchies en fonction de l'impédance de charge $Z_l$ .....	50
2.1. Abaque pour un générateur de puissance avec une impédance interne $Z_c$ classique.....	50
2.2. Abaque pour un générateur de tension parfait limité en courant avec une impédance caractéristique $Z_c$ .....	51
2.3. Table non exhaustive des caractéristiques de MOSFETs.....	52

## CHAPITRE 2 : SIMULATION ET MESURE DU CHAMP ACOUSTIQUE DE TRANSDUCTEUR..... 53

1. Introduction.....	54
2. Formules théoriques et généralités.....	55
2.1. Propagation acoustique dans l'espace d'une source surfacique élémentaire de diffusion de type Rayleigh.....	55
2.2. Pression acoustique dans l'espace générée par une surface source .....	56
2.3. Conversion de la pression acoustique en puissance acoustique surfacique (ou intensité acoustique).....	57
2.4. La puissance acoustique.....	57
2.5. Rendement électrique/acoustique d'un transducteur .....	58
3. Réalisation d'une carte de simulation acoustique.....	58
3.1. Paramètre de dimensionnement et discrétisation de la source.....	58
3.2. Dimensionnement et discrétisation du FOV (Field Of View) .....	59
3.3. Calcul de la carte de pression acoustique relative.....	59
3.4. Calcul de la puissance acoustique relative.....	59
3.5. Normalisation de la carte de champ acoustique.....	60
4. Banc de mesure avec aiguille hydrophone motorisée pour la mesure de champ acoustique spatial de transducteurs .....	61
4.1. Moteur et contrôleur de positionnement 3D .....	62
4.2. Caractéristique de l'aiguille hydrophone.....	62
4.3. La chaîne d'amplification et de filtrage du signal de l'hydrophone .....	63
4.4. Traitement du signal d'acquisition .....	63
4.5. Informations complémentaires.....	63
5. Réalisation d'une carte de mesure acoustique.....	64
5.1. Dimensionnement et discrétisation du FOV de mesure.....	65
5.2. Calcul de la puissance acoustique apparente relative.....	65
5.3. Facteur de correction de la puissance acoustique.....	66
5.4. Normalisation de la carte de champ acoustique.....	67
5.4.1. Définition de la puissance électrique et du rendement.....	67
5.4.2. Normalisation.....	67
6. Etude du champ acoustique d'un mono-élément.....	68
6.1. Paramètre et carte de simulation.....	69
6.2. Paramètres de l'acquisition et résultats du champ mesuré .....	70
6.3. Comparaison des résultats de mesures et de simulations .....	70
6.3.1. Puissance acoustique totale et apparente fonction de z.....	70
6.3.2. Evolution de la pression acoustique sur l'axe fonction de z .....	72
6.3.3. Directivité de la pression acoustique.....	73
6.4. Normalisation pour une puissance de 1W électrique envoyée sur le transducteur .....	74
6.5. Conclusion sur le champ acoustique du mono-élément.....	74
7. Etude et mesure du champ acoustique d'un mono-élément focalisé .....	75
7.1. Paramètre et carte de simulation.....	76
7.2. Paramètre de l'acquisition et résultat du champ mesuré .....	77

7.3. Comparaison des résultats de mesures et de simulations .....	78
7.3.1. Dimensions du point focal.....	78
7.3.2. Puissance apparente $P_{ac\_ap}(Z)$ en fonction de $Z$ .....	79
7.3.3. Normalisation pour 100W électrique .....	80
7.4. Conclusion sur le champ ultrasonore du mono-élément focalisé .....	80
8. Conclusion et perspectives .....	81
8.1. Améliorations du banc .....	81
8.2. Perspectives de travaux de mesure.....	81
9. Références.....	82

### **CHAPITRE 3 : DETERMINATION DES PARAMETRES TISSULAIRES SUR REINS DE PORC PERFUSES ..... 83**

1. Introduction.....	84
2. Théorie et modélisation .....	85
2.1. Le modèle thermique tissulaire Bio-Heat Transfert.....	85
2.2. L'évolution temporelle de l'énergie déposée dans l'espace.....	86
2.3. L'évolution spatio-temporelle de la température.....	86
3. Matériels et Méthodes.....	88
3.1. Modèle de l'organe .....	88
3.2. Chauffage par Ultrasons Focalisés de Haute Intensité.....	88
3.3. Thermométrie par IRM.....	89
3.4. Estimation numérique des paramètres thermiques du tissu.....	90
4. Résultats.....	91
4.1. Représentation et régression des mesures spatiales et temporelles.....	92
4.2. Calcul des paramètres thermique pour l'ensemble des expériences.....	95
5. Discussion et conclusion.....	96
6. Perspectives.....	101
7. Bibliographie.....	102

## **CHAPITRE 4 : LE SUIVI DU MOUVEMENT 1D ULTRASONORE COUPLE A L'IRM..... 103**

1. Introduction.....	104
2. Etat de l'art des methodes de tracking existantes en HIFU .....	104
2.1. Tracking utilisant l'image de contraste IRM .....	104
2.2. Tracking utilisant les navigateurs IRM .....	105
2.3. Tracking utilisant l'imagerie échographique .....	106
2.4. Tracking 1D ultrasonore .....	106
2.5. Tracking 3D ultrasonore par extension du tracking 1D.....	107
2.6. Conclusion comparative .....	107
3. Description de la plateforme d'évaluation .....	107
3.1. Partie imagerie IRM.....	107
3.2. Partie chauffage HIFU.....	108
3.3. Le tracking ultrasonore 1D .....	108
3.4. Fantôme physiologique .....	108
4. Protocoles et méthodes de traitements des données.....	109
4.1. Corrélation entre estimation de mouvement IRM et ultrasonore.....	109
4.1.1. Paramètre de la séquence IRM utilisé.....	109
4.1.2. Estimation de mouvement avec l'imagerie IRM.....	110
4.1.3. Estimation du mouvement US avec l'écho ultrason 1D.....	110
4.1.4. Synchronisation des estimations de mouvements IRM et US.....	110
4.2. Résultats et évaluations .....	111
4.3. Tracking US et chauffage temps-réel sur cible mobile avec contrôle temps réel de température par IRM .....	113
4.3.1. Chauffage HIFU et positionnement.....	113
4.3.2. Paramètre de la séquence IRM utilisée.....	114
4.3.3. Monitoring temps réel de la température sur le fantôme mobile.....	114
4.4. Résultats.....	115
5. Discussions .....	115
5.1. Chauffage HIFU corrigé par tracking US sur cible mobile contrôlé par thermométrie IRM en temps-réel .....	116
6. Conclusion et perspectives .....	117
7. Références.....	118

## **CONCLUSION GENERALE.....119**

## **LISTE DES PUBLICATIONS ET CONFERENCES .....121**

## **RESUME.....122**

# Remerciements

*Je tiens d'avord à remercier Chrit Moonen de m'avoir accepté dans son laboratoire et d'avoir pu exprimer mon savoir faire à travers cette thèse. Je remercie aussi Francis Rodes, mon co-directeur de thèse d'avoir toujours été présent pour tout le temps et le suivi qu'il m'a consacré tout au long de cette thèse, ainsi que la qualité de ses remarques scientifiques.*

*Un grand merci aussi pour Charles qui m'a passé le relais de son travail, et qui a su prendre son temps pour m'encadrer.*

*Je remercie aussi mes deux rapporteurs, Francis Crenner et Mickael Tanter, qui me font l'honneur d'accepter de rapporter et de participer à l'amélioration de ce manuscrit. Et je remercie aussi les professeurs Bertrand Audoin, Patrick Loumeau, Jean-Michel Franconi, ainsi que Ming Zhang qui me font l'honneur de faire parti des examinateurs de ma thèse.*

*Il y a aussi beaucoup d'autres personnes, avec qui j'ai travaillé au cours de cette thèse que j'aimerais remercier, en particulier Iulius avec qui j'ai le plus collaboré et partagé humainement durant ma thèse, Baudouin avec qui j'ai pu complété grandement mon travail sur le tracking, et à Bruno qui était très souvent là pour répondre à mes questions.*

*Il y a aussi toutes les personnes, qui m'ont soutenu, encouragé, qui m'ont offert leur bienveillance régulièrement ou ponctuellement. Ces personnes qui m'ont aidé, chouchouté, dépanné ou contribué à m'aider à combler un vide de confiance en moi parfois. La finalisation, ainsi que la qualité du manuscrit et de ma présentation repose de manière non négligeable sur leur aide et soutien. De sincères remerciements et reconnaissances durables à Agnès, ainsi qu'à Colette, Marie-France, Cat, Christelle, Marie, Kate, et Pascale.*

# Introduction générale

Le cancer est l'une des premières causes de mortalité dans le monde. La médecine dispose actuellement de trois techniques majeures pour combattre les différents types de cancers : la chirurgie, la radiothérapie, et la chimiothérapie.

Les thérapies par ultrasons focalisés offrent de nouvelles possibilités pour le traitement des cancers, à la fois en chirurgie non-invasive, mais aussi pour l'activation sélective de médicaments anti-cancéreux. En focalisant les ultrasons dans les tissus biologiques, il est possible d'élever localement la température à distance, sans toucher aux tissus environnants. L'objectif dans l'optique de la chirurgie est d'avoir une nécrose tissulaire au niveau de la tumeur, obtenu lorsque le tissu dépasse pendant un certain temps la température seuil de **43°C** (modèle empirique de Sapareto et Dewey [Ref 1-1]) par l'apport d'une dose thermique élevée afin de la supprimer. Une des méthodes offrant un contrôle précis de la température des tissus chauffés, ainsi que de son emplacement est l'Imagerie de Résonance Magnétique IRM. Le traitement par ultrasons focalisés HIFU (High Intensity Focused Ultrasound) ainsi associé au contrôle par l'Imagerie de Résonance Magnétique (IRM) est une méthode prometteuse pour les thérapies de type non invasive.

Les deux premiers chapitres de cette thèse portent sur la conception de systèmes/matériels.

Une solution technologique pour l'amélioration du transfert de puissance électrique vers le transducteur ultrason autour d'un système d'adaptation d'impédance ajustable a été réalisée. Composé de deux parties, le premier chapitre traite de l'optimisation de réseaux de réactances binaires, la seconde partie traitant de la conception d'interrupteurs compatibles haut champ magnétique autour de transistor MOSFET afin d'effectuer une adaptation d'impédance au plus proche de la sonde ultrasonore. Le second chapitre est consacré à la caractérisation du champ ultrasonore des transducteurs. Un simulateur ultrason, ainsi qu'un banc de mesure a été réalisé pour une caractérisation spatiale du champ.

Les deux derniers chapitres, concernent le développement d'outils logiciels autour de l'IRM.

Une méthode de caractérisation des paramètres thermiques des tissus chauffés utile pour une amélioration ultérieure de l'asservissement de température a été développée, ainsi qu'une étude de faisabilité de suivi de mouvement d'organe mobile en couplant les estimations de déplacement obtenues par ultrasons et par IRM.

# **Chapitre 1 : Améliorations matérielles au système HIFU**

# A. Le système d'adaptation d'impédance ajustable

## 1. Introduction

Afin de créer les ultrasons focalisés, il est utilisé des éléments piézo-électriques qui ont la propriété de se déformer mécaniquement en fonction de la tension qui les polarisent [Ref 1-2].

Pour traiter l'ensemble de la tumeur, il est nécessaire de déplacer le point de focalisation dans l'espace. En utilisant un transducteur matriciel constitué de nombreux petits émetteurs indépendants (mono-éléments), il est possible de modifier la position spatiale du point de focalisation en jouant sur les phases électriques de chaque voie.

Ainsi des transducteurs matriciels composés de plus d'une centaine de mono-éléments peuvent être réalisés. Chaque mono-élément est associé à son impédance électrique. En utilisant le même matériau, et processus de fabrication identique, il est difficile d'obtenir des impédances électriques constantes. Comme il sera vu dans les premières pages de ce chapitre, la disparité de ces impédances est non négligeable.

Afin d'envoyer le maximum de puissance possible à chaque mono-élément il est nécessaire de transformer son impédance complexe, à l'aide d'une adaptation d'impédance, en une impédance complexe proche de l'impédance caractéristique de l'amplificateur de puissance. La disparité d'impédance étant non négligeable, ceci implique une adaptation d'impédance personnalisée pour chacun des mono-éléments.

D'un point de vue industriel, la réalisation d'adaptation d'impédance personnalisée pour chacune des voies est quelque chose de complexe, coûteux en temps et en main d'œuvre, augmentant considérablement le coût et le temps de fabrication.

La solution étudiée ici est l'utilisation d'un réseau d'adaptation ajustable, autour de réactances variables dite binaires.

## 2. Etude des impédances des transducteurs

### 2.1. Mesure et analyse des impédances des différents transducteurs

#### 2.1.1. Le réseau matriciel circulaire

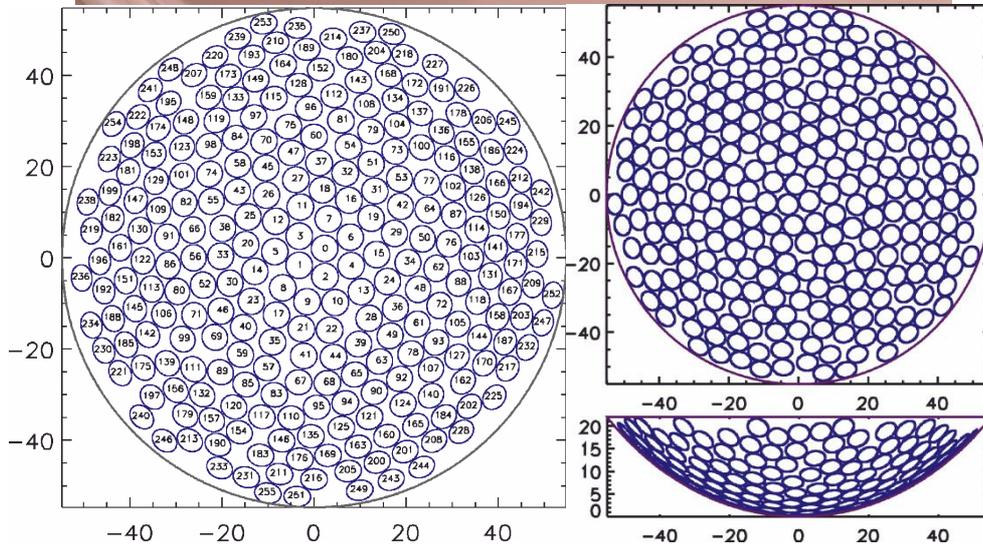


Figure 1-1: Le réseau matriciel circulaire 256 éléments ainsi que la numérotation de ses éléments

Le réseau matriciel circulaire a été le premier prototype de transducteur matriciel construit pour le laboratoire IMF (Imagerie Moléculaire et Fonctionnelle) [Ref 1-6]. Il a été conçu pour une finalité de traitement d'organe abdominal ou intercostal (rein, foie, estomac, fibromes utérins).

Le cahier des charges définissant les caractéristiques des 256 éléments est :

- Nombre d'éléments de la matrice : 256
- Diamètre de chaque élément : 5,8mm
- Fréquence de travail : 1,5MHz
- Longueur de câble coaxial : 2,6m

Les valeurs des impédances en Figure 1-2 sont issues de la documentation du transducteur matriciel fourni par le constructeur IMASONIC (Besançon, France).

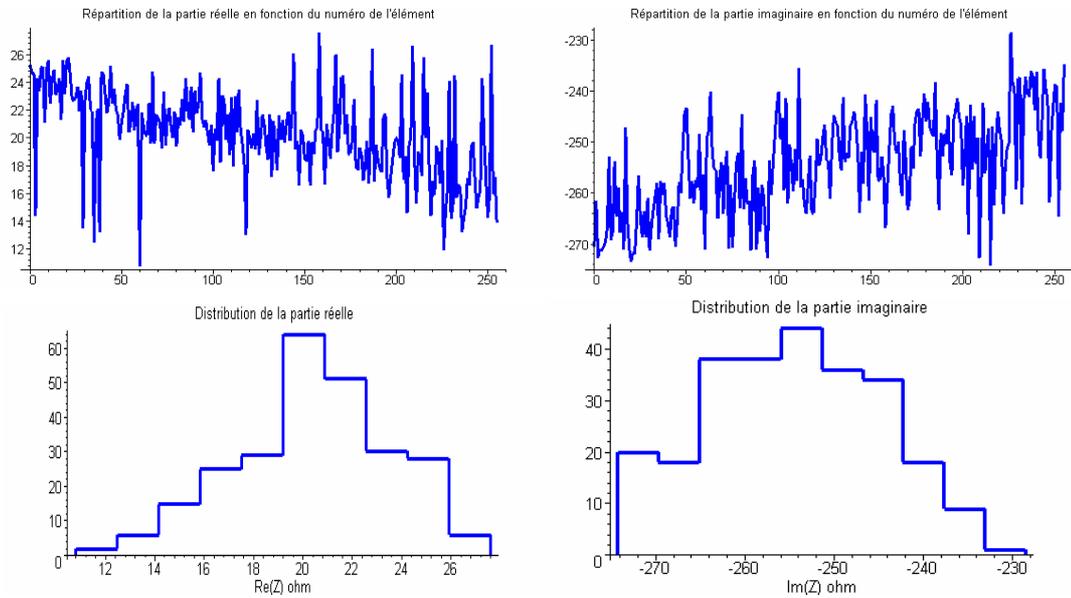


Figure 1-2: Mesure des impédances à 25°C ( $Z=Re(Z)+j*Im(Z)$ ) des 256 mono-éléments à la sortie de leur câble coaxial AWG40 de 2,6m longueur

### 2.1.2. Le réseau matriciel torique

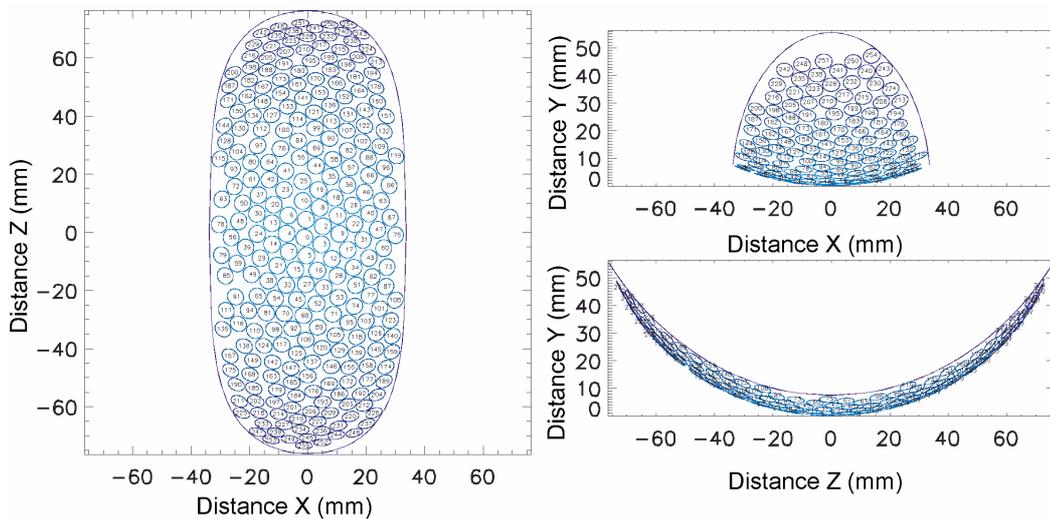


Figure 1-3: Le réseau matriciel torique 256 éléments ainsi que la numérotation de ses éléments

Le réseau matriciel torique [Ref 1-6] a été conçu spécialement pour une finalité de traitement du sein. Le cahier des charges définissant les caractéristiques des mono-éléments est identique au cahier des charges des mono-éléments du transducteur torique. Les valeurs des impédances en Figure 1-2 sont issues de la documentation du transducteur matriciel fourni par le constructeur IMASONIC.

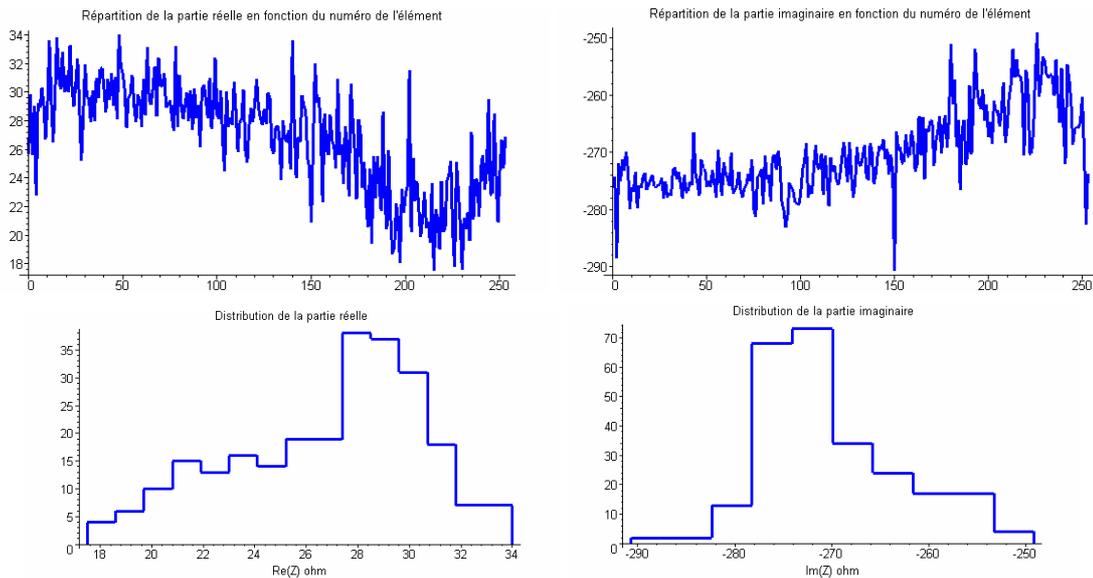


Figure 1-4: Mesure des impédances à 25°C ( $Z=Re(Z)+j*Im(Z)$ ) des 256 mono-éléments à la sortie de leur câble coaxial AWG40 de 2,6m longueur

### 2.1.3. Les quatre mono-éléments

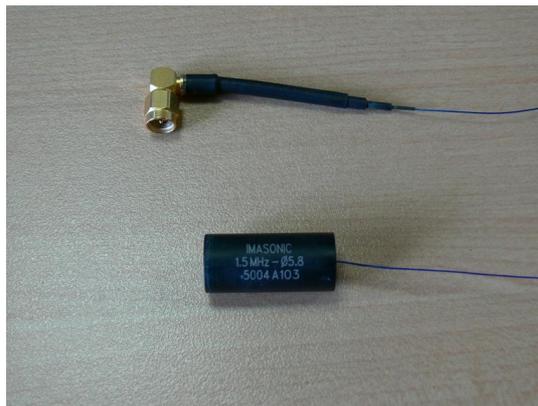


Figure 1-5: Photographie d'un des quatre mono-éléments avec son câble coaxial mesurant 2,6m, et son connecteur SMA

Les quatre éléments sont construits selon le même cahier des charges que les mono-éléments des transducteurs matriciels. Ce sont ces éléments qui ont servi dans la suite à l'étude de l'influence de la température sur l'impédance des transducteurs

Sur le Tableau 1-1 se trouvent les impédances respectives aux quatre mono-éléments.

Référence élément	A101	A102	A103	A104
Impédance	34,2-288,7j	34,7-287,5j	34,8-286,1j	34,4-283,5j

Tableau 1-1: Mesure des impédances des quatre transducteurs à 1,5MHz et 25°C

## 2.2. Etude de l'influence de la température sur l'impédance des transducteurs

Afin de connaître l'importance de la dérive en température des impédances des mono-éléments utilisés, des séries de mesures ont été faites sur les quatre mono-éléments en utilisant le dispositif représenté en Figure 1-6 (afin que la température de l'eau soit homogène dans tout le récipient, l'eau était agitée manuellement).

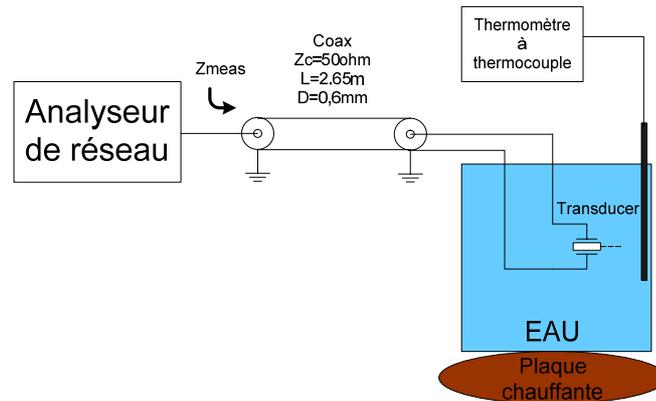


Figure 1-6 : Schéma du dispositif d'étude expérimentale de l'influence de la température sur l'impédance des transducteurs

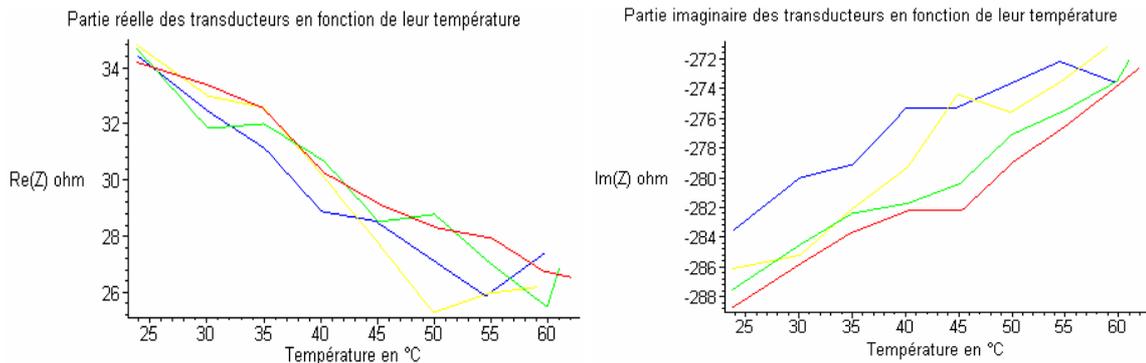
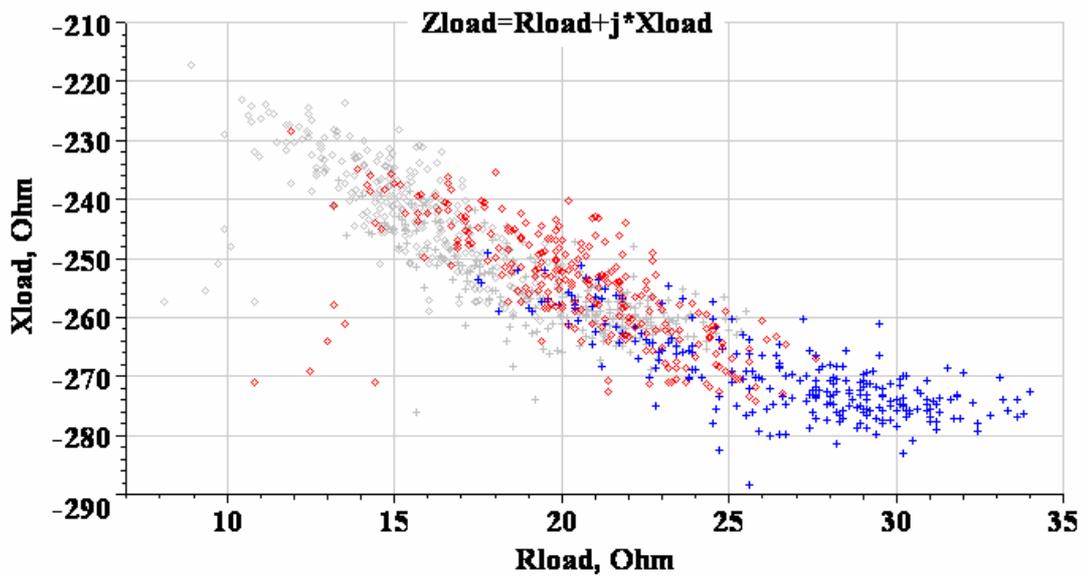


Figure 1-7 : Courbes d'impédance en fonction de la température des quatre mono-éléments mesurées à l'extrémité de leur câble coaxial de 2,65m de longueur

Les résultats de l'expérience (Figure 1-7) montrent, qu'entre l'impédance à 25°C et l'impédance à 55°C, il y a en moyenne une variation de 25% sur la partie réelle de l'impédance, ainsi qu'une petite variation de 5% sur la valeur absolue de la partie imaginaire.

En pratique au cours d'un traitement clinique, un réseau matriciel utilisé à pleine puissance subit une élévation de température non négligeable, ce qui selon les résultats expérimentaux, change de manière significative d'impédance durant l'utilisation.

### 2.3. Conclusion sur l'analyse des impédances des mono-éléments



	Min	Max	Moyenne	Ecart type
Rload, Ω	8,64	34	21,2	4,88
Xload, Ω	-291	-217	-256	13

Figure 1-8: Plan complexe représentant les impédances à 1,5MHz, et à la température de 25°C, du réseau circulaire en rouge, du réseau torique en bleu, et en gris les mêmes impédances estimées à la température de 55°C

En conclusion, avec un cahier des charges identique pour tous les mono-éléments des réseaux matriciels étudiés, il apparaît clairement une disparité d'impédance importante sur un même réseau matriciel, ainsi qu'une disparité supplémentaire entre différents réseaux matriciels.

En prenant l'hypothèse que les impédances des mono-éléments des transducteurs matriciels ont une dépendance à la température similaire à la moyenne des dépendances des quatre mono-éléments, on obtient pour chacun des transducteurs matriciels leur nuage d'impédance supplémentaire, élargissant ainsi la disparité de l'ensembles des nuages d'impédance représenté en Figure 1-8.

### 3. Présentation de l'adaptation d'impédance

Selon le but recherché, il existe différentes formes d'adaptation d'impédance. Pour un amplificateur de puissance, il faut rendre maximale la puissance dissipée dans la charge. Cela s'obtient en transformant l'impédance  $Z_{load}$  de la charge en une impédance  $Z_{opt}$ , impédance vue par le générateur, à l'aide d'un réseau d'adaptation d'impédance (Figure 1-9).

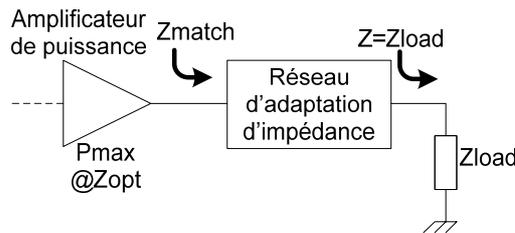


Figure 1-9: Chaîne classique de puissance avec adaptation d'impédance

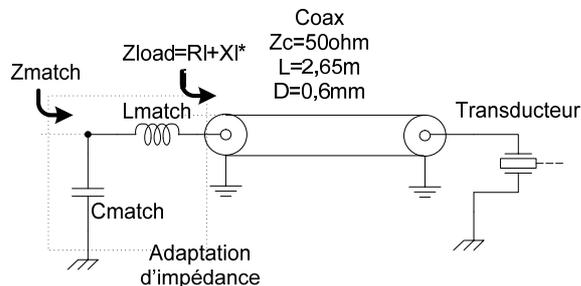


Figure 1-10: L'adaptation à deux éléments réactifs utilisée pour l'application

Afin d'obtenir un rendement énergétique maximal, l'adaptation d'impédance se fait uniquement avec des éléments réactifs (capacités et inductances). Pour des raisons d'encombrement, dans notre application une adaptation d'impédance en  $\Gamma$  est utilisée. Il s'agit d'un réseau d'adaptation comportant le nombre minimum de deux éléments réactifs (Figure 1-10) : une seule inductance et une capacité dont les valeurs se déterminent, à partir des impédances, selon les Équations 1-1.

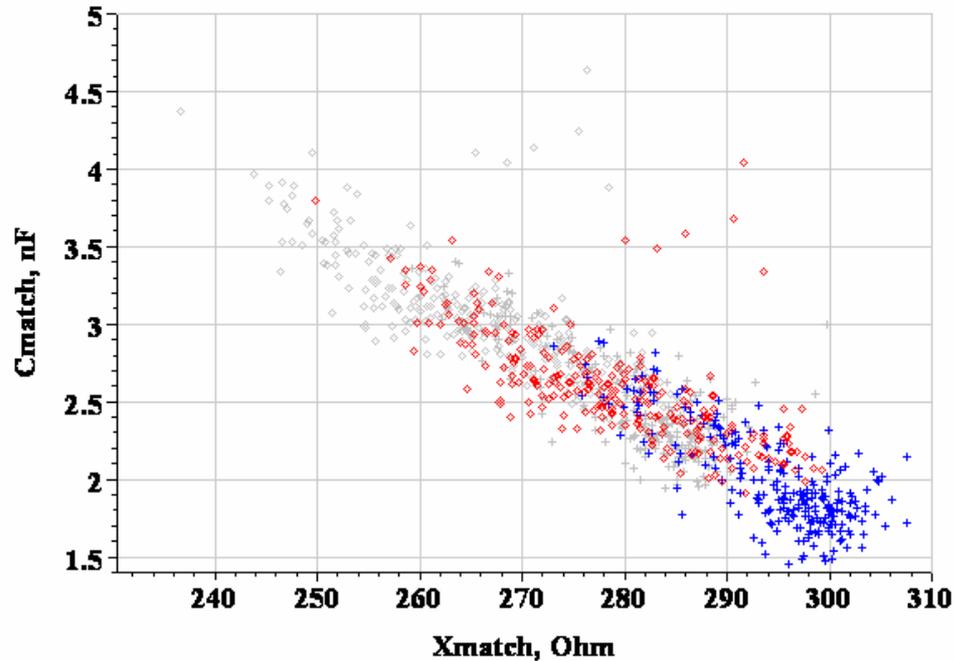
$$L_{match} = \frac{Rl}{w_0} \sqrt{\frac{Zc}{Rl} - 1} - \frac{Xl}{w_0}, \quad C_{match} = \frac{1}{Zc \cdot w_0} \sqrt{\frac{Zc}{Rl} - 1}$$

Équations 1-1

Il est à noter que ce type d'adaptation n'est possible que si  $Rl < 50\Omega$ , ce qui est le cas des impédances représenté en Figure 1-8.

## 4. Evaluation d'adaptations d'impédance fixe sur les réseaux matriciels

En portant les impédances des réseaux matriciels de la Figure 1-8 dans les Équations 1-1, on obtient les valeurs théoriques des éléments réactifs  $X_{match}$  et  $C_{match}$  (Figure 1-11) de l'adaptation d'impédance en  $\Gamma$  pour ramener chaque impédance à  $50\Omega$ .



Réseau	Temp [°C]	Cmatch [nF]				Xmatch [ $\Omega$ ]			
		Min	Max	Moy.	Ecart typ	Min	Max	Moy.	Ecart typ
Rond	25	2	3,07	2,6	0,36	282	298	279	10,1
	55	2,39	4,64	3,09	0,38	236	285	265	9,9
	<b>Union(25,55)</b>	2	4,64	<b>2,85</b>		236	298	<b>272</b>	
Torique	25	1,46	2,89	1,99	0,31	273	315	294	7,2
	55	1,94	3,4	2,47	0,31	259	300	281	7,3
	<b>Union(25,55)</b>	1,46	3,4	<b>2,23</b>		259	315	<b>288</b>	
<b>Global</b>		<b>1,46</b>	<b>4,64</b>	<b>2,54</b>	0,45	<b>236</b>	<b>315</b>	<b>280</b>	13,7

Figure 1-11: Couples de valeurs ( $X_{match}, C_{match}$ ) calculés pour ramener les impédances des deux réseaux matriciels à  $50\Omega$  à  $1,5\text{MHz}$  par une adaptation d'impédance en  $\Gamma$

D'un point de vue industriel, la réalisation d'adaptation d'impédance personnalisée pour chacune des voies est quelque chose de complexe, coûteux en temps et en main d'œuvre, augmentant considérablement le coût et le temps de fabrication.

Une première solution envisagée est d'utiliser une adaptation d'impédance identique et fixe pour chacun des mono-éléments et d'évaluer si cela est suffisant : en considérant qu'une perte de puissance de 1dB (soit environ 20%) est la limite acceptable. En prenant la valeur moyenne du couple  $(C_{match}, X_{match}) = (2.54nF, 280\Omega)$  de l'ensemble des éléments des deux transducteurs comme adaptation d'impédance fixe, on obtient les impédances en Figure 1-12.

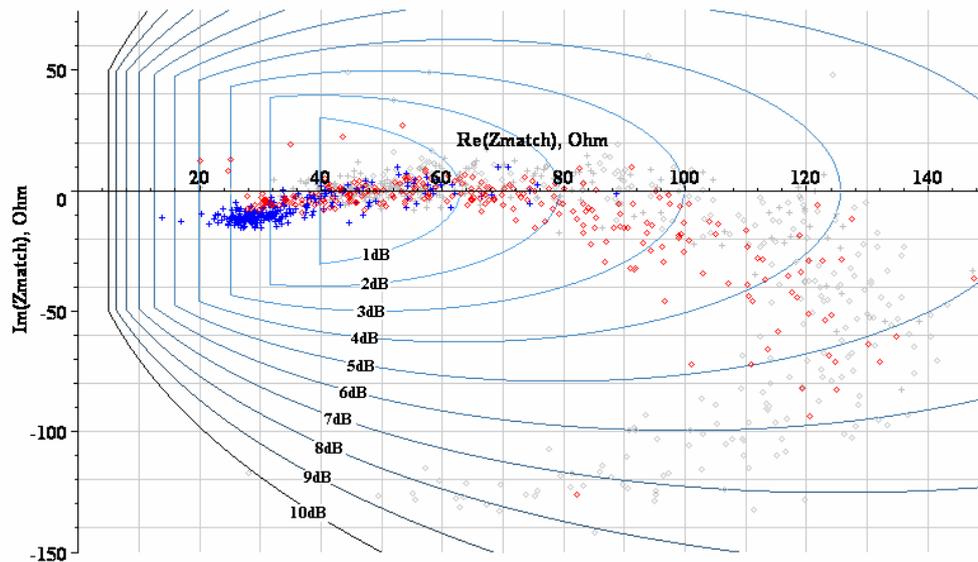


Figure 1-12: Impédances obtenues après une adaptation fixe  $(C_{match}, X_{match}) = (2.54nF, 280\Omega)$  pour l'ensemble des éléments des deux transducteurs à 25°C et 55°C, avec un abaque par pas de 1dB de pertes en puissance réfléchie pour un générateur parfait en tension limité en courant d'impédance caractéristique 50Ω

Réseau	Temp [°C]	Perte puissance réfléchie [dB] avec les couples $(C_{match}, X_{match})$ suivant								
		Mean match @25°C			Union mean match			Global mean match		
		Moy.	Max	E.T	Moy.	Max	E.T	Moy.	Max	E.T
Rond	25	1,76	6,55	1,2	2,12	6,79	1,4	1,76	6,71	1,2
	55	3,17	9,16	1,96	2,3	8,15	1,6	3,32	9,3	1,99
Torique	25	1,01	4,18	0,79	1,5	4,96	0,73	2,65	6,41	1,09
	55	2,45	6,9	1,45	1,48	6,01	1,48	1,27	4,69	0,89
Les deux	Union (25,55)	<b>2,10</b>	<b>9,16</b>		<b>1,85</b>	<b>8,15</b>		<b>2,25</b>	<b>9,3</b>	

Mean match @25°C : Adaptation fixe en utilisant la moyenne de  $(C_{match}, X_{match})$  associés aux 256 impédances d'un réseau à 25°C, soit une moyenne de 256 couples.

Union mean match : Adaptation fixe en utilisant la moyenne des  $(C_{match}, X_{match})$  associés aux 256 impédances d'un réseau à 25°C et à 55°C, soit une moyenne de 2x256 couples.

Global mean match : Adaptation fixe en utilisant la moyenne de  $(C_{match}, X_{match})$  associés aux 256 impédances de deux réseaux à 25°C et à 55°C, soit une moyenne de 2x2x256 couples.

Le bilan d'une utilisation d'une adaptation d'impédance fixe pour l'ensemble des transducteurs offre, au mieux, une perte moyenne de 1,85dB avec un maximum de 8,15dB.

## 5. Conception du système d'adaptation d'impédance ajustable à 1.5MHz

### 5.1. Principe de la topologie employée

Afin de réaliser un système d'adaptation d'impédance automatique, il est nécessaire de créer des éléments réactifs variables. Pour ce faire, l'utilisation de capacités binaires discrétisées [Ref 1-4] est ici utilisée pour faire varier  $C_{match}$  et  $X_{match}$ .

Il peut être montré que la configuration d'une commutation parallèle pour  $C_{match}$  et d'une commutation série pour  $X_{match}$  offrent la meilleure stabilité en précision d'adaptation d'impédance.

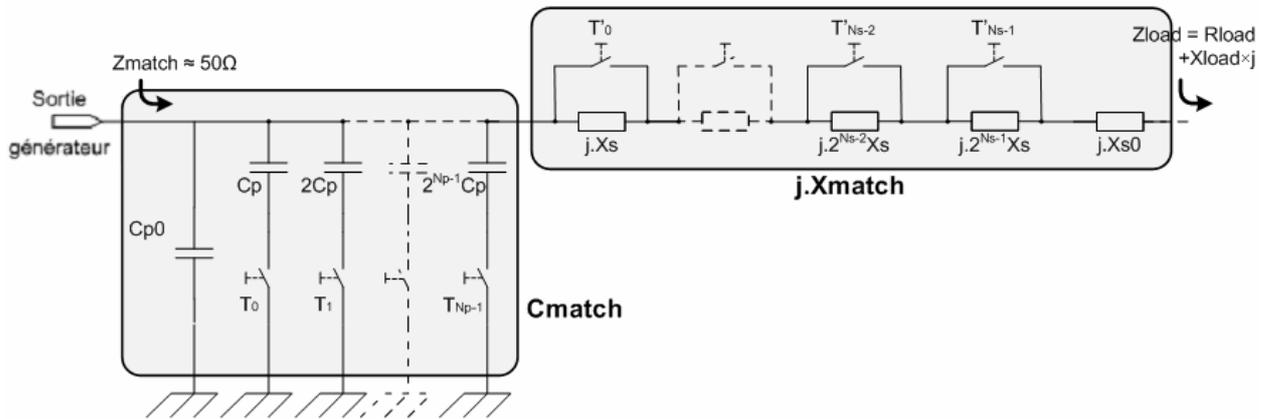


Figure 1-13 : Schéma électrique d'un réseau d'adaptation d'impédance ajustable autour de capacités binaires discrétisées

Les valeurs de  $X_{match}$  et  $C_{match}$  en Figure 1-13 sont définies par :

$$C_{match} = C_{p0} + N \cdot C_p, \quad N \in [0; 2^{N_p} - 1], \quad N = \sum_{k=0}^{N_p-1} 2^k \cdot T_k, \quad T_k \in \{0,1\}$$

$$X_{match} = X_{s0} + N' \cdot X_s, \quad N' \in [0; 2^{N_s} - 1], \quad N' = \sum_{k=0}^{N_s-1} 2^k \cdot T'_k, \quad T'_k \in \{0,1\}$$

Équations 1-2

Où  $N_p$  représente le nombre de capacités commutables pour  $C_{match}$ , et  $N_s$  le nombre d'éléments commutable pour  $X_s$ .

La combinaison des interrupteurs offrant le minimum de puissance réfléchi est alors choisie pour chacune des voies : ceci impliquant de considérer les  $2^{N_p+N_s}$  cas possibles puis de garder la combinaison offrant le minimum de puissance réfléchi.

## 5.2. Cahier des charges

Pour se fixer un cahier des charges il est imposé un unique système d'adaptation pour toutes les impédances en Figure 1-8, et respectant les règles suivantes :

- Une perte de puissance réfléchie moyenne inférieure à 0,5dB et maximale de 1dB.
- Minimiser la place du PCB de l'adaptation d'impédance ajustable
  - ⇒ Minimisation du nombre d'inductances (élément le plus volumineux)
  - ⇒ Minimisation du nombre d'interrupteurs

## 5.3. Dimensionnement des plages de valeur des éléments réactifs variables

La plage de variation des éléments réactifs  $C_{match}$  et  $X_{match}$  de l'Équations 1-2 est tirée directement de la Figure 1-11. Soit :

	Minimum	Maximum	Delta
<b><math>C_{match}</math>, nF</b>	$C_{p0}=1.46\text{nF}$	4.64 nF	3.18 nF
<b><math>X_{match}</math>, <math>\Omega</math></b>	235 $\Omega$	315 $\Omega$	80 $\Omega$

$$C_{match}_{step} = C_p = \frac{C_{match}_{max} - C_{match}_{min}}{2^{N_p} - 1}$$

$$X_{match}_{step} = |X_s| = \frac{X_{match}_{max} - X_{match}_{min}}{2^{N_s} - 1}$$

*Équations 1-3*

Les valeurs de pas d'échantillonnage de  $C_{match}$  et  $X_{match}$  seront fixées à l'étape suivante, une fois  $N_p$  et  $N_s$  fixés.

## 5.4. Dimensionnement du nombre d'interrupteurs

Le dimensionnement des plages de valeurs des éléments réactifs étant effectué, il reste à déterminer le nombre d'interrupteurs optimal pour satisfaire le cahier des charges.

Pour ce faire, une série de simulations a été effectuée pour différentes valeurs du nombre d'interrupteurs  $N_s$  et  $N_p$ .

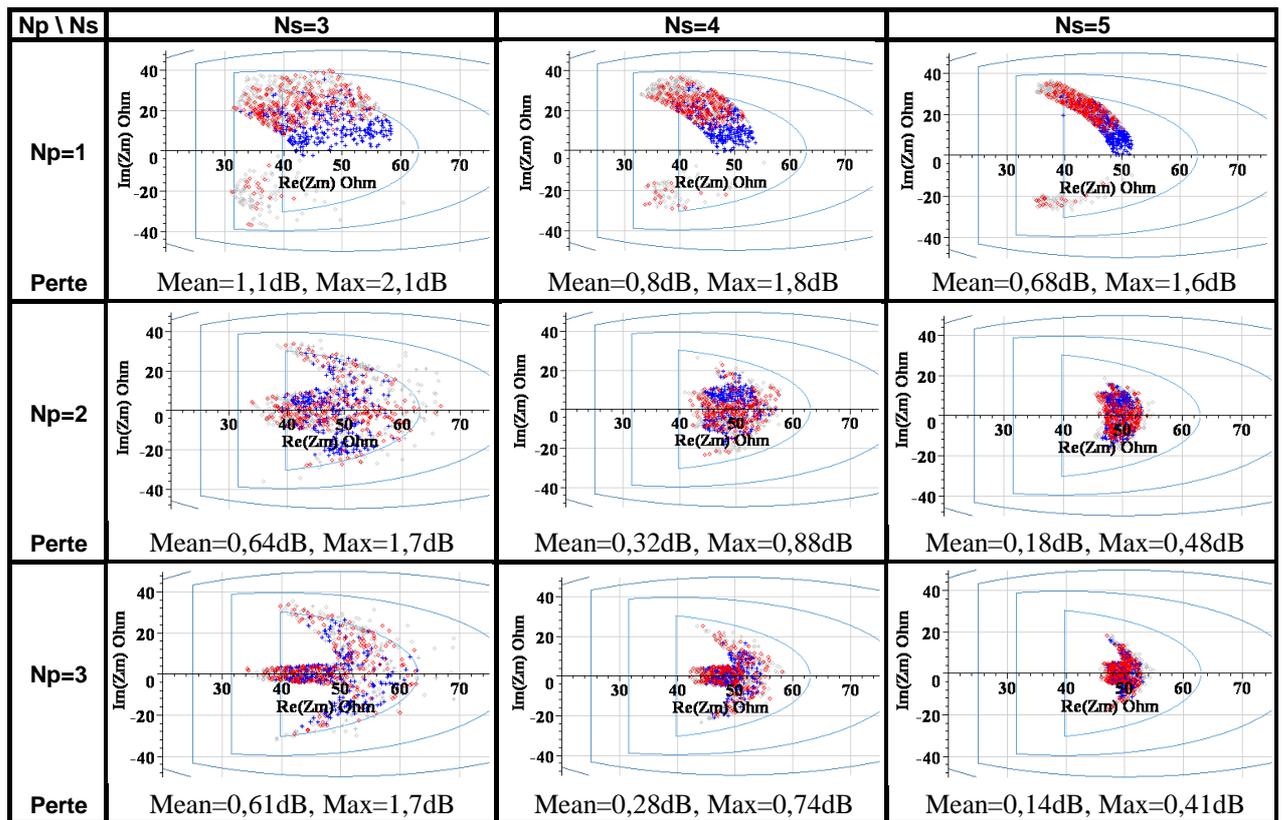


Tableau 1-2 : Représentation des impédances après adaptation automatique pour plusieurs valeurs des nombres d'interrupteur  $N_s$  et  $N_p$

Selon les résultats de la série de simulation en Tableau 1-2, le système vérifiant une puissance réfléchie moyenne inférieure à 0,5dB (et une puissance réfléchie maximum de 1dB), et ayant un nombre minimal d'interrupteurs est la combinaison ( $N_p=2, N_s=4$ ). Ce système est caractérisé par un nombre total de 6 interrupteurs, ainsi qu'une perte de puissances réfléchies moyenne de 0,32dB, avec un maximum de 0,88dB.

## 5.5. Récapitulatif du réseau d'adaptation d'impédance ajustable utilisé

Les nombres  $N_p$  et  $N_s$  étant déterminés, il est possible d'en déduire, d'après les Équations 1-3, les valeurs de pas d'échantillonnage pour  $C_{match}$  et  $X_{match}$  :

$$C_{match}_{step} = C_p = \frac{3,18}{2^2 - 1} = 1,06nF, \quad X_{match}_{step} = |X_s| = \frac{80}{2^4 - 1} = 5,33\Omega$$

Afin de minimiser le nombre d'inductances dans le réseau d'adaptation ajustable, les éléments réactifs commutés seront uniquement des capacités.

$$X_{match} = L_{max} \cdot w_0 - \frac{N'}{C_s \cdot w_0}, \quad N' \in [0; 2^{N_s} - 1], \quad N' = \sum_{k=0}^{N_s-1} 2^k \cdot \overline{T'_k}, \quad T_k \in \{0,1\}$$

$$L_{max} \cdot 2 \cdot p \cdot 1.5E6 = 315\Omega \Rightarrow L_{max} = 33,4\mu H$$

$$\frac{1}{C_s \cdot w_0} = 5,33\Omega \Rightarrow C_s = 20nF$$

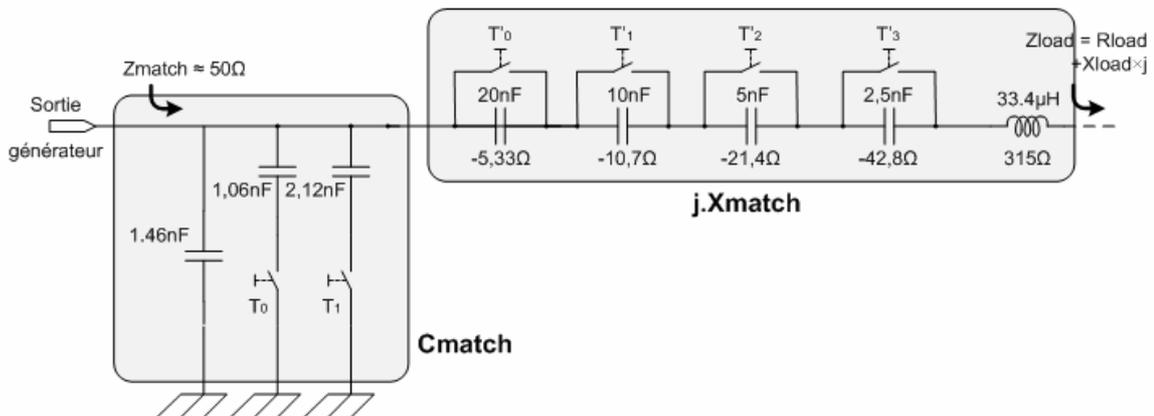


Figure 1-14 : Réseau d'adaptation ajustable utilisé pour correspondre au cahier des charges

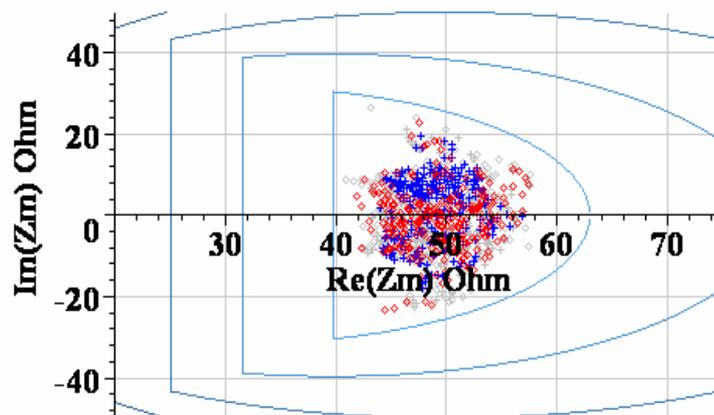
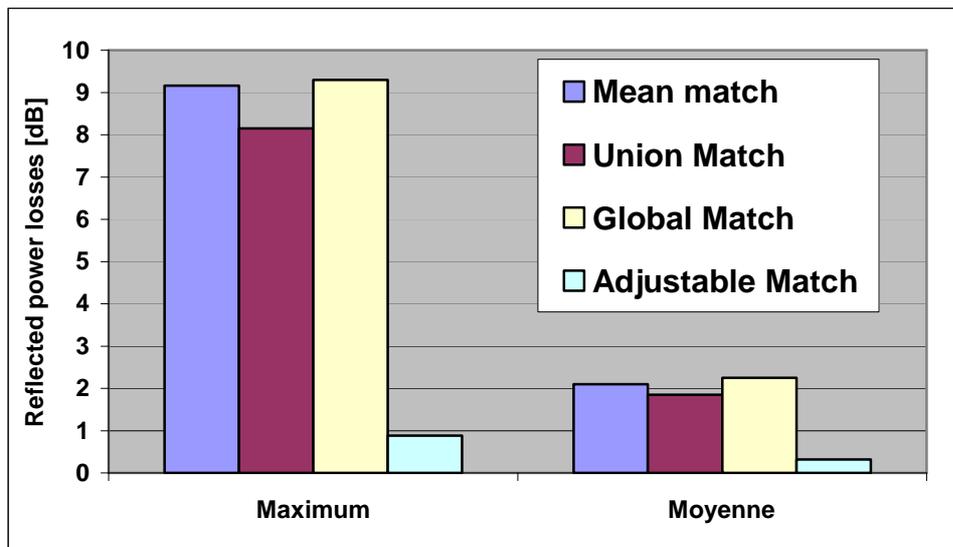


Figure 1-15 : Représentation des impédances des transducteurs après l'adaptation automatique utilisée (puissance réfléchie moyenne de 0,32dB et maximum de 0,88dB)

## 6. Conclusion



*Figure 1-16 : Comparatif des performances des systèmes à adaptation d'impédances fixes et du système d'adaptation d'impédance ajustable*

En conclusion, le système d'adaptation d'impédance ajustable permet de gagner :

- Au regard du maximum de perte en puissance réfléchie un gain supérieure à 7dB par rapport aux solutions à adaptation fixe (soit plus d'un facteur x4 de gain en puissance).
- Sur la valeur moyenne des pertes en puissance réfléchie, un gain de 1,5dB (soit +50% de puissance) par rapport à un système d'adaptation d'impédance fixe indépendant pour chacune des sondes et prenant en compte la dérive en température.

## B. Conception d'interrupteurs compatible IRM pour systèmes d'adaptation d'impédance ajustable

### 1. Introduction

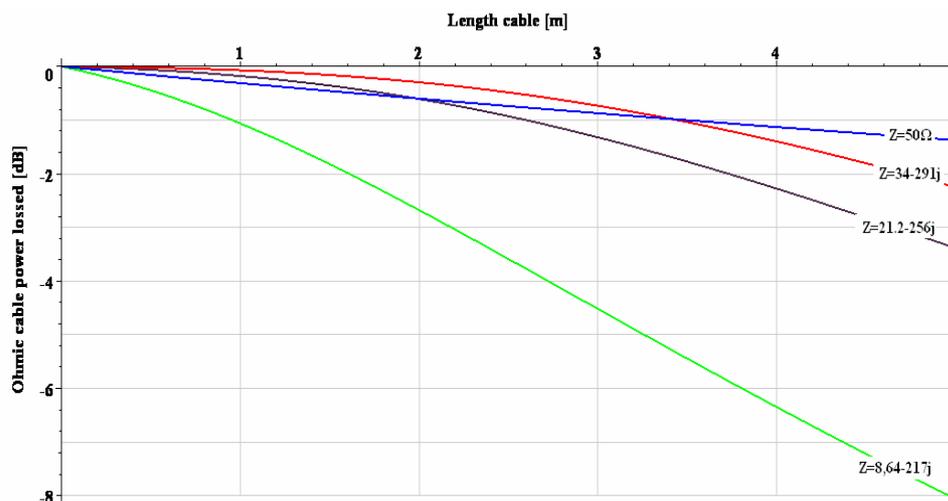


Figure 1-17: Perte ohmique en dB du câble coaxial en fonction de sa longueur pour 4 impédances

En utilisant les formules en Annexe 1 sur les câbles coaxiaux et après avoir déterminé les caractéristiques du câble coaxial utilisé (type AWG40,  $Z_c=50\Omega$ ,  $C_p=110\text{pF/m}$ ,  $R_s=3.7\Omega/\text{m}$  à 1.5MHz) par les réseaux matriciels, il est possible d'évaluer les pertes en conduction dans le câble coaxial en fonction de la longueur de celui-ci.

Sur la Figure 1-17 sont représentées les pertes de conduction en fonction de la longueur du câble, pour quatre impédances mesurées après 2,65m.

Il est à noter que les pertes ne sont proportionnelles à la longueur de câble utilisé que si l'impédance de charge est égale à l'impédance caractéristique du câble coaxial : ici  $Z_c=50\Omega$ .

Bien que la longueur d'onde à  $f=1,5\text{MHz}$  soit de  $c/f=200\text{m}$  (très supérieur à la longueur du câble), la longueur de câble utilisée a une incidence non négligeable sur l'impédance de sortie.

On peut noter que pour les trois impédances étudiées les pertes s'accroissent au fur et à mesure que la longueur de câble grandit. Ceci souligne l'intérêt de faire une adaptation d'impédance au plus proche de la sonde, pour ainsi économiser quelques dB de plus.

Le système d'adaptation d'impédance ajustable qui nécessite d'être au plus proche de la sonde ultrasonore, se retrouve très proche de l'IRM et donc au milieu de son champ magnétique. Ceci a pour conséquence directe l'utilisation exclusive de composants compatibles avec les champs magnétiques élevés, excluant ainsi tout relais électro-mécanique pour réaliser les interrupteurs des réseaux de capacités binaires.

C'est la raison pour laquelle, cette partie est consacrée à la conception d'interrupteurs à MOSFETs qui sont naturellement compatibles avec les champs magnétiques élevés.

## 2. Description du transistor N-Mosfet

### 2.1. Caractéristiques DC (signaux continues)

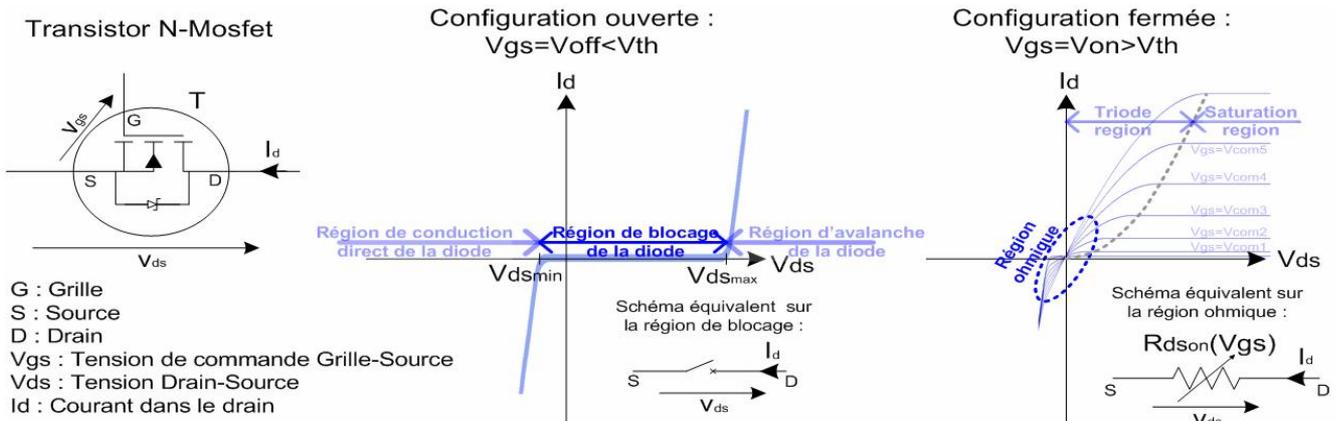


Figure 1-18 : Symbole du transistor MOSFET et ses caractéristiques DC à l'état ouvert et fermé

Le transistor MOSFET, pour une application d'interrupteur, est utilisé soit :

§ A l'état ouvert :  $V_{gs} = V_{off} < V_{th}$  ( $V_{th}$  appelé tension de seuil de la grille)

§ A l'état fermé :  $V_{gs} = V_{on} > V_{th}$

La tension Grille-Source joue le rôle de commande qui contrôle la position de l'interrupteur formé par le dipôle Drain-Source.

A l'état ouvert, le dipôle Drain-Source, à cause de la diode zener connectée à ses bornes, impose une condition de fonctionnement sur la tension  $V_{ds}$  (appelée zone bloquée de la diode zener) :

$$V_{ds_{min}} \leq V_{ds} \leq V_{ds_{max}} \quad \text{ou approximativement} \quad 0V \leq V_{ds} \leq V_{ds_{max}}$$

Équation 1-4

A l'état fermé, il est nécessaire d'avoir la tension  $V_{gs}$  suffisamment grande pour que la résistance équivalente entre Drain et Source  $R_{ds(on)}$  soit de valeur petite et linéaire. Pour exemple sur la Figure 1-19, en considérant que  $V_{gs} > 4V$  et si le courant  $I_d$  ne dépasse pas les 2A, on peut

rester dans l'approximation que  $R_{ds(on)}(I_d) = \left. \frac{\partial V_{ds}}{\partial I_d} \right|_{I_d=0} = cte$ .

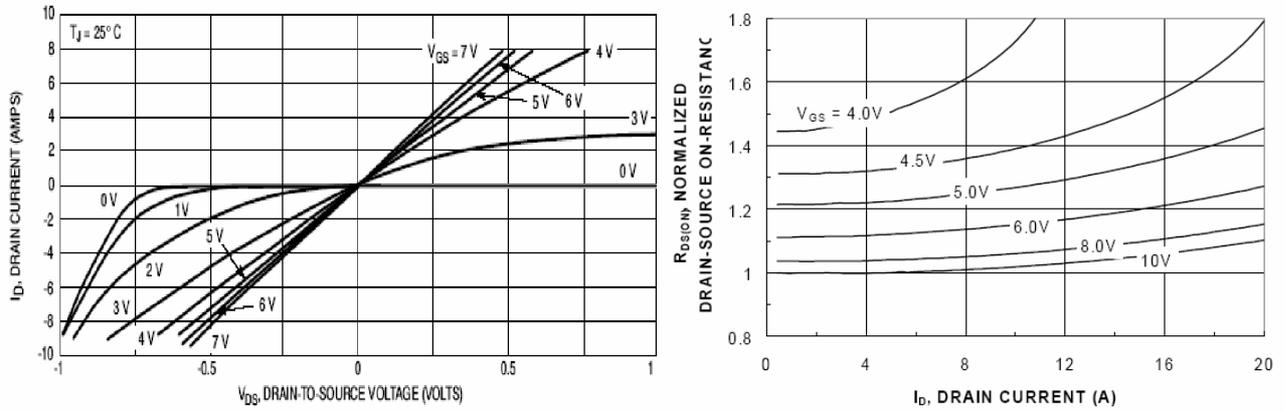


Figure 1-19 : Zoom sur un exemple de réseau de caractéristique d'un MOSFET sur sa région ohmique des caractéristiques DC, et décrivant la linéarité de sa résistance  $R_{dson}$

A titre informatif, en Annexe 1 se trouve une liste non exhaustive de transistors MOSFET dont voici un résumé des plages de variations des paramètres principaux :

- §  $1V \leq V_{th} \leq 5V$
- §  $V_{ds_{min}} \approx -0.6V$  (Valeur typique du seuil d'une diode)
- §  $V_{ds_{max}} \in \{30V, 40V, 60V, 75V, 100V, 150V, 200V\}$
- §  $10m\Omega \leq R_{dson} \leq 500m\Omega$  (Les MOSFETS ont été choisis avec une valeur maximale de  $R_{dson}=500m\Omega$  pour pouvoir négliger les pertes ohmiques en conduction.

## 2.2. Caractéristiques AC (petits signaux)

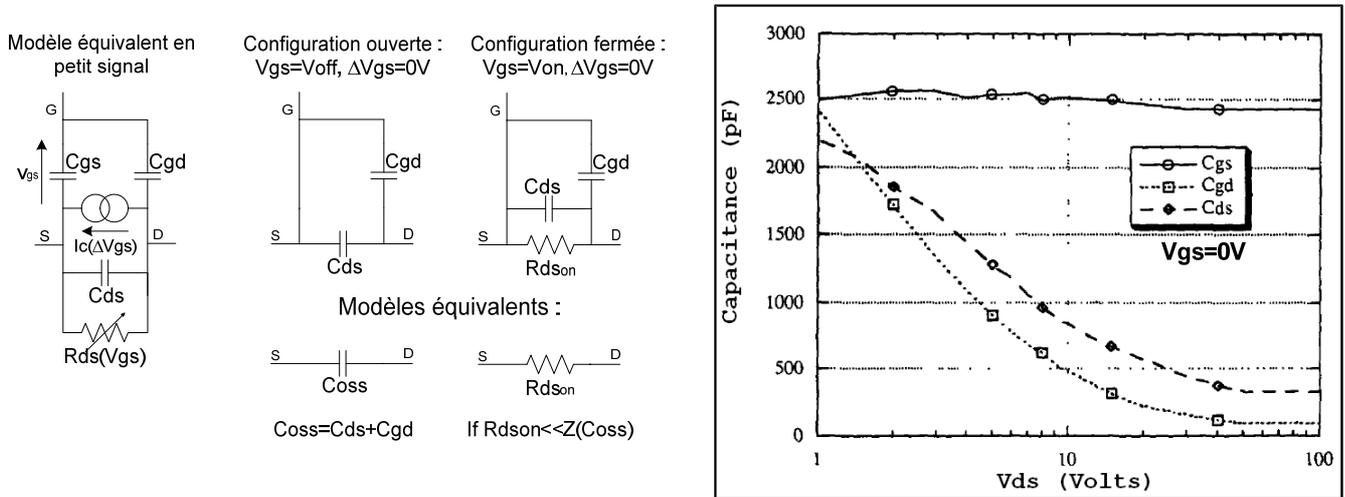


Figure 1-20 :Modèle équivalent en petit signal du MOSFET à l'état ouvert et fermé, ainsi que les caractéristiques des capacités parasites en fonction de la tension Drain-Source

Le modèle petit signal du MOSFET (Figure 1-20) se compose de :

- Trois capacités parasites :
  - $C_{gs}$  : Capacité Grille-Source indépendante de la tension  $V_{ds}$ .
  - $C_{gd}$  : Capacité Gate-Drain non linéaire dépendante de la tension  $V_{ds}$ .
  - $C_{ds}$  : Capacité Drain-Source non linéaire dépendante de la tension  $V_{ds}$ .
- Une source de courant contrôlée :  $ic = gm \times \Delta v_{gs}$
- Et une résistance variable  $R_{ds}$  dépendant de la tension  $V_{gs}$ .

A l'état ouvert ( $V_{gs}=V_{off}$ ), et dans l'approximation où  $\Delta v_{gs}$  est négligeable (en plaçant une capacité de découplage entre la grille et la source par exemple), on a :

$$\emptyset \Delta v_{gs}=0V \Rightarrow ic = gm \times \Delta v_{gs} = 0A$$

$$\emptyset \Delta v_{gs}=0V \Rightarrow \text{Le dipôle Grille-Source est équivalente à un court-circuit}$$

$$\emptyset V_{gs}=V_{off} \Rightarrow R_{ds} \# 10G\Omega \approx \infty$$

Donc, à l'état ouvert, le schéma équivalent entre drain et source est une capacité non linéaire  $C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$  (voir Figure 1-21), et non un circuit ouvert parfait. Une solution pour réduire cette capacité parasite est d'augmenter la valeur moyenne de la tension  $V_{ds}$ .

A l'état fermé ( $V_{gs}=V_{on}$ ), et dans l'approximation où  $\Delta v_{gs}$  est négligeable, on a :

$$\emptyset \Delta v_{gs}=0V \Rightarrow i_c=gm \times \Delta v_{gs} = 0A$$

$\emptyset \Delta v_{gs}=0V \Rightarrow$  Le dipôle Grille-Source est équivalente à un court-circuit

$$\emptyset V_{gs}=V_{on} \Rightarrow R_{ds}=R_{dson}$$

Dans l'approximation où  $R_{dson} \ll \text{Impedance}(C_{oss})$ , le schéma équivalent du dipôle Drain-Source est une résistance  $R_{dson}$  de faible valeur.

L'Annexe 1 donne un ordre d'idée sur les valeurs caractéristiques d'un MOSFET. Par exemple, le MOSFET de référence Si7960DP présente une résistance caractéristique  $R_{dson}=17m\Omega$  et une capacité  $C_{oss}(V_{ds}=V_{dsmax}/2)=230pF$ .

Le produit  $R_{dson} \times C_{oss}$  est relativement constant pour les MOSFETs listés vérifiant ici :

$$3 m\Omega.nF \leq R_{dson} \times C_{oss} \leq 6 m\Omega.nF.$$

*Équation 1-5*

Dans les documentations des constructeurs de MOSFETs, le plus souvent on ne trouve pas directement les valeurs des capacités parasites  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$  et  $C_{gd}$ , mais trois valeurs de capacité équivalentes sont données :

- $C_{iss}=C_{gs}+C_{gd}$  : Capacité d'entrée (Input capacitance)
- $C_{oss}=C_{ds}+C_{gd}$  : Capacité de sortie (Output capacitance)
- $C_{rss}=C_{gd}$  : Capacité de retour (Reverse capacitance)

La tolérance indiquée par les constructeurs sur ces capacités parasites est de l'ordre de  $\pm 50\%$ .

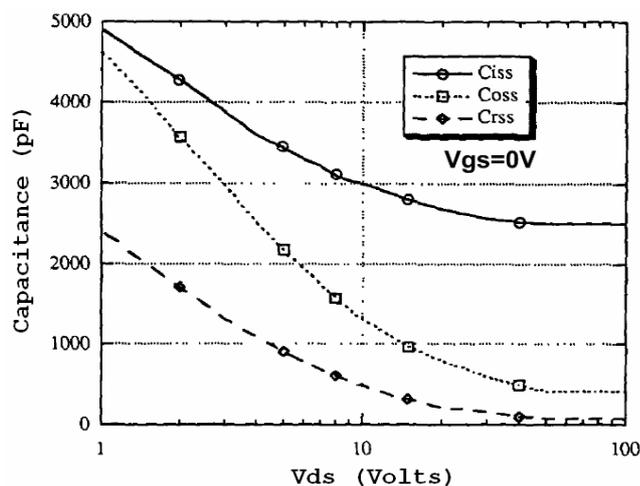


Figure 1-21 : Exemple de capacités d'entrée, de sortie et de retour en fonction de la tension Drain-Source (d'après une documentation constructeur)

### 3. Description de l'interrupteur parallèle (SWP1)

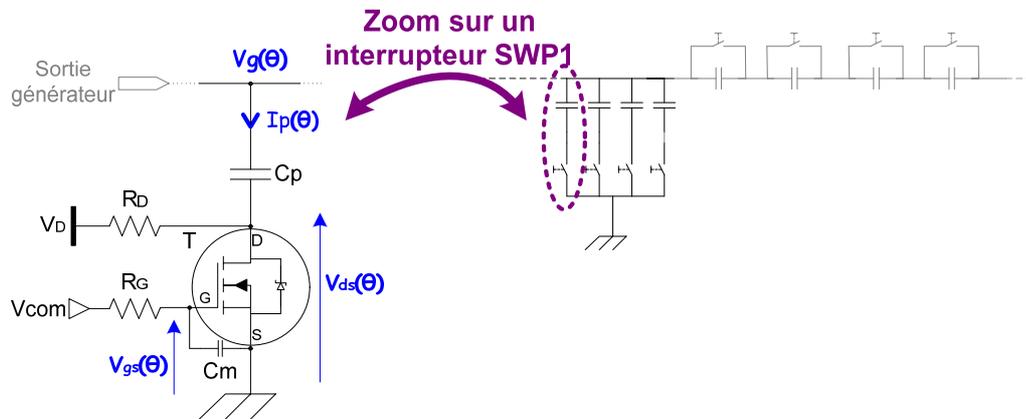


Figure 1-22 : Schéma de l'interrupteur parallèle SWP1 utilisant un MOSFET

L'interrupteur (SWitch Parallel 1 transistor) SWP1 en Figure 1-22 se compose de :

- Un transistor N-MOSFET  $T$ .
- Une résistance  $R_D$  de grande valeur permettant de polariser la tension  $V_{DS}$  à l'état ouvert, réduisant ainsi la capacité parasite  $C_{OSS}$  du transistor.
- Une résistance  $R_G$  de grande valeur utile pour polariser la tension  $V_{gs}=V_{com}$ , permettant de choisir l'état ouvert ou fermé du transistor.
- Une capacité  $C_m$  de filtrage de valeur suffisante pour que quelque soit l'amplitude du signal AC, la variation de la tension  $V_{gs}$  soit suffisamment petite pour que le transistor reste dans un état constant fixé par la tension de commande  $V_{com}$ .

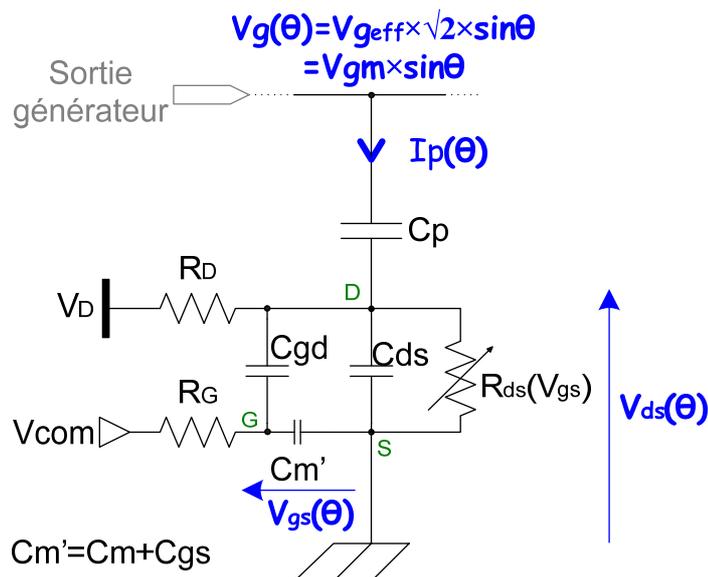


Figure 1-23 : Modèle équivalent en petits signaux de l'interrupteur SWP1

Le dimensionnement des composants est calculé en étudiant les états ouvert et fermé, à partir du modèle équivalent en petits signaux de la Figure 1-23.

### 3.1. Dimensionnement des composants à l'état ouvert

$$\underline{V_{com}=V_{off}<V_{th} :}$$

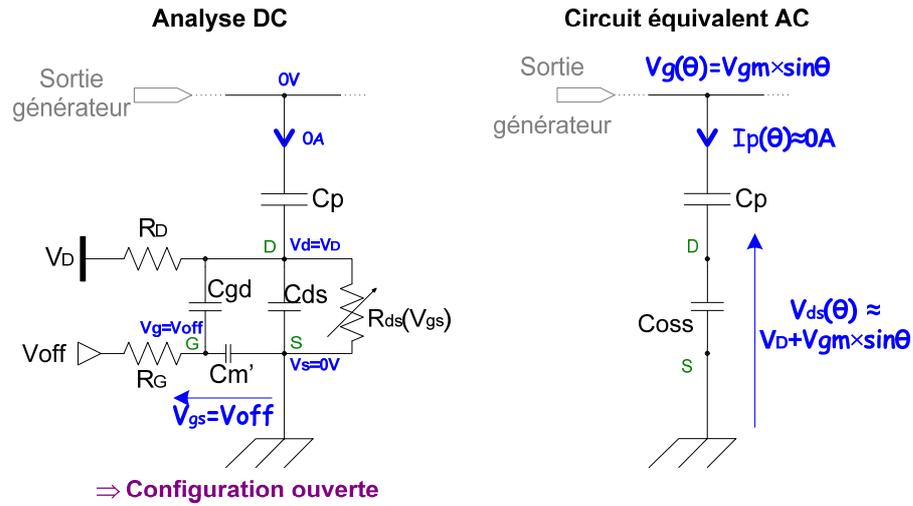


Figure 1-24 : Modèle équivalent en petits signaux de l'interrupteur SWP1 à l'état ouvert

Quand  $V_{com}=V_{off}$ , la composante continue de  $V_{gs}(DC)=V_{off}$ , imposant ainsi au transistor d'être à l'état ouvert ( $R_{ds}\approx\infty$ ).

#### 3.1.1. Détermination de l'expression de $C_{m'}$ pour maintenir l'état ouvert du transistor

En considérant dans la Figure 1-24 que  $Z(C_p) \ll Z(C_{oss}) \ll R_G=R_D$ , on a :

$$V_{ds}(\theta) \approx V_D + V_{gm} \times \sin\theta$$

$$V_{gs}(q) = V_{gs}(DC) + \text{division\_voltage}(V_{ds}(q), C_{m'}, C_{gd})$$

$$V_{gs}(q) = V_{off} + V_{gm} \times \frac{Z(C_{m'})}{Z(C_{m'}) + Z(C_{gd})} \sin q$$

En approximant que  $C_{m'} \gg C_{gd}$ , on a :  $V_{gs}(q) = V_{off} + V_{gm} \times \frac{Z(C_{m'})}{Z(C_{gd})} \sin q$

Pour maintenir le transistor dans un état bloqué (ouvert),  $V_{gs}(\theta)$  doit être inférieur à  $V_{th}$  quelque soit l'amplitude de  $V_{gm}$  et la valeur de  $\theta$ .

$$V_{th} - V_{off} > V_{gm_{max}} \times \frac{Z(C_{m'})}{Z(C_{gd})} \Rightarrow \frac{V_{th} - V_{off}}{V_{gm_{max}}} \geq \frac{C_{gd}}{C_{m'}}$$

$$\Rightarrow C_{m'} \geq C_{gd} \cdot \frac{V_{g_{eff\_max}} \sqrt{2}}{V_{th} - V_{off}}$$

Équation 1-6

### 3.1.2. Détermination de $V_{ds_{max}}$ et de la tension $V_D$ nécessaire pour travailler sur la zone bloquée de la diode zener

Si l'Équation 1-6 est satisfaite, le transistor est à l'état ouvert. Pour rester dans cet état, la condition supplémentaire donnée par l'Équation 1-4 doit être satisfaite :

$$" \theta, 0V \leq V_{ds}(\theta) \leq V_{ds_{max}}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} 0V \leq V_D + V_{gm_{max}} \cdot \sin \theta \Rightarrow 0V \leq V_D - V_{gm_{max}} \Rightarrow V_D \geq V_{gm_{max}} \\ V_D + V_{gm_{max}} \cdot \sin \theta \Rightarrow V_D + V_{gm_{max}} \leq V_{ds_{max}} \Rightarrow V_D \leq V_{ds_{max}} - V_{gm_{max}} \end{cases}$$

$$\hat{U} \quad V_{gm_{max}} \leq V_D \leq V_{ds_{max}} - V_{gm_{max}}$$

Cette inéquation implique que  $V_{ds_{max}} \geq 2 \times V_{gm_{max}}$ . Afin de bénéficier, pour un transistor donné d'un maximum d'amplitude de tension AC entre Drain et Source, la composante continue à appliquer sur cette même tension est fixée à  $V_{ds}(DC) = V_{ds_{max}}/2 = V_D$ .

$$V_{ds_{max}} \geq 2\sqrt{2} \times V_{g_{eff\_max}} \text{ and } V_D = V_{ds_{max}}/2$$

Équations 1-7

### 3.1.3. Conclusion à l'état ouvert

En conclusion, quand  $V_{com} = V_{off}$  et quand l'Équation 1-6 et l'Équations 1-7 sont satisfaites, l'interrupteur est équivalent à une capacité non-linéaire  $C_{oss}$  (Figure 1-24).

## 3.2. Dimensionnement des composants à l'état fermé

### $V_{com} = V_{on} > V_{th}$ :

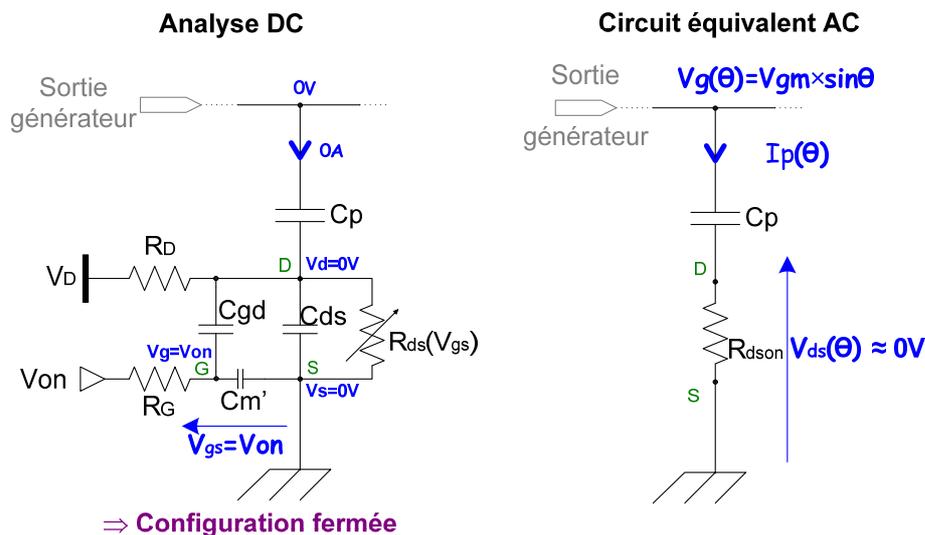


Figure 1-25 : Modèle équivalent en petits signaux de l'interrupteur SWP1 à l'état fermé

Quand  $V_{com} = V_{on}$ ,  $V_{gs}(DC) = V_{on}$ , le transistor se retrouve à l'état fermé.

### 3.2.1. Détermination de la consommation DC

Le potentiel du Drain, est ici annulée par le court-circuit à la masse causé par la résistance  $R_{dson} \ll R_D$ . La seule consommation DC de l'interrupteur se trouve dans  $R_D$  :

$$P_{DC} = \frac{V_D^2}{R_D}.$$

Équation 1-8

### 3.2.2. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état fermé du transistor

En considérant que  $R_{dson} \ll Z(C_p) \ll Z(C_{oss}) \ll R_G = R_D$ , nous avons :

$$V_{gs}(q) = V_{on} + 0 \cdot \sin q = V_{on}$$

Quelles que soient les valeurs de  $C_m'$  et de  $\theta$ ,  $V_{gs}$  reste constant. Il n'y a donc pas de condition sur  $C_m'$  à l'état fermé.

Remarque : Il est nécessaire d'avoir une tension  $V_{on}$  suffisante de manière à avoir une résistance  $R_{dson}$  linéaire et aussi petite que possible.

### 3.2.3. Détermination du courant maximal $I_{d_{eff\_max}}$ admissible par le transistor

En considérant que  $R_{dson} \ll Z(C_p)$ , on a :

$$I_{d_{eff\_max}} \geq I_{p_{max}} = \frac{V_{g_{eff\_max}}}{Z(C_p)} = V_{g_{eff\_max}} \cdot C_p \cdot \omega_0$$

Équation 1-9

### 3.2.4. Détermination du rendement AC

Dans l'hypothèse où l'impédance vue par le générateur est égale à  $Z_c$  :

$$P_{output\_generator} = \frac{U_{g_{eff}}^2}{Z_c}, \quad P_{loss\_R_{dson}} = R_{dson} \cdot I_{p_{eff}}^2 \approx R_{dson} \cdot \frac{U_{g_{eff}}^2}{|Z(C_p)|^2}$$

$$\text{Et donc, le rendement } R \text{ est : } R = 1 - \frac{P_{loss\_R_{dson}}}{P_{output\_generator}} = 1 - \frac{R_{dson} \cdot Z_c}{|Z(C_p)|^2}$$

Équation 1-10

### 3.2.5. Conclusion à l'état fermé

En conclusion, quand  $V_{com} = V_{on}$ , l'interrupteur est équivalent à une petite résistance  $R_{dson}$  (Figure 1-25).

### 3.3. Résumé des caractéristiques de l'interrupteur SWP1

Etat Transistor	<i>OUVERT</i>	<i>FERME</i>
Impédance équivalente	$Z(Coss) = \frac{1}{j \cdot Coss \cdot \omega_0}$ (Non linéaire)	$Rdson + Z(Cp) = Rdson + \frac{1}{j \cdot Cp \cdot \omega_0}$
Cm' expression	$Cm' \geq Cgd \cdot \frac{Vg_{eff\_max} \sqrt{2}}{Vth - V_{off}}$	--
MOSFET Vds_max	$Vds_{max} \geq 2\sqrt{2} \cdot Vg_{eff\_max}$	--
MOSFET Id_max	--	$Id_{eff\_max} \geq \frac{Vg_{eff\_max}}{ Z(Cp) } = Vg_{eff\_max} \cdot Cp \cdot \omega_0$
DC Consommation	$P_{DC} \approx 0mW$	$P_{DC} = \frac{V_D^2}{R_D}$
Rendement AC	$R \approx 1 - \frac{Zc}{Z_{off} \cdot Q_{Zoff}}$	$R = 1 - \frac{Rdson \cdot  Zc }{ Z(Cp) ^2}$
Temps de commutation*	$T_{off} = R_G \cdot Cm' \cdot \ln\left(\frac{V_{on} - V_{off}}{Vth - V_{off}}\right)$	$T_{on} = R_G \cdot Cm' \cdot \ln\left(\frac{V_{on} - V_{off}}{V_{on} - Vth}\right)$

Tableau 1-3: Résumé des caractéristiques de l'interrupteur SWP1 (capacité Cp incluse)

NOTE: Les temps de commutations sont le résultat classique d'une charge d'un circuit RC.

## 4. Description de l'interrupteur série (SWS1)

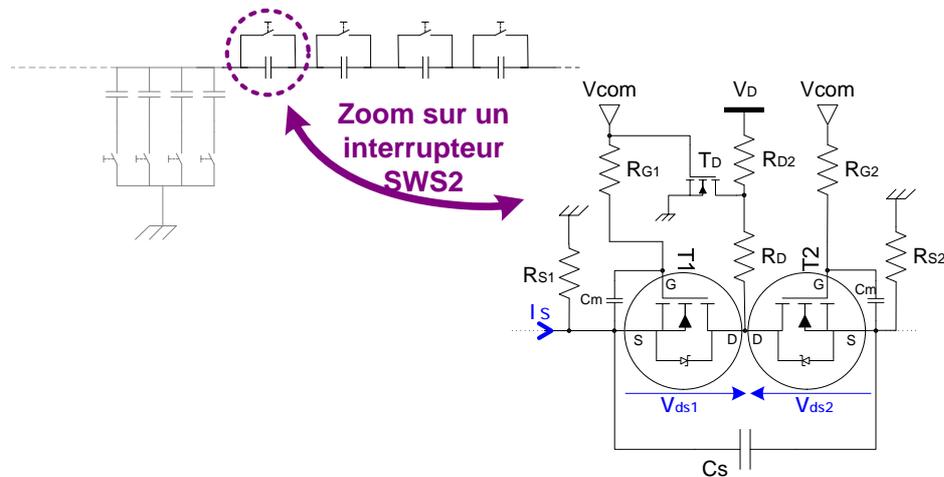


Figure 1-26 : Schéma de l'interrupteur série SWS1 utilisant deux MOSFETs

L'interrupteur SWS2 (SWitch Series 2 MOSFETS) se compose de :

- Deux transistors MOSFETs identiques  $T1$  et  $T2$ .
- Une résistance  $R_D$  de grande valeur nécessaire à la polarisation en tension des Drains des deux transistors à l'état ouvert.
- Un transistor  $T_D$  secondaire et une résistance  $R_{D2}$  : leur rôle est de couper la polarisation en tension des Drains lorsque  $T1$  et  $T2$  sont fermés.
- Les résistances  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$  de grandes valeurs utiles pour fixer la polarisation en tension des Sources des transistors  $T1$  et  $T2$ , lorsque ces dernières sont soumises à des potentiels flottants.
- Les résistances  $R_{G1}$  et  $R_{G2}$  de grandes valeurs, utiles pour polariser les tensions de commande des transistors  $V_{gs}=V_{com}$ , permettant de choisir l'état ouvert ou fermé des transistors.
- Deux capacités  $C_m$  de filtrage, dont les valeurs sont suffisamment importantes de sorte que pour le maximum de courant  $I_s$  défini, la variation de chaque tension  $V_{gs}$  reste suffisamment petite pour que chaque transistor reste à l'état fixé par la tension de commande  $V_{com}$ .

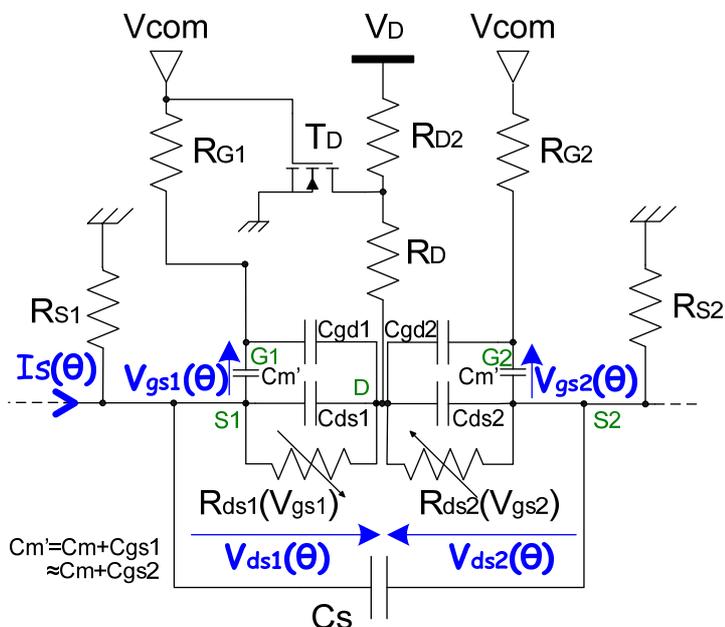


Figure 1-27 : Modèle équivalent en petits signaux de l'interrupteur SWS2

Le dimensionnement des composants est calculé en étudiant les états ouvert et fermé, à partir du modèle équivalent en petits signaux de la Figure 1-27.

#### 4.1. Dimensionnement des composants à l'état ouvert

**Vcom=Voff < Vth :**

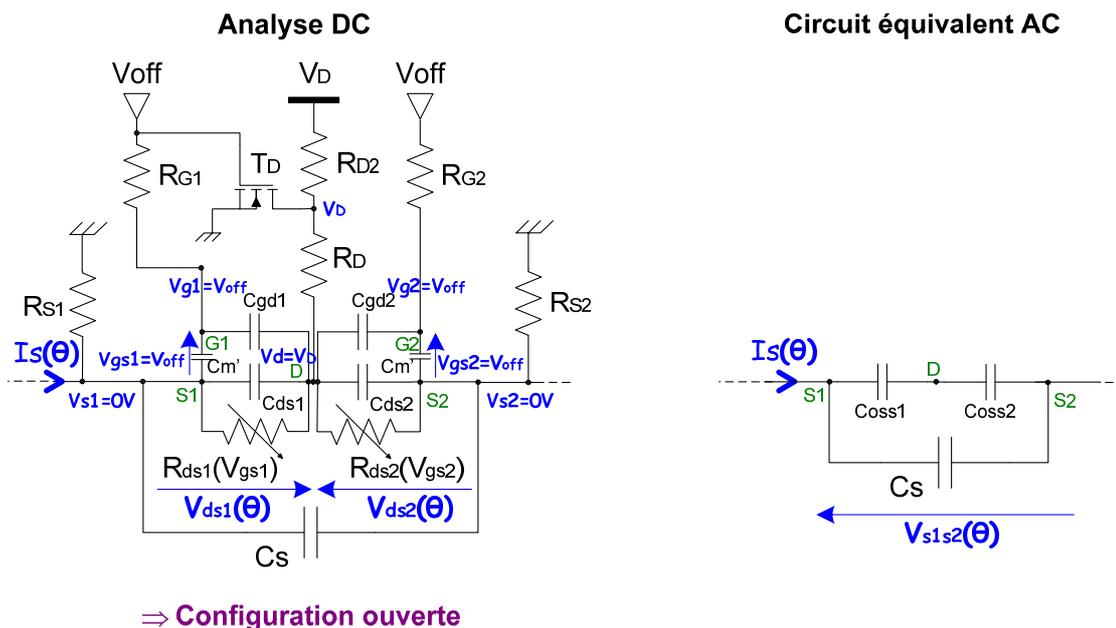


Figure 1-28 : Modèle équivalent en petits signaux de l'interrupteur SWS2 à l'état ouvert

Quand  $V_{com}=V_{off}$ , on a :

- Le transistor  $T_D$  est ouvert, et le potentiel des Drains est imposé par  $V_D$ .
- Les valeurs moyennes des tensions des grilles vérifient :  $V_{g1}(DC)=V_{g2}(DC)=V_{off}$ .
- Les résistances  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$  imposent les valeurs moyennes des tensions  $V_{S1}(DC)=V_{S2}(DC)=0V$ .

Donc les transistors T1 et T2 vérifient :  $V_{gs1}(DC)=V_{gs2}(DC)=V_{off}$

T1 et T2 sont donc à l'état ouvert avec  $R_{ds1}\approx R_{ds2}\approx\infty$ .

#### 4.1.1. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état ouvert des deux transistors

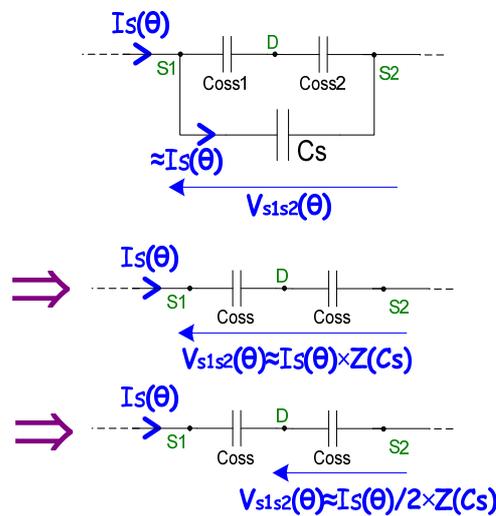


Figure 1-29 : Schéma équivalent simplifié de l'interrupteur SWS2 à l'état ouvert

Dans l'approximation où  $T1$  et  $T2$  ont des capacités parasites de mêmes valeurs, et que celles-ci sont des capacités linéaires, le problème est le même que pour l'interrupteur SWP1 en changeant  $V_{g_{eff}}$  par  $|Z(Cs)| \cdot I_{s_{eff}} / 2$  (le facteur "1/2" étant dû à l'utilisation de deux transistors au lieu d'un seul : Figure 1-29).

Ce qui donne qu'en configuration ouverte, l'Équation 1-6 pour l'interrupteur SWP1 devient pour l'interrupteur SWS2 :

$$\Rightarrow C_m' \geq C_{gd} \cdot \frac{|Z(Cs)| \cdot I_{s_{eff\_max}} / \sqrt{2}}{(V_{th} - V_{off})}$$

Équation 1-11

### 4.1.2. Détermination de $V_{ds_{max}}$ et de la tension $V_D$ nécessaire pour travailler sur la zone bloquée des diodes zener des transistors

Avec la même démarche utilisée précédemment, la Figure 1-29 donne :

$$V_{ds_{max}} \geq \sqrt{2} \cdot |Z(C_s)| \cdot I_{s_{eff\_max}} \text{ et } V_D = V_{ds_{max}}/2$$

Équations 1-12

### 4.1.3. Conclusion sur l'état ouvert

En conclusion, quand  $V_{com} = V_{off}$  et quand l'Équation 1-11 et l'Équations 1-12 sont satisfaites, l'interrupteur est équivalent à une capacité non linéaire de valeur  $C_{oss}/2$ .

## 4.2. Dimensionnement des composants à l'état fermé

$V_{com} = V_{on} > V_{th}$  :

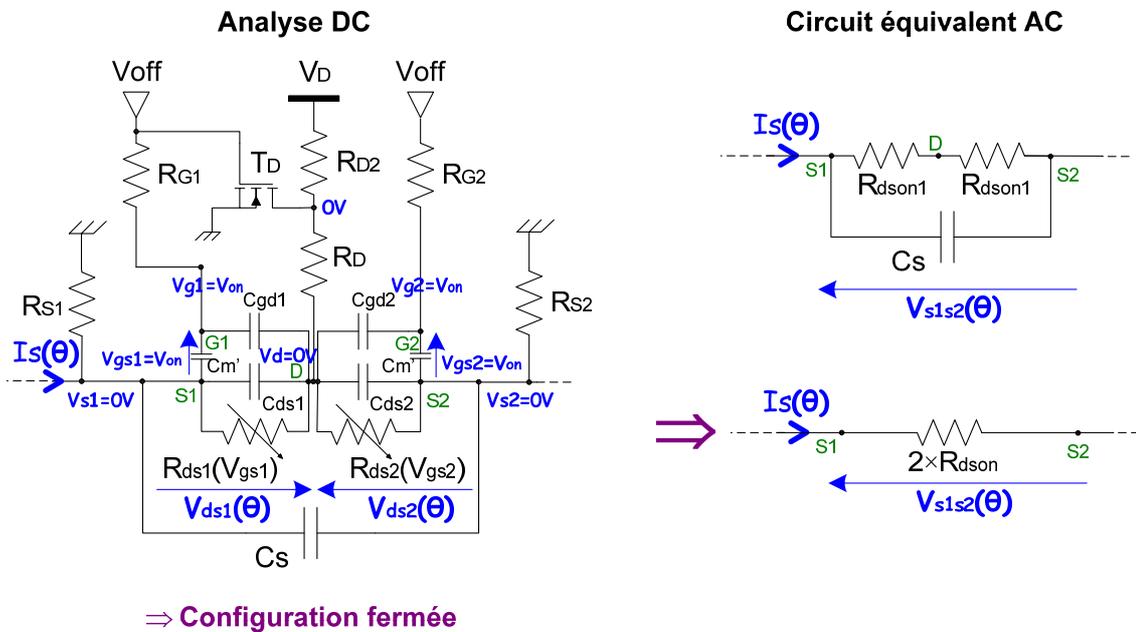


Figure 1-30 : Modèle équivalent en petits signaux de l'interrupteur SWS2 à l'état fermé

Quand  $V_{com} = V_{on}$ , on a :

- Le transistor  $T_D$  est fermé, donc le potentiel des Drains est ramené à 0V.
- Les valeurs moyennes  $V_{g1}(DC) = V_{g2}(DC) = V_{on}$ .
- Les résistances  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$  déterminent les valeurs moyennes des tensions  $V_{S1}(DC) = V_{S2}(DC) = V_{off}$ .

Donc les transistors  $T1$  et  $T2$  sont en configuration fermée ( $R_{ds1} + R_{ds2} \approx 2R_{dson}$ ).

### 4.2.1. Détermination de la consommation DC

La polarisation du potentiel du Drain, est ici annulée par le court-circuit causé par le transistor  $T_D$ . La seule consommation de puissance de l'interrupteur en DC est due à la dissipation dans la résistance  $R_{D2}$  :  $P_{DC} = \frac{V_D^2}{R_D}$ .

Équation 1-13

### 4.2.2. Détermination de l'expression de $C_m'$ pour maintenir l'état fermé des deux transistors

$$V_{gs}(q) = \text{Diviseur\_tension}(V_{ds}(q), C_{gs}, C_{ds}) + V_{on}$$

En considérant que  $R_{dson} \ll 1$  de manière à avoir  $V_{ds}(q) \ll V_{on}$ , on a :  $V_{gs}(q) \approx V_{on}$

Donc quelles que soient les valeurs de  $C_m'$  et de  $\theta$ ,  $V_{gs}$  reste constant. Il n'y a donc pas de condition sur  $C_m'$  pour maintenir l'état fermé.

### 4.2.3. Détermination du courant maximal $I_{d_{eff\_max}}$ admissible par le transistor

En considérant que  $R_{dson} \ll Z(C_s)$  :  $I_{d_{eff\_max}} \geq I_{s_{eff\_max}}$

Équation 1-14

### 4.2.4. Détermination du rendement AC

Dans l'hypothèse où l'impédance vue par le système d'adaptation d'impédance est égale à  $Z_l = R_l + j \times X$ , on a :  $P_{usefull} = R_l \cdot I_{s_{eff}}^2$ ,  $P_{loss} = 2R_{dson} \cdot I_{s_{eff}}^2$ .

$$\text{On en déduit le rendement AC : } R = \frac{P_{usefull}}{P_{usefull} + P_{loss}} = \frac{R_l}{R_l + 2 \cdot R_{dson}}.$$

Équation 1-15

### 4.2.5. Conclusion sur l'état fermé

En conclusion, quand  $V_{com} = V_{on}$ , l'interrupteur est équivalent à une petite résistance  $2 \times R_{dson}$  (Figure 1-30).

### 4.3. Résumé des caractéristiques de l'interrupteur SWS2

Configuration	<b>OUVERTE</b>	<b>FERMEE</b>
<b>Impédance équivalente</b>	$Z(Cs + Coss/2) = \frac{1}{j \cdot (Cs + Coss/2) \cdot \omega_0}$ (presque linéaire)	$2 \times R_{dson}$
<b>Cm' expression</b>	$Cm' \geq Cgd \cdot \frac{ Z(Cs)  \cdot I_{seff\_max} / \sqrt{2}}{(V_{th} - V_{off})}$	--
<b>Mosfet Vds_max</b>	$Vds_{max} \geq \sqrt{2} \cdot  Z(Cs)  \cdot I_{seff\_max}$	--
<b>Mosfet Id_max</b>	--	$I_{d\_eff\_max} \geq I_{seff\_max}$
<b>DC Consommation</b>	$P_{DC} \approx 0mW$	$P_{DC} = \frac{V_D^2}{R_{D2}}$
<b>Rendement AC</b>	$R \approx \frac{Q_{zoff} \cdot Rl}{Q_{zoff} \cdot Rl + Z_{off}}$	$R = \frac{Rl}{Rl + 2 \cdot R_{dson}}$
<b>Temps de commutation*</b>	$T_{off} = (R_S + R_G) \cdot Cm' \cdot \ln\left(\frac{V_{on} - V_{off}}{V_{th} - V_{off}}\right)$	$T_{on} = (R_S + R_G) \cdot Cm' \cdot \ln\left(\frac{V_{on} - V_{off}}{V_{on} - V_{th}}\right)$

Tableau 1-4: Résumé des caractéristiques de l'interrupteur SWS2 (capacité Cs incluse)

NOTE: Les temps de commutations sont déterminés par le résultat classique du transitoire de charge d'un circuit RC.

## 5. Réalisation d'un prototype d'adaptation d'impédance ajustable

L'objectif de cette partie, est de valider le bon fonctionnement expérimental des interrupteurs SWP1 et SWS2 pour un réseau d'adaptation d'impédance ajustable.

### 5.1. Définition du cahier des charges pour le prototype

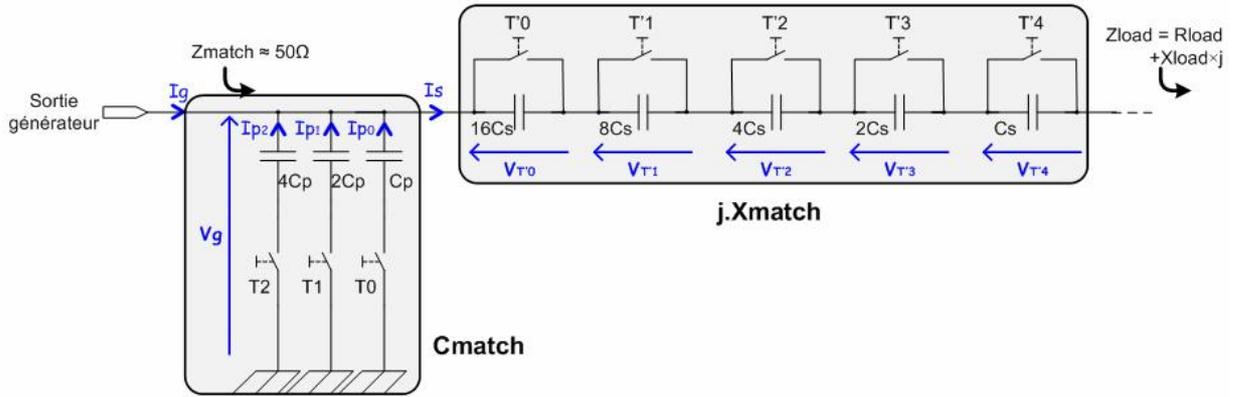


Figure 1-31 : Schéma du prototype d'adaptation d'impédance ajustable

Afin de dimensionner le prototype, les caractéristiques suivantes sont définies :

- § Puissance maximale de sortie du générateur :  $P_{max}=10W$  (1)
- § Fréquence du générateur :  $f_0=1,5MHz$  (2)
- § Impédance interne du générateur :  $Z_c=50\Omega$  (3)
- § Minimum de la partie réelle de la charge  $Z_{load}$  :  $R_{load_{min}}=10\Omega$  (4)
- § Largeur de dispersion de  $X_{load}$  :  $\Delta X_{load}=124\Omega$  (5)
- § Nombre total d'interrupteurs  $N_p+N_s=8$  (6)

Les conditions (1) et (3) permettent de calculer  $V_{geff\_max}$  :

$$P_{max} = \frac{V_{g_{eff\_max}}^2}{Z_c} \Rightarrow \boxed{V_{g_{eff\_max}} = \sqrt{P_{max} \cdot Z_c} = \sqrt{10 \times 50} = 22,4V}$$

En admettant que la puissance réfléchiée est négligeable, les conditions (1) et (4), permettent de calculer  $I_{seff\_max}$  :

$$P_{max} = R_{load_{min}} \cdot I_{seff\_max}^2 \Rightarrow \boxed{I_{seff\_max} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_{load_{min}}}} = \sqrt{\frac{10}{10}} = 1,0A}$$

Les interrupteurs d'une voie d'adaptation étant commandés par un circuit type CD4096 (8-bit shift register), celui-ci a fixé le nombre total d'interrupteurs  $N_p+N_s=8$  (condition (6)).

## 5.2. Calcul des capacités Cp et Cs utilisées

La condition (4) injectée dans l'Équations 1-1 donne :

$$C_{match_{max}} = \frac{1}{Z_c \cdot 2p \cdot f_0} \sqrt{\frac{Z_c}{R_{load_{min}}} - 1} = \frac{1}{50 \cdot 2p \cdot 1,5E6} \sqrt{\frac{50}{10} - 1} = 4,2nF$$

$$\Rightarrow C_p = C_{step} = \frac{C_{match_{max}}}{2^3 - 1} = \frac{4,2E-9}{7} = 600pF$$

La condition (5) et le nombre  $N_s=5$  d'interrupteurs série donnent :

$$X_{step} = |Z(2^{N_s} \cdot C_s)| = \frac{\Delta X_{load}}{2^{N_s} - 1} = \frac{124}{31} = 4\Omega$$

$$\Rightarrow C_s = \frac{1}{16 \cdot X_{step} \cdot 2p \cdot f_0} = \frac{1}{16 \cdot 4 \cdot 2p \cdot 1,5E6} = 1,66nF$$

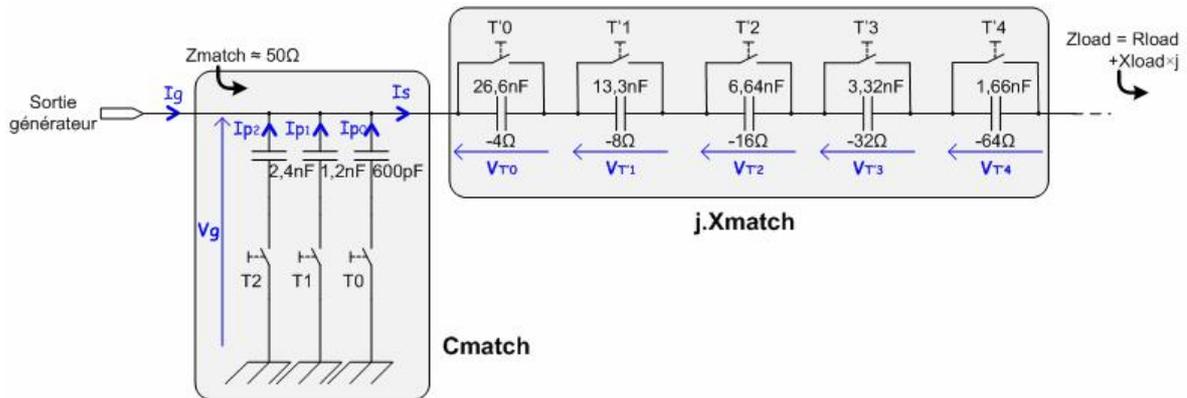


Figure 1-32 : Réseau d'adaptation d'impédance ajustable avec les valeurs de capacités à commuter

## 5.3. Dimensionnement des résistances de polarisation et des capacités commutées

La contrainte voulant optimiser la taille du PCB implique d'utiliser les composants les plus petits disponibles. Les résistances CMS de valeur  $1M\Omega$  ont été choisis de manière à ce que la tension (de claquage) maximale supportée à ses bornes (valeur indiquée par le constructeur) par chacune soit respectée.

Le dimensionnement des capacités commutées a été fait de même. L'utilisation de capacités céramiques multicouche de matériau NPO a permis de minimiser les pertes ohmiques dans celle-ci, offrant un coefficient de qualité à la fréquence de 1MHz  $Q > 400$  (données constructeur).

Les capacités de filtrage  $C_m$  (permettant la stabilité des états des transistors) étant de valeur supérieure à 10nF (il a été pris systématiquement  $C_m = 47nF$ ), le matériau X7R a ici été choisi.

## 5.4. Choix des transistors de commutation pour les interrupteurs

Le cahier des charges associé aux tableaux résumés des caractéristiques des interrupteurs SWP1 et SWS2 impose le dimensionnement des transistors à utiliser.

Dans les tableaux ci-dessous, les cases surlignées contiennent les valeurs imposées par le cahier des charges, qui conditionnent le dimensionnement des transistors.

Pmax generator (W)	10	Rg (MΩ)	1
Frequency (MHz)	1,5	Rd (MΩ)	1
Zc generator (Ω)	50	Tolerance Mosfet capacitance (%)	50
Von (V)	15	Vgene_max_eff (V)	22,36
Voff (V)	0		
Vth (V)	2,5		

<b>T0 design</b>				Cp switch (pF)	600
Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2	
PMV213SN	100	1,9	0,213	23	
Required value	63,25 min req.	0,13 min req.		30 max req.	
VD bias volt. (V)	50	DC Cons. (mW)	2,50		
Cm' min (pF)	873	AC Pow. Eff. (%)	99,966		
Toff (ms)	1,56	Ton (ms)	0,16		

<b>T1 design</b>				Cp switch (pF)	1200
Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2	
PMV213SN	100	1,9	0,213	23	
Required value	63,25 min req.	0,25 min req.		60 max req.	
VD bias volt. (V)	50	DC Cons. (mW)	2,50		
Cm' min (pF)	873	AC Pow. Eff. (%)	99,864		
Toff (ms)	1,56	Ton (ms)	0,16		

<b>T2 design</b>				Cp switch (pF)	2400
Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2	
PMV213SN	100	1,9	0,213	23	
Required value	63,25 min req.	0,51 min req.		120 max req.	
VD bias volt. (V)	50	DC Cons. (mW)	2,50		
Cm' min (pF)	873	AC Pow. Eff. (%)	99,455		
Toff (ms)	1,56	Ton (ms)	0,16		

TOTAL EFFICIENCY	99,29
TOTAL DC Cons. (mW)	2,50

Figure I-33 : Dimensionnement des interrupteurs SWP1

La linéarité du réseau de capacité  $C_{match} = f(\text{fonction}(N))$  dépendra de la précision des capacités utilisées, ainsi que de la précision des capacités  $C_{oss}$  des Mosfets utilisés. Pour avoir une linéarité optimale, la valeur de  $C_p$  à commuter pour chaque interrupteur tiendra compte de la valeur de  $C_{oss}$  et sera calculée pour assurer que la variation de capacité lors d'une commutation soit égale au  $C_p$  voulu [Ref 1-7].

Les capacités disponibles en magasin ont une précision de 5%. Afin de vérifier l'hypothèse  $C_{oss} \ll C_p$ , il a été imposé que  $C_{oss} < 0.05 \cdot C_p$ .

Pmax generator (W)	10
Frequency (MHz)	1,5
Zc_generator (Ω)	50
Rload_minimum (Ω)	10
Rload_mean (Ω)	21
Von (V)	15
Voff (V)	0
Vth (V)	2,5

Rg (MΩ)	1
Rd,Rd2 (MΩ)	1
Rs (MΩ)	1
Tolerance Mosfet	50
Security factor	2
Is_max_eff (V)	1,00

<b>T'0 design</b>		Cs to switch (nF)		26,56
Choosing Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2
Si7962DP	40	11,1	0,0135	380
Required value	8,474363 min req	1,00 min req		1328 max req
VD bias volt. (V)	20	DC Cons. (mW)		0,40
Cm' min (pF)	27360	AC Pow. Eff. (%)		99,87
Toff (ms)	98,05	Ton (ms)		9,98

<b>T'3 design</b>		Cs to switch (nF)		3,32
Choosing Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2
Si4992EY	75	3,51	0,039	90
Required value	67,8 min req	1,00 min req		166 max req
VD bias volt. (V)	37,5	DC Cons. (mW)		1,41
Cm' min (pF)	12150	AC Pow. Eff. (%)		99,63
Toff (ms)	43,54	Ton (ms)		4,43

<b>T'1 design</b>		Cs to switch (nF)		13,28
Choosing Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2
Si7962DP	40	11,1	0,0135	380
Required value	16,9 min req	1,00 min req		664 max req
VD bias volt. (V)	20	DC Cons. (mW)		0,40
Cm' min (pF)	27360	AC Pow. Eff. (%)		99,87
Toff (ms)	98,05	Ton (ms)		9,98

<b>T'4 design</b>		Cs to switch (nF)		1,66
Choosing Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2
Si7956DP	150	3,9	0,088	75
Required value	135,6 min req	1,00 min req		83 max req
VD bias volt. (V)	75	DC Cons. (mW)		5,63
Cm' min (pF)	20250	AC Pow. Eff. (%)		99,17
Toff (ms)	72,57	Ton (ms)		7,38

<b>T'2 design</b>		Cs to switch (nF)		6,64
Choosing Mosfet Reference	Vds max (V)	Id max (A)	Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds=Vds_max/2
Si7962DP	40	11,1	0,0135	380
Required value	33,9 min req	1,00 min req		332 max req
VD bias volt. (V)	20	DC Cons. (mW)		0,40
Cm' min (pF)	27360	AC Pow. Eff. (%)		99,87
Toff (ms)	98,05	Ton (ms)		9,98

TOTAL EFFICIENCY (%)	98,42
TOTAL DC Cons. (mW)	8,23

Figure 1-34 : Dimensionnement des interrupteurs SWS2

Les remarques précédentes sur le réseau Cmatch sont équivalentes pour le réseau Xmatch. Le rendement a été calculé en utilisant les formules du Tableau 1-3 et Tableau 1-4 en position fermée. En conclusion, le rendement théorique de l'ensemble du réseau d'adaptation ajustable pour une charge de partie réelle de 21Ω est :  $R_{réseau} = R_{Cmatch} \cdot R_{Xmatch} = 0,9929 \times 0,9842 = 97,7\%$ .

## 5.5. Réalisation du prototype et mesures de validation de fonctionnement

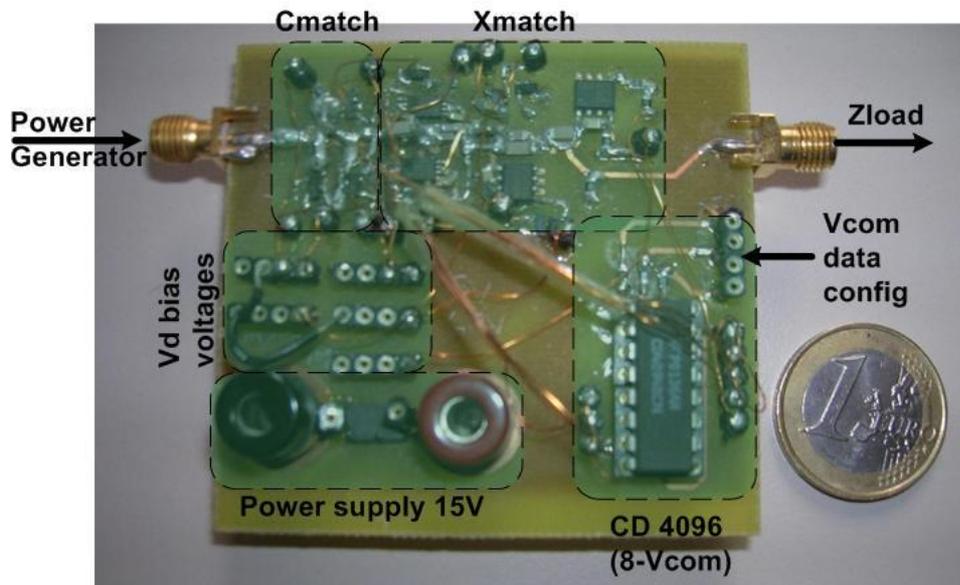


Figure 1-35 : Circuit électronique du prototype d'adaptation d'impédance ajustable

Le circuit du prototype réalisé (Figure 1-35) est commandé (via Vcom data config) par un PIC 16F688 qui lui-même est relié via RS232 à un ordinateur, permettant ainsi de programmer la position des interrupteurs. Pour chaque impédance de charge, la meilleure configuration des interrupteurs a été sélectionnée pour minimiser la puissance réfléchie.

Les tensions de polarisation  $V_d$  sont réalisées à l'aide de convertisseurs DC/DC [Ref 1-8].

Un circuit de mesure d'impédance et de puissance est inséré entre le générateur de puissance et le circuit d'adaptation d'impédance. Un Wattmètre permet de mesurer la puissance active en sortie sur la charge.

### 5.5.1. Mesure de la linéarité des réseaux Cmatch et Xmatch

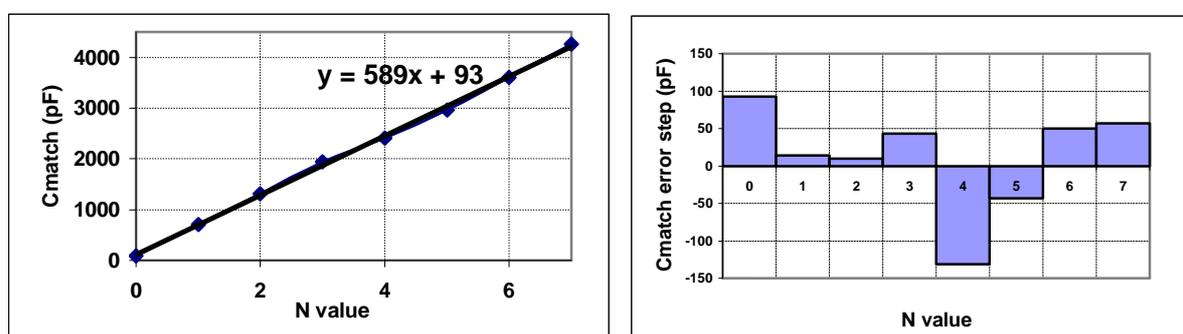


Figure 1-36 : Mesures à 1,5MHz de la linéarité de la capacité du réseau de capacités formant Cmatch

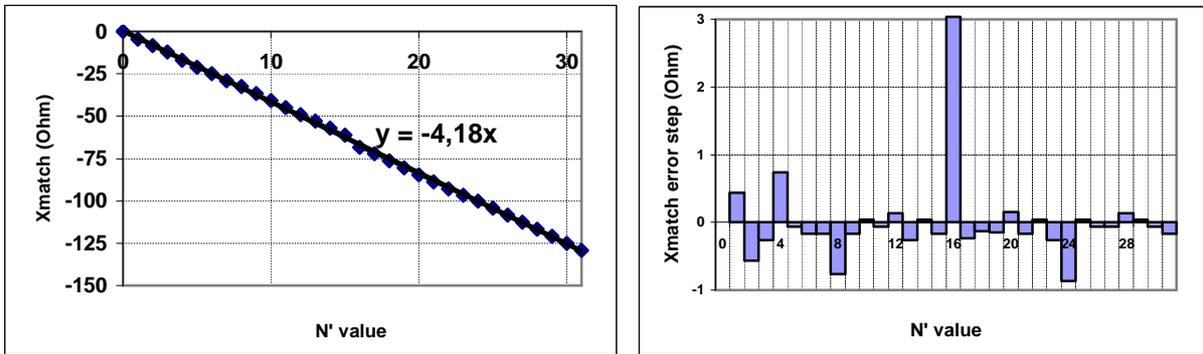


Figure 1-37 : Mesures à 1,5MHz de la linéarité du réseau de capacités formant Xmatch

Cmatch	Min	Max	Pas d'éch.
Val théor.	0pF	4200pF	600pF
Val exp.	93pF	4261pF	589pF

Xmatch	Plage variation	Pas d'éch.
Val théor.	-128Ω	-4Ω
Val exp.	-129Ω	-4,18Ω

### 5.5.2. Tenue en puissance du réseau d'adaptation d'impédance ajustable

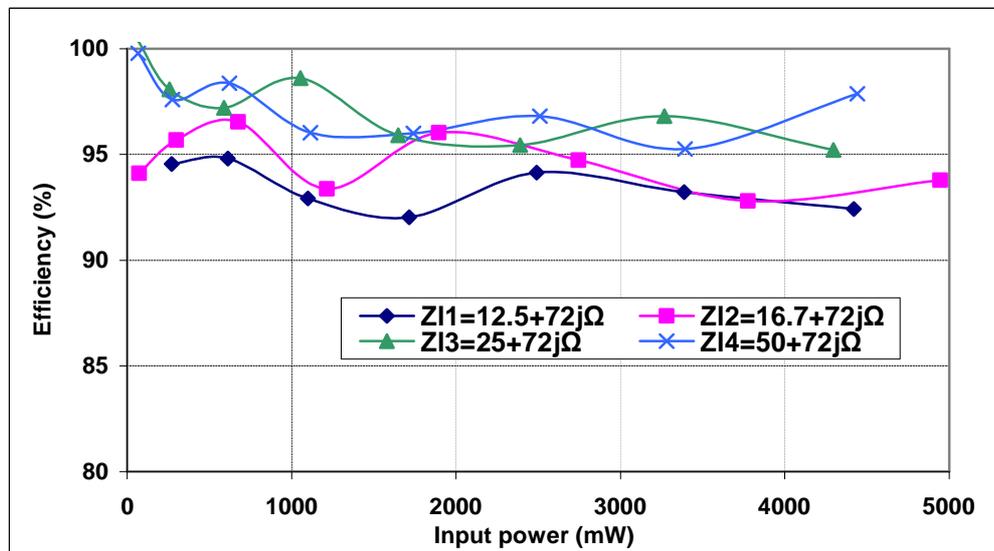


Figure 1-38 : Mesures du rendement du réseau d'adaptation ajustable en fonction de la puissance d'entrée pour quatre impédances de charge Zl

Les petites variations des mesures du rendement en fonction de la puissance sont dues au fait que deux appareils de mesure de puissance différents ont été utilisés en amont (sortie du générateur de puissance) et en aval (sur la charge), ainsi qu'à leur non linéarité.

Bien que le système de mesure de rendement mis en place ne permette pas de mesurer précisément le rendement du système, on observe un rendement constant quelle que soit la puissance pour une charge donnée. Un rendement minimal de 92% (soit 0,36dB), et un rendement moyen pour l'ensemble des charges a été enregistré autour de 95% (soit 0,22dB), ceci validant la tenue en puissance du réseau d'adaptation ajustable.

Il est à remarquer que le rendement mesuré approximatif de 95% reste comparable au rendement théorique de 97,7% pour une charge dont la partie réelle  $R_l=25\Omega$ .

## 6. Conclusion

Les réseaux d'interrupteurs réalisés autour de transistors MOSFETs sont donc opérationnel pour un système d'adaptation d'impédance ajustable. Ceux-ci étant composés uniquement de composants CMS dépourvus de matériaux ferromagnétiques, ils permettent ainsi une utilisation du système d'adaptation d'impédance ajustable dans un milieu où règne un champ magnétique élevé, ce qui est précisément le cas à proximité du centre de l'aimant d'un IRM.

Grâce aux faibles courants de fuite des MOSFETs, la technique utilisant la polarisation DC des tensions de commande, ainsi que de la tension drain-source a été validée. Toutefois, bien que la plupart des MOSFETs soient protégés en tension entre le drain et la source (par la diode zener à ses bornes), le dipôle de commande grille-source n'est pas ici protégé d'une surtension accidentelle. Si le MOSFET utilisé n'en possède pas déjà une, l'ajout d'une diode zener aux bornes du dipôle grille-source garantirait une meilleure fiabilité de ces interrupteurs (sous réserve que les diodes utilisées soient caractérisées par des courants de fuites négligeables).

Les mesures de linéarité du système sont en correspondance avec les calculs théoriques.

Les mesures en puissance étant peu précises ne permettent que de confirmer la tenue en puissance des réseaux d'interrupteurs, ainsi que d'un rendement convenable. Une étude expérimentale sur le rendement d'un interrupteur serait à investir (en configuration ouverte et en configuration fermée), afin de caractériser précisément le système.

## C. Conclusion du chapitre et perspectives

Au travers de ce chapitre, des améliorations sur la transmission de puissance ont été étudiées, centrées uniquement sur l'adaptation d'impédance.

La partie A, consacrée à la topologie de la solution a permis d'estimer théoriquement un gain de 1,5dB en moyenne, et jusqu'à 7dB sur les impédances les moins bien adaptées. La partie B, consacrée à la réalisation d'un prototype de réseau compatible aux champs magnétiques élevés, a montré une efficacité et tenue en puissance, avec un rendement moyen approximatif de 95% (soit -0,2dB). Ce qui nous donne un gain moyen final de 1,3dB.

Le travail présent n'étant axé que sur l'amélioration du rendement de l'adaptation d'impédance, il serait judicieux dans un travail ultérieur de définir un cahier des charges avec un regard plus global, tenant compte aussi des pertes en conduction des câbles coaxiaux, des pertes ohmiques dans les inductances d'adaptation d'impédance, ainsi que des rendements électrique/acoustique des mono-éléments. Dans ces conditions, le but final pouvant se définir par l'obtention d'un maximum de puissance acoustique et une homogénéité en puissance sur l'ensemble des voies d'un transducteur matriciel.

Il est important aussi de noter que le gain en puissance apporté par l'adaptation d'impédance peut être apporté de manière beaucoup plus simple de conception à un autre niveau : l'augmentation de la puissance maximale de sortie des amplificateurs de puissance, ainsi que de leur alimentation. Suivant l'ensemble du cahier des charges de conception (sécurité limitant une puissance maximum de sortie, recherche d'un transfert de puissance maximal recherché, etc), il est primordial d'explorer les différentes solutions et d'évaluer l'intérêt d'un système d'adaptation d'impédance ajustable.

Les études ultérieures possible étant une étude sur une adaptation multi-fréquence pour une utilisation optimum multi-fréquence des réseaux matriciels ultrasonores HIFU, ainsi que tout autre domaine d'application autres que les ultrasons.

Les réseaux d'adaptation d'impédance ajustables autour de relais ont été utilisés par le partenaire industriel associé au laboratoire, à l'intérieur d'un générateur prototype de 256 voies.

## D. Références

[Ref 1-1] Sapareto SA, Dewey CW : 'Thermal dose determination in cancer therapy', Int J Rad Oncology Biol Phys 1984, 10, 787-800.

[Ref 1-2] Curie J, Curie P, 'Sur l'électricité polaire dans les cristaux hémiédries à face inclinées.', C.R. Séance Acad. Sci., Paris 1880 ; 91-294.

[Ref 1-3] Pieter L.D. Abrie : 'The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers', The Artech House Microwave Library, 1985, pp. 77-81

[Ref 1-4] Lawrence R. Templin, La Mirada, Calif. : 'Automatic antenna impedance tuner including digital control circuits', US Patent 3 794 941, 1974.

[Ref 1-5] P. Dupin : 'Cours de radio-électricité (cinquième partie) : Eléments de calcul des lignes de transmission en haute fréquence'. Edition 1958

[Ref 1-6] Mougnot Charles, Thèse soutenue en 2005 à l'université Bordeaux I : 'L'asservissement par IRM d'un réseau matriciel ultrasonore et ses applications thérapeutiques'.

[Ref 1-7] Sayed-Amr El-Hamamsy, Schenectady (General Electrics), N.Y : 'Variable capacitor with very fine resolution', US Patent 5 463 285, 1995.

[Ref 1-8] Francis Rodes, ENSEIRB/IXL, Talence, France : 'Build a transformerless 12V-to-180V dc/dc converter', EDN- 7/8/2004.

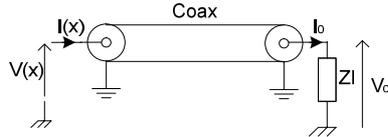
[Ref 1-9] G. Gonzalez : 'Microwave Transistor Amplifiers : Analysis and Design (2nd edition)', Prentice Hall, 1996, pp. 92.

# E. Annexes

## 1. Formules sur les câbles coaxiaux

### 1.1. Formule des télégraphistes

$$\begin{pmatrix} v(x) \\ i(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(dx) & Z_c \cdot \sinh(dx) \\ \frac{1}{Z_c} \cdot \sinh(dx) & \cosh(dx) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} v_0 \\ i_0 \end{pmatrix}$$



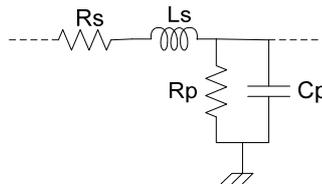
Avec :

- § x en m : Position où l'on souhaite calculer les tensions et courants
- § d en m<sup>-1</sup> : Constante de propagation du câble coaxial
- § Z<sub>c</sub> en Ω : Impédance caractéristique du câble coaxial

### 1.2. Formules de l'impédance caractéristique Z<sub>c</sub> et de la constante de propagation gamma

$$Z_c = \sqrt{Z_s \cdot Z_p} = \sqrt{\frac{R_s + j \cdot L_s \cdot w}{1/R_p + j \cdot C_p \cdot w}}$$

$$d = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}} = \sqrt{(R_s + j \cdot L_s \cdot w) \cdot (1/R_p + j \cdot C_p \cdot w)}$$



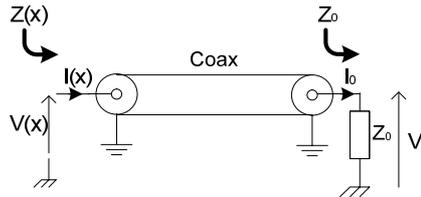
Avec le modèle équivalent du câble coaxial:

- § R<sub>s</sub> en Ω : Résistance série représentant les pertes ohmiques dans le conducteur (valeur dépendante de la fréquence, due à l'effet de peau)
- § L<sub>s</sub> en H : Inductance série du modèle
- § R<sub>p</sub> en Ω : Résistance parallèle représentant les pertes diélectriques
- § C<sub>p</sub> en F: Capacité parallèle du modèle
- § w en rad/s : Pulsation de travail

Note : Le Z<sub>c</sub> donné par les constructeurs est souvent approximé à  $Z_c = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}}$

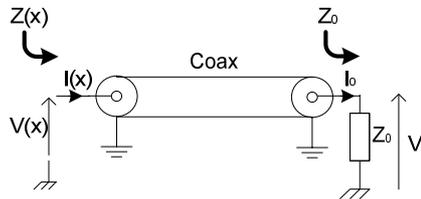
### 1.3. Formule de l'impédance à l'extrémité du câble coaxial

$$Z(x) = Z_c \cdot \frac{Z_0 + Z_c \cdot \tanh(dx)}{Z_c + Z_0 \cdot \tanh(dx)}$$

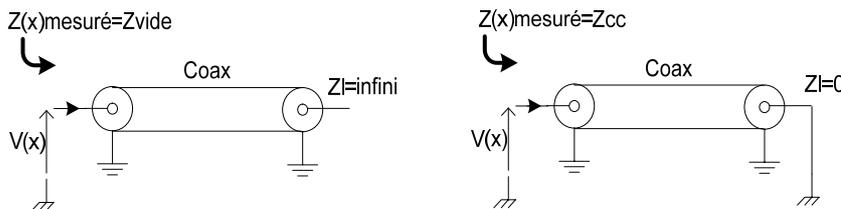


### 1.4. Formule du rendement de transmission du câble coaxial

$$R = \frac{P_{active\_0}}{P_{active\_x}} = \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{Z_c \cdot Z_0} \times (Z_0 \cdot \cosh(dx) + Z_c \cdot \sinh(dx)) \times (Z_c \cdot \cosh(dx) + Z_0 \cdot \sinh(dx)) \right] \times \frac{\cos(\operatorname{Arg}(Z_0))}{\cos(\operatorname{Arg}(Z(x)))}$$



### 1.5. Méthode pratique de détermination des caractéristiques (Rs, Ls, Rp, Cp) d'un câble coaxial



$$Z_c = \sqrt{Z_{cc} \cdot Z_{vide}} \quad \text{et} \quad d = \frac{\tanh^{-1} \left( \sqrt{\frac{Z_{cc}}{Z_{vide}}} \right)}{x}$$

$$C_p = \operatorname{Im} \left( \frac{d}{Z_c \cdot w} \right), \quad R_p = \frac{1}{\operatorname{Re}(d / Z_c)}$$

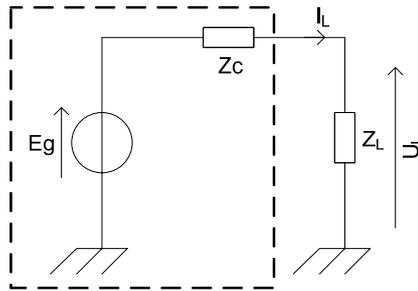
$$L_s = \operatorname{Im} \left( \frac{d}{Z_c \cdot w} \right) \times \operatorname{Re}(Z_c^2), \quad R_s = \operatorname{Im} \left( \frac{d}{Z_c \cdot w} \right) \times w \times \operatorname{Im}(Z_c^2)$$

**Remarque :** Toutes ces formules découlent de la formule des télégraphistes [Ref 1-5]

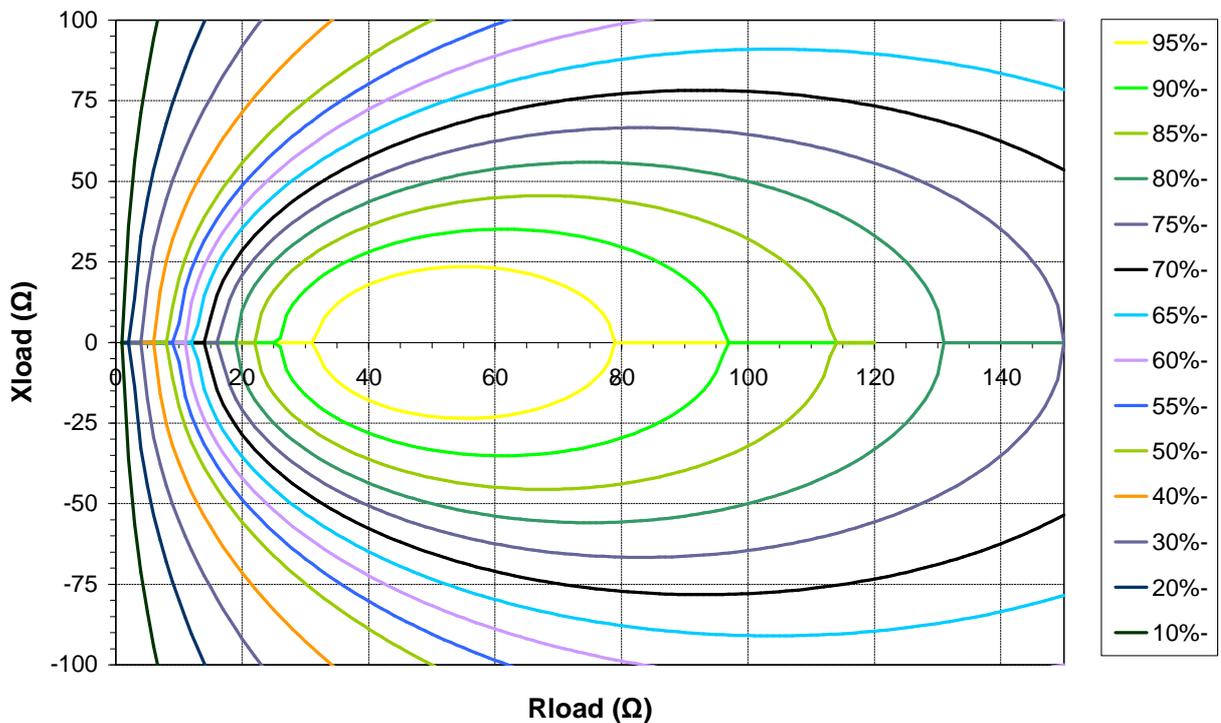
## 2. Abaque de puissances réfléchies en fonction de l'impédance de charge Zl

### 2.1. Abaque pour un générateur de puissance avec une impédance interne Zc classique

Un générateur de puissance classique se compose d'un générateur de tension parfait  $E_g$  et d'une impédance interne  $Z_c$ . Dans l'abaque ci-dessous, il a été pris  $Z_c=50\Omega$ .

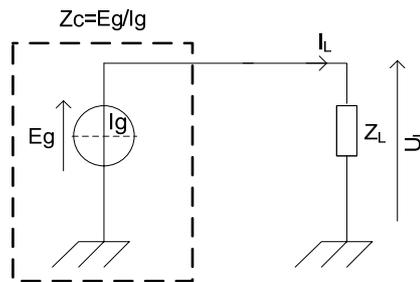


$$\text{Rendement} = \frac{4 \cdot \text{Re}(Z_c) \cdot \text{Re}(Z_l)}{|Z_c + Z_l|^2}$$

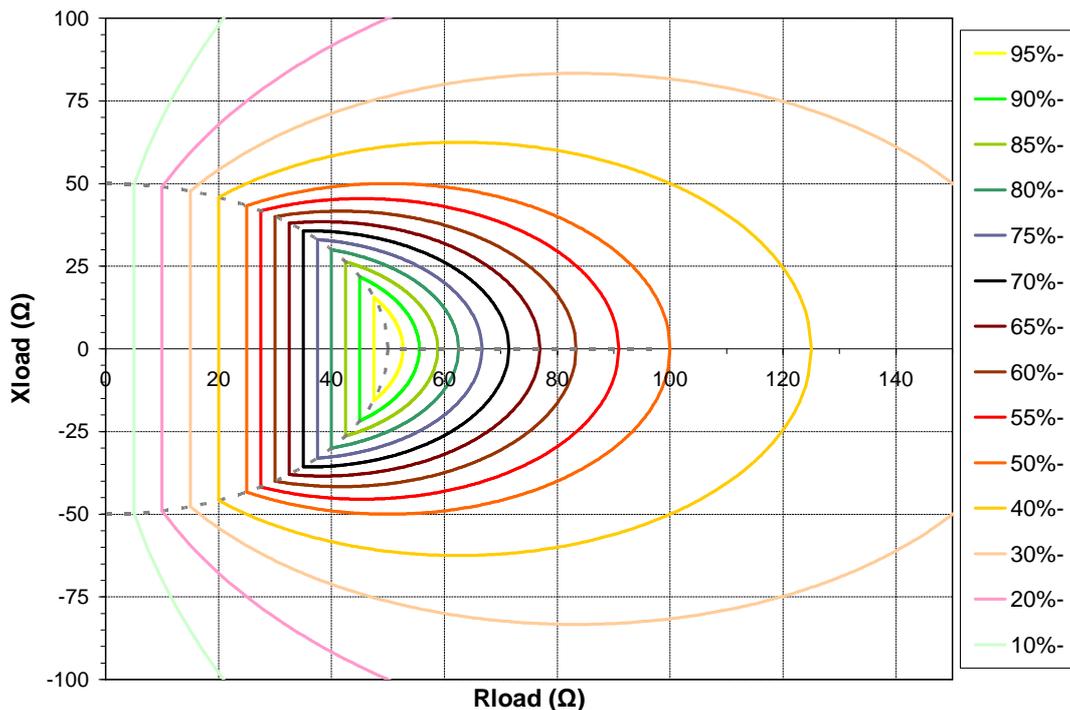


## 2.2. Abaque pour un générateur de tension parfait limité en courant avec une impédance caractéristique $Z_c$

Un générateur de tension  $E_g$  parfait limité en courant  $I_g$  donne lieu à une impédance caractéristique  $Z_c = E_g / I_g$ . Cette modélisation [Ref 1-9] correspond aux amplificateurs de puissance à rendement électrique théorique de 100%. Dans l'abaque ci-dessous  $Z_c = 50\Omega$ .



$$\text{Rendement} = \begin{cases} \frac{|Z_L|}{|Z_c|}, & \text{si } |Z_L| < |Z_c| \text{ limitation courant} \\ \frac{|Z_c| \cdot \text{Re}(Z_L)}{|Z_L|^2}, & \text{si } |Z_L| > |Z_c| \text{ limitation tension} \end{cases}$$



**Remarque :** A rendement identique et à impédance caractéristique identique, la zone couverte par un générateur idéal de tension limité en courant est beaucoup plus petite que celle couverte par un générateur de puissance classique. Ceci souligne une sensibilité plus importante des pertes en puissance réfléchie pour ce type de générateur.

## 2.3. Table non exhaustive des caractéristiques de MOSFETs

Référence	Vds max (V)	Valeurs typiques				Idc max (A)	Pac- kage	Mos /chip	Courant de fuite : Idss (µA)			
		Rdson (Ω)	Coss (pF) @Vds= Vds_max/2	Rdson *Coss (Ω.pF)	Typ Max Vds (V) T (°)							
					Typ				Max	Vds (V)	T (°)	
Si7434DP	250	0,129	90	11,61	3,8	SO-8	1	-	1;15	250	25;55	
FDS2170N3	200	0,108	72	7,78	3	SO-8	1	-	1	160	25	
Si7450DP	200	0,065	120	7,80	5,3	SO-8	1	-	1;5	160	25;55	
<b>IRF7492</b>	<b>200</b>	<b>0,064</b>	<b>92</b>	<b>5,89</b>	<b>3,7</b>	<b>SO-8</b>	<b>1</b>	-	<b>1;250</b>	<b>160</b>	<b>25;125</b>	
Si7956DP	150	0,088	75	6,60	4,1	SO-8	2	-	1;5	150	25;55	
Si7898DP	150	0,068	80	5,44	4,5	SO-8	1	-	1;5	120	25;55	
FDS2570	150	0,06	117	7,02	4	SO-8	1	-	1	120	25	
FDS2582	150	0,057	72	4,10	4,1	SO-8	1	-	1;250	120	25;150	
FDS2572	150	0,04	100	4,00	4,9	SO-8	1	-	1;250	120	25;150	
BST82	100	5	4,8	24,00	0,12	Sot-23	1	-				
ZVN3310F	100	4	6	24,00	0,1	Sot-23	1	-	1;50	100;80	25;125	
BSS123	100	3,5	5	17,50	0,17	Sot-23	1	0,01	0,1	60	25	
ZXMN10A07F	100	0,4	12	4,80	0,64	Sot-23	1	-	1	100	25	
PMV213SN	100	0,213	23	4,90	1,9	Sot-23	1	-	1;100	100	25;150	
ZXMN10A08E6	100	0,205	28,2	5,78	1,5	S.Sot-6	1	-	0,5	100	25	
ZXMN10B08E6	100	0,17	29	4,93	1,9	S.Sot-6	1	-	0,5	100	25	
Si7922DN	100	0,162	38	6,16	2,3	1212-8	2	-	1;5	80	25;85	
PHKD3NQ10T	100	0,07	72	5,04	1,2	SOT-96	2	0,05	10;100	100	25;150	
IRF7452	100	0,047	190	8,93	4,5	SO-8	1	-	25;250	100;80	25;150	
Si7942DP	100	0,041	110	4,51	5,9	SO-8	2	-	1;5	100	25;55	
<b>FDS3682</b>	<b>100</b>	<b>0,03</b>	<b>120</b>	<b>3,60</b>	<b>6</b>	<b>SO-8</b>	<b>1</b>	-	<b>1;250</b>	<b>80</b>	<b>25;150</b>	
Si4484EY	100	0,028	150	4,20	6,4	SO-8	1	-	1;20	80	25;85	
Si4992EY	75	0,039	90	3,51	4,8	SO-8	2	-	1;20	75	25;85	
ZVN3306F	60	3,6	7	25,20	0,15	Sot-23	1	-	0,5;50	60;48	25;125	
PMBF170	60	2,8	14	39,20	0,3	Sot-23	1	0,01	1	48	25;150	
BSH101	60	0,4	15	6,00	0,7	Sot-23	1	-	0,1	48	25	
ZXMN6A07F	60	0,18	22	3,96	1	Sot-23	1	-	1	60	25	
ZXMN6A11DN8	60	0,105	37	3,89	1,7	SO-8	2	-	1	60	25	
ZXMN6A08E6	60	0,1	46	4,60	3	S.Sot-6	1	-	0,5	60	25	
<b>FDC5612</b>	<b>60</b>	<b>0,042</b>	<b>75</b>	<b>3,15</b>	<b>4,3</b>	<b>S.Sot-6</b>	<b>1</b>	-	<b>1</b>	<b>48</b>	<b>25</b>	
ZXMN6A25DN8	60	0,035	104	3,64	2	SO-8	2	-	1	60	25	
ZXMN6A09DN8	60	0,03	130	3,90	5,1	SO-8	2	-	1	60	25	
Si7960DP	60	0,017	230	3,91	9,7	SO-8	2	-	1;5	60	25;55	
Si4942DY	40	0,017	280	4,76	7,4	SO-8	2	-	1;5	32	25;55	
Si7962DP	40	0,0135	380	5,13	11,1	SO-8	2	-	1;5	40	25;55	
ZXM61N03F	30	0,11	35	3,85	1,4	Sot-23	1	-	1	30	25	
ZXMN3A01F	30	0,106	35	3,71	2	Sot-23	1	-	0,5	30	25	
ZXMN3A14F	30	0,048	82	3,94	3,9	Sot-23	1	-	1	30	25	
PMV60EN	30	0,047	90	4,23	4,7	Sot-23	1	-	1;100	30	25;150	
PMV45EN	30	0,035	95	3,33	5,4	Sot-23	1	-	1;100	30	25;150	
Si9936BDY	30	0,028	120	3,36	2,2	SO-8	2	-	1;5	30	25;55	
FDC655AN	30	0,023	185	4,26	6,3	S.Sot-6	1	-	1;10	24	25;55	
FDC645N	30	0,023	227	5,22	5,5	S.Sot-6	1	-	1	24	25	
<b>PMWD18UN</b>	<b>30</b>	<b>0,018</b>	<b>210</b>	<b>3,78</b>	<b>3,9</b>	<b>SOT-530</b>	<b>2</b>	-	<b>1;100</b>	<b>30</b>	<b>25;150</b>	
Si4804BDY	30	0,017	193	3,28	3,2	SO-8	2	-	1;15	30	25;85	
PHKD13N03LT	30	0,017	200	3,40	5,2	SO-8	2	-	1;5	24	25;100	
FDR6674A	30	0,0068	550	3,74	11,5	S.Sot-8	1	-	1	24	25	
Moyenne				<b>4,93</b>								

# **Chapitre 2 : Simulation et mesure du champ acoustique de transducteur**

# 1. Introduction

Dans des applications de dépôt local de médicament [Ref 2-1] déclenché par la pression acoustique, il est nécessaire de connaître précisément la répartition spatiale et l'amplitude de la pression acoustique en chaque point de l'espace.

Le laboratoire IMF étant principalement spécialisé autour de l'IRM, les travaux réalisés ici ont pour but de renforcer le savoir et les outils de simulations et mesures pour les ultrasons.

Pour ce faire, un banc de mesure de champ acoustique a été conçu, ainsi qu'un simulateur de champ acoustique vectoriel.

Dans ce chapitre il sera traité de la vérification de la correspondance simulation/mesure du champ acoustique des sondes ultrasonores : un mono-élément de diamètre 5,8mm utilisé dans les réseaux matriciels, et un mono-élément focalisé ( $f=80\text{mm}$ ) avec une ouverture de 120mm.

Leur caractéristique pouvant être différente pour une question de précision géométrique de fabrication et/ou due au vieillissement des sondes utilisées.

## 2. Formules théoriques et généralités

### 2.1. Propagation acoustique dans l'espace d'une source surfacique élémentaire de diffusion de type Rayleigh

Quelquesoit le type d'onde (ultrason, électromagnétique ou autre), le phénomène de diffusion a lieu à la frontière de deux milieux [Ref 2-2]. Dans cet étude sur les transducteurs ultrasonores, la modélisation est effectuée au moyen d'un piston mécanique (milieu 1) dont les déplacements produisent des ondes acoustiques qui se propagent dans l'eau (milieu 2).

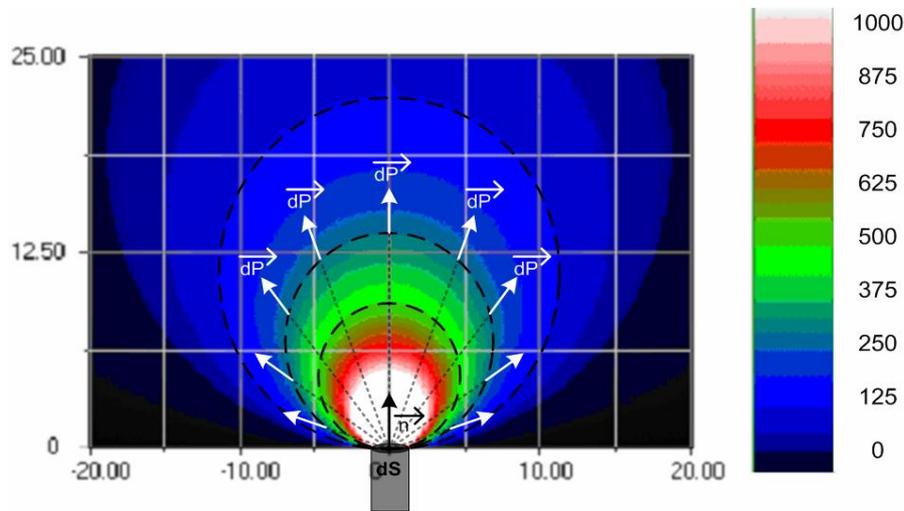
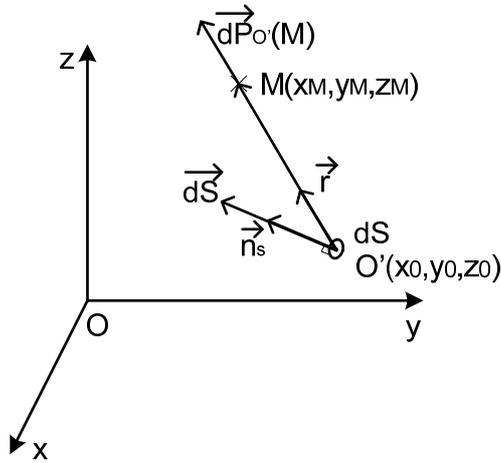


Figure 2-1 : Patron de diffusion de la force surfacique émise par une source surfacique élémentaire  $dS$  de Rayleigh en position  $(0,0)$  orienté selon le vecteur  $n$ , avec ses cercles isobar en pointillé tangents à la surface élémentaire

L'utilisation de la diffusion de Rayleigh comme source élémentaire dans des simulations numériques, nécessite de vérifier l'hypothèse que la longueur d'onde de propagation dans le milieu 2 soit très supérieure aux dimensions de la source élémentaire (au moins un facteur 10).

A titre informatif, la longueur d'onde dans l'eau ( $c=1480\text{m/s}$ ) à  $f=1,5\text{MHz}$  est :  $\lambda=c/f\approx 1\text{mm}$ . Ainsi la dimension élémentaire  $dS$  dans une simulation numérique doit être de dimension maximale de  $0,1\times 0,1\text{mm}^2$ . Dans cette étude, il ne sera étudié que le régime permanent dans un mode oscillatoire. Dans une diffusion de Rayleigh, la force surfacique en un point  $M$  de l'espace est de direction centripète par rapport à la position de la source élémentaire. Son module est proportionnel au rapport du cosinus( $\vec{r}$ ,  $\vec{n}_s$ ) sur la distance Source-Point (Figure 2-1 et Équation 2-1). La force surfacique représente une pression acoustique 'vectorielle' avec l'information du sens de propagation de l'onde. Par la suite, la force surfacique sera appelée de façon non conventionnelle 'pression acoustique'. Ceci étant un abus de langage mais c'est un choix pris par l'auteur pour faciliter la compréhension : la pression acoustique étant conventionnellement associée à un scalaire (résultat de : force scalaire surface) dans la communauté scientifique.



$$\vec{dP}_{O'}(M) = \frac{\vec{r} \cdot \exp\left(i \frac{2p}{l} \|\vec{O'M}\|\right)}{\|\vec{O'M}\|} \left( I_{O'} \vec{dS}(O') \cdot \vec{r} \right)$$

Équation 2-1

$\underline{dP}$  [Pa] : Pression acoustique élémentaire au point M causé par la source dS au point O'

$\lambda$  [m] : Longueur d'onde

$I_{O'}$  [Pa/m] : Constante complexe caractéristique de l'intensité de la source dS en O'

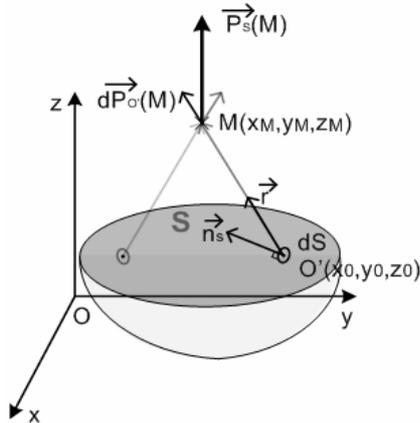
$\vec{dS} = dS \cdot \vec{n}_s$  [m<sup>2</sup>] : Source élémentaire infinitésimale

$\vec{r}$  : Vecteur directeur unitaire colinéaire à  $\vec{O'M}$

Figure 2-2 : Formule de la pression (ou force surfacique) acoustique élémentaire au point M causée par une source surfacique infinitésimale de Rayleigh dS au point O' dans un milieu de propagation libre sans atténuation ni réflexion

La force surfacique acoustique élémentaire a trois composantes complexes ( $\underline{P_x}, \underline{P_y}, \underline{P_z}$ ). Chacune de ces composantes complexes représente l'amplitude et la phase de celle-ci.

## 2.2. Pression acoustique dans l'espace générée par une surface source



$$\vec{P}_S(M) = I_S \iint_{O' \in S} \frac{\vec{r} \cdot \exp\left(i \frac{2p}{l} \|\vec{O'M}\|\right)}{\|\vec{O'M}\|} \vec{r} \cdot \vec{dS}(O')$$

Équation 2-2

$\underline{P_s(M)}$  [Pa] : Pression acoustique au point M de l'espace générée par la source surfacique S

$S$  [m<sup>2</sup>] : Surface d'émission acoustique (en gris)

$I_s$  [Pa/m] : Constante caractéristique de l'intensité de la source S

$\vec{dS}(O')$  [m<sup>2</sup>] : Élément infinitésimal de S au point O'

Figure 2-3 : Formule de la pression acoustique au point M de l'espace, générée par la surface source acoustique S

Pour calculer la pression acoustique en un point M de l'espace générée par une surface source S homogène de constante caractéristique  $I_s$ , il suffit d'appliquer une intégrale double sur l'Équation 2-1 sur l'ensemble de la surface S, donnant ainsi l'Équation 2-2.

Il est possible de définir une pression relative  $P_{s\_rel}$  (exprimée en mètres) proportionnelle à  $P_s$  (Équation 2-3). Bien que l'unité de  $P_{s\_rel}$  ne soit pas le Pascal, le terme de pression relative reste un abus de langage. Celle-ci est utile à la réalisation d'une carte de simulation acoustique.

$$\vec{P}_{s\_rel}(M) = \vec{P}_S(M) / I_S = \iint_{O' \in S} \frac{\vec{r} \cdot \exp\left(i \frac{2p}{l} \|\vec{O'M}\|\right)}{\|\vec{O'M}\|} \vec{r} \cdot \vec{dS}(O')$$

Équation 2-3

## 2.3. Conversion de la pression acoustique en puissance acoustique surfacique (ou intensité acoustique)

L'intensité acoustique, ou la puissance acoustique surfacique, notée  $P_{surf}$ , représente la quantité de puissance transportée par le son par unité de surface traversée.

$$\boxed{P_{surf} = \frac{P_{pression}^2}{r \cdot c}, \quad \vec{P}_{surf}(M) = \frac{\|\vec{P}_{pression}(M)\|}{r \cdot c} \vec{P}_{pression}(M) = \frac{\|\vec{P}_{pression}(M)\|^2}{r \cdot c} \cdot \vec{n}_p(M)}$$

Équation 2-4

$P_{surf}$  [W/cm<sup>2</sup>] : Puissance acoustique surfacique

$\rho$  [kg/m<sup>3</sup>] : Masse volumique

$P_{pression}$  [Pa] : Pression acoustique

$c$  [m/s] : célérité du milieu (1480m/s pour l'eau)

$\vec{n}_p(M)$  : Vecteur unitaire colinéaire à  $\vec{P}_{pression}(M)$  dont la direction va dans le sens de propagation

## 2.4. La puissance acoustique

Loi de conservation de la puissance dans l'espace :

$$\boxed{Pac = cte = \iint_{M \in S_{fermée}} \vec{P}_{surf}(M) \cdot d\vec{S}(M) = \iint_{M \in S_{fermée}} \frac{\|\vec{P}_{pression}(M)\|^2}{r \cdot c} \cdot \vec{n}_p(M) \cdot \vec{n}_s(M) \cdot dS(M)}, \quad \forall S_{fermée}$$

Équation 2-5

Puissance acoustique partielle :

$$\boxed{Pac(Sp) = \iint_{M \in Sp} \frac{\|\vec{P}_{pression}(M)\|^2}{r \cdot c} \cdot \vec{n}_p(M) \cdot \vec{n}_s(M) \cdot dS(M)}$$

Équation 2-6

Puissance acoustique apparente :

$$\boxed{Pac_{ap}(Sp) = \iint_{M \in Sp} \frac{(\vec{P}_{pression}(M) \cdot \vec{n}_s(M))^2}{r \cdot c} \cdot dS(M)}$$

Équation 2-7

$Pac$  [W] : Puissance acoustique, totale ou partielle, émise par l'ensemble des sources d'émission acoustique

$P_{surf}(M)$  [W/m<sup>2</sup>] : Puissance acoustique surfacique (ou intensité acoustique)

$P_{pression}$  [Pa] : Pression acoustique au point M dans l'espace

$dS(M)$  [m<sup>2</sup>] : Surface élémentaire infinitésimale appartenant à  $S_{fermée}$

$\vec{n}_p(M)$  : Vecteur unitaire colinéaire à  $\vec{P}_{pression}(M)$  dont la direction va dans le sens de propagation

$\vec{n}_s(M)$  : Vecteur unitaire perpendiculaire et sortant à la surface  $dS$  au point M

$S_{fermée}$  [m<sup>2</sup>] : Surface fermée englobant toutes les sources d'émission acoustique

$Sp$  [m<sup>2</sup>] : Surface partielle non fermée d'une surface fermée

Soit une surface source d'émission acoustique dans un milieu de propagation sans atténuation ni réflexion. La loi de conservation de puissance acoustique dans l'espace s'exprime selon l'Équation 2-5. Il est aussi utile de définir une puissance acoustique partielle, associée à une surface non fermée : celle-ci s'exprimant par l'Équation 2-6.

Une puissance acoustique apparente, peut être aussi définie : elle est utile pour la normalisation des cartes de mesures acoustiques : celle-ci s'exprimant par l'Équation 2-7.

## 2.5. Rendement électrique/acoustique d'un transducteur

Chaque transducteur piezo-électrique possède un rendement de conversion d'une puissance électrique vers une puissance acoustique, décrite en Équation 2-8.

$$P_{ac} = h \cdot P_{elec}$$

Équation 2-8

$P_{ac}$  [W] : Puissance acoustique émise par le transducteur

$P_{elec}$  [W] : Puissance électrique transmise au transducteur

$h$  : Rendement de conversion de puissance électrique vers acoustique

## 3. Réalisation d'une carte de simulation acoustique

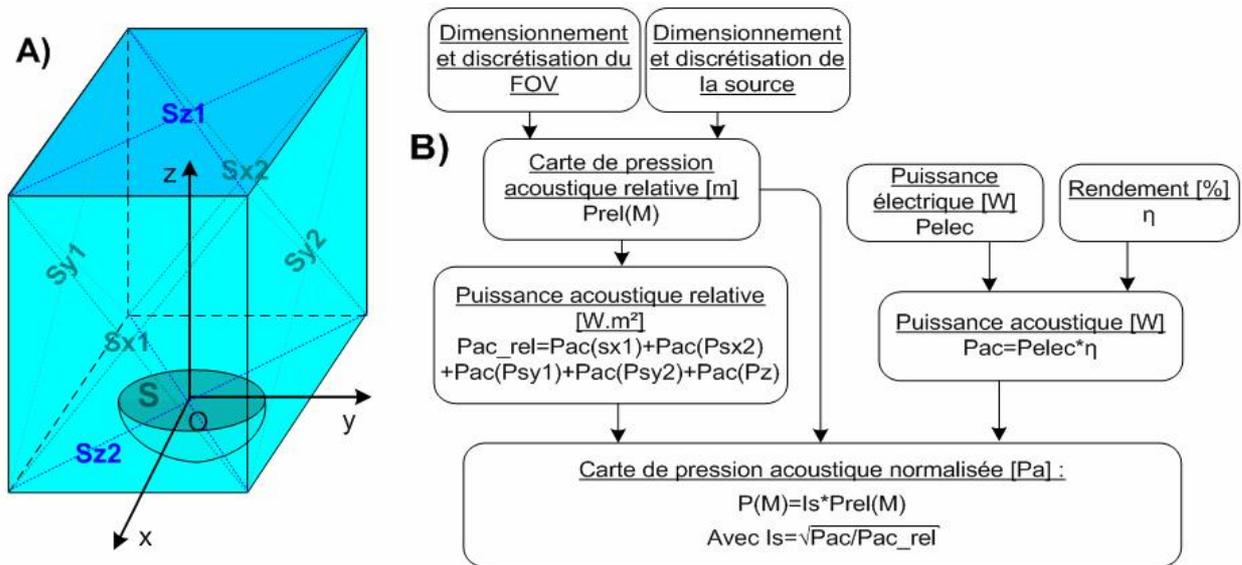


Figure 2-4 : A) Application de la loi de conservation de la puissance acoustique dans l'espace

B) Méthodologie de la réalisation d'une carte de simulation de pression acoustique normalisée

Il est possible de résumer la construction d'une carte de champ acoustique en deux parties :

- La première étant de calculer la distribution spatiale de la pression à travers une carte de pression relative.
- La seconde étant de normaliser la pression en Pascal, de façon à ce que la puissance acoustique totale émise par le transducteur, définie indirectement par l'utilisateur par la puissance électrique et le rendement, vérifie la loi de conservation de la puissance acoustique dans l'espace (Équation 2-5).

### 3.1. Paramètre de dimensionnement et discrétisation de la source

- D [mm] : Diamètre de la surface active
- Df [m] : Distance de la focale
- F [MHz] : Fréquence de travail
- $\Delta S_{ech}$  [mm²] : Surface d'échantillonnage de la source, Ns : nombre de points sources

### 3.2. Dimensionnement et discrétisation du FOV (Field Of View)

- $X_{\min\_FOV}$  [mm],  $X_{\max\_FOV}$  [mm],  $X_{step\_FOV}$  [mm] ou  $n_x\_FOV$
  - $Y_{\min\_FOV}$  [mm],  $Y_{\max\_FOV}$  [mm],  $Y_{step\_FOV}$  [mm] ou  $n_y\_FOV$
  - $Z_{\min\_FOV}$  [mm],  $Z_{\max\_FOV}$  [mm],  $Z_{step\_FOV}$  [mm] ou  $n_z\_FOV$
- $$M(X_{kx}, Y_{ky}, Z_{kz}) \in FOV, \text{ avec } X_{kx} = X_{\min\_FOV} + k_x \cdot X_{step}, k_x \in [0; n_x\_FOV]$$
- $$Y_{ky} = Y_{\min\_FOV} + k_y \cdot Y_{step}, k_y \in [0; n_y\_FOV], Z_{kz} = Z_{\min\_FOV} + k_z \cdot Z_{step}, k_z \in [0; n_z\_FOV]$$

### 3.3. Calcul de la carte de pression acoustique relative

Pour chaque point  $M(x,y,z)$  de l'espace du FOV, il est calculé la puissance relative définie par l'Équation 2-3, de façon discrétisée :

$$\vec{P}_{rel}(M) = \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\vec{r} \cdot \exp\left(i \frac{2p}{l} \left\| \vec{O}'_k M \right\| \right)}{\left\| \vec{O}'_k M \right\|} \vec{r} \cdot n_{s_k} \cdot \Delta S_{ech}, \forall M \in FOV$$

Équation 2-9

### 3.4. Calcul de la puissance acoustique relative

Soit une source d'intensité acoustique  $S$  centrée en  $O$  et de direction d'émission ( $0z$ ) (Figure 2-4). Les pistons hydrauliques en HIFU étant remplis d'air sur la face arrière de l'élément piézo-électrique, seule une émission au dessus de la surface  $S$  existe (aucune émission d'onde en dessous le piston). On considère la surface fermée  $S_{fermée}$ , enfermant la totalité de la source  $S$ , par la réunion de 6 plans :  $S_{fermée} = S_{x1} \cup S_{x2} \cup S_{y1} \cup S_{y2} \cup S_{z1} \cup S_{z2}$ .

Avec :  $\{S_{x1}, S_{x2}\} \perp (0x)$ ,  $\{S_{y1}, S_{y2}\} \perp (0y)$ ,  $\{S_{z1}, S_{z2}\} \perp (0z)$

Etant donné qu'il n'y a pas de puissance émise en dessous du piston, alors  $Pac(S_{z2})=0$ . La formule de conservation de puissance acoustique dans l'espace donnée par l'Équation 2-5 s'écrit ici :

$$P_{ac\_rel} = \oiint_{M \in S_{fermée}} \vec{P}_{surf}(M) \cdot d\vec{S}(M) = Pac(S_{z1}) + Pac(S_{x1}) + Pac(S_{x2}) + Pac(S_{y1}) + Pac(S_{y2})$$

Équation 2-10

Les puissances acoustiques partielles spatialement discrétisées  $\{Pac(S_{x1}), Pac(S_{x2}), Pac(S_{y1}), Pac(S_{y2})\}$  se calculent de manière similaire à  $Pac(S_{z1})$ , telle que :

$$Pac(S_{z1}) = \sum_{kx=1}^{N_x\_FOV} \sum_{ky=1}^{N_y\_FOV} \frac{\left\| \vec{P}_{rel}(M(X_{kx}, Y_{ky}, Z_{\max\_FOV})) \right\|^2}{r \cdot c} \cdot \vec{n}_p(M(X_{kx}, Y_{ky}, Z_{\max\_FOV})) \cdot \vec{n}_s \cdot X_{step\_FOV} \cdot Y_{step\_FOV}$$

Équation 2-11

Dans l'hypothèse d'une source  $S$  symétrique de révolution selon  $(Oz)$ , et d'une surface Sfermée symétrique selon  $(Ox)$  et selon  $(Oy)$ , il est obtenu :  $Pac(Sx1)=Pac(Sx2)=Pac(Sy1)=Pac(Sy2)$ . Ceci réduit l'équation de conservation à :

$$P_{ac\_rel} = Pac(Sz1) + 4 \cdot Pac(Sy1)$$

*Équation 2-12*

A dimension du plan  $Sy1$  constante, plus la dimension du plan  $Sz1$  est importante, plus le plan  $Sy1$  se retrouve éloigné de la source. Ainsi dans l'hypothèse où le plan  $Sz1$  est suffisamment grand, il peut être approximé que la quasi-totalité de la puissance acoustique totale émise par le transducteur se retrouve dans le plan  $Sz1$ , et que  $Sy1$  peut être négligé.

Ceci donnant ainsi :  $P_{ac\_rel} \cong Pac(Sz1)$  avec  $Sz1$  un plan suffisamment grand.

### 3.5. Normalisation de la carte de champ acoustique

Afin de normaliser la carte de champ acoustique, il est nécessaire de définir une puissance acoustique envoyée par le transducteur. En pratique l'utilisateur maîtrise la puissance électrique envoyée sur transducteur. L'Équation 2-8 du rendement permet, à partir de la puissance électrique  $Pelec$ , de déduire la puissance acoustique  $Pac$ .

L'utilisateur définissant indirectement la puissance acoustique  $Pac$ , et la puissance acoustique relative  $Pac\_rel$  étant calculée selon l'Équation 2-12, il est maintenant possible de déterminer la constante  $Is$  caractéristique d'intensité de la source, tel que :

$$Is = \sqrt{Pac / Pac\_rel}$$

*Équation 2-13*

La carte de pression acoustique normalisée se déduit finalement de la carte de pression relative en multipliant l'Équation 2-9 par la constante  $Is$  (cf. Équation 2-3), soit :

$$\vec{P}(M) = Is \cdot \vec{P}_{rel}(M)$$

#### 4. Banc de mesure avec aiguille hydrophone motorisée pour la mesure de champ acoustique spatial de transducteurs

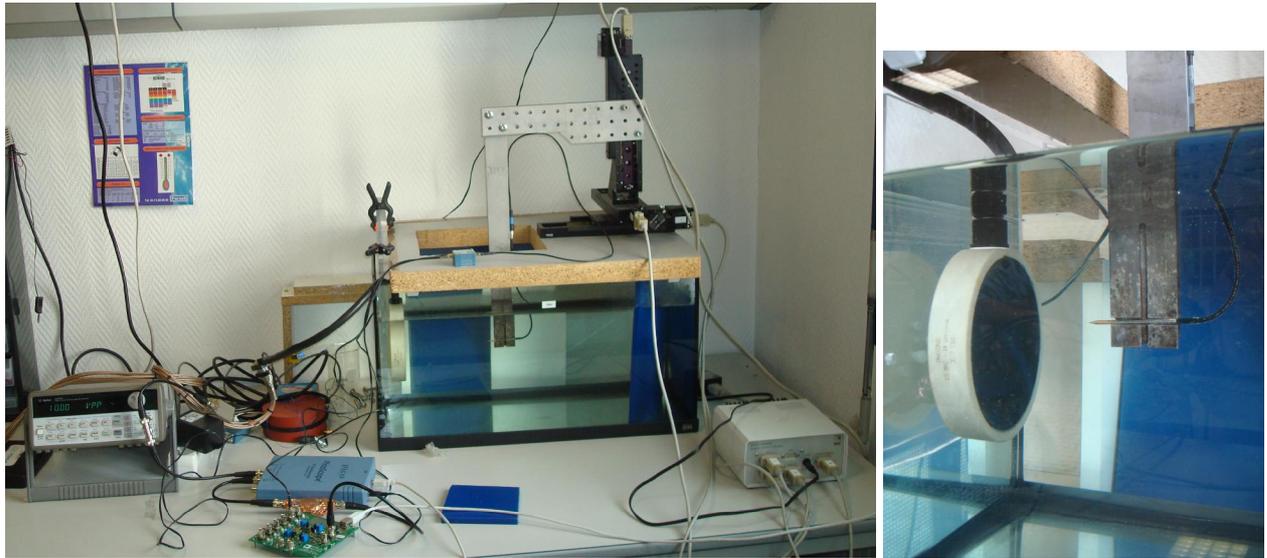


Figure 2-5 : Photographie de la plateforme, avec un zoom sur l'aiguille hydrophone à droite

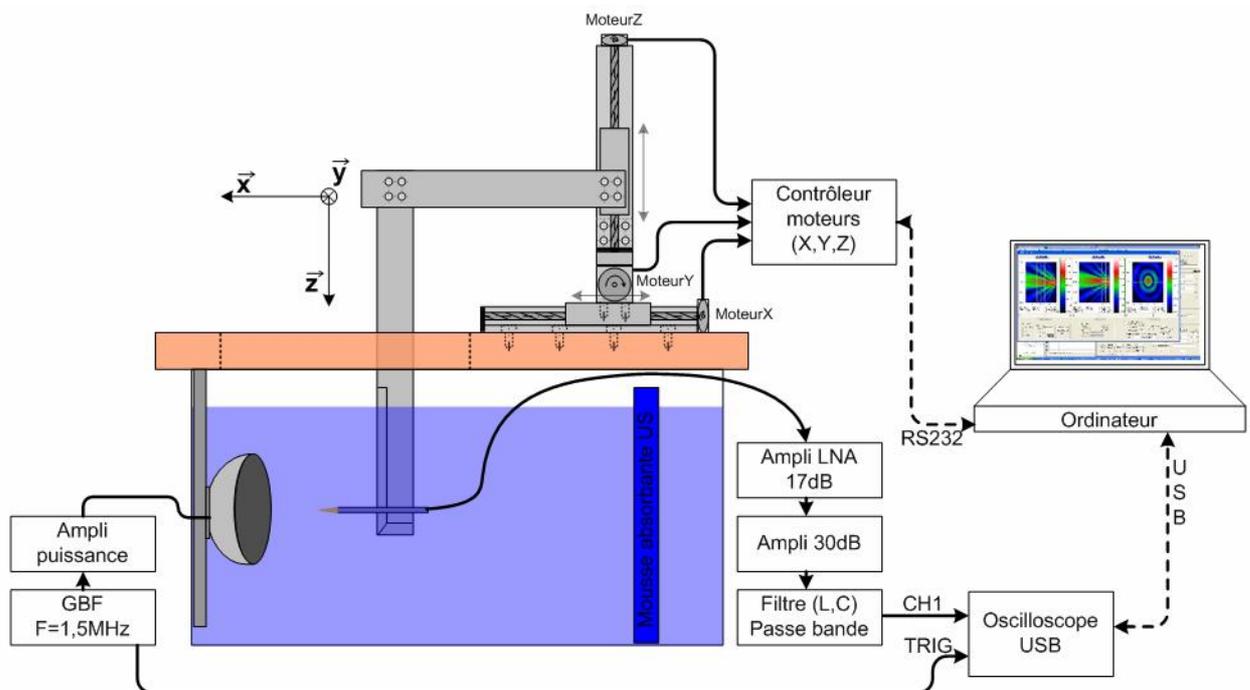


Figure 2-6 : Dispositif du banc de mesure de champ ultrasonore 3D

Sur la Figure 2-6 est décrit l'ensemble du dispositif du banc de mesure ultrasonore, et la Figure 2-5 représente sur la photographie de gauche une vue d'ensemble de la plateforme, et sur la photographie de droite une vue plus rapprochée mettant en évidence l'aiguille hydrophone et un transducteur à caractériser.

## 4.1. Moteur et contrôleur de positionnement 3D

Trois étages de translation linéaire motorisés (ref. STANDA 8MT175-100) sont utilisés. Les directions de déplacement sont perpendiculaires entre elles, et les moteurs sont pilotés par un contrôleur des trois axes par port série RS232. Ceux-ci permettant de positionner l'aiguille hydrophone dans un FOV (Field of view) spatial orthonormé de 100x100x100mm<sup>3</sup> avec une résolution spatiale la plus fine de 2.5µm.

## 4.2. Caractéristique de l'aiguille hydrophone

Une aiguille hydrophone convertissant la pression acoustique dans un point de l'espace en signal électrique est utilisée. De référence ONDACORP HNZ-200, elle est caractérisée par surface d'écoute acoustique de 100µm de rayon, et d'une sensibilité à 1,5MHz d'environ 45mV/MPa. Il est à noter que les aiguilles hydrophones sont des pièces fragiles et dont les mesures sur les pointes ne peuvent supporter des pressions maximales de l'ordre du MPa, sous peine d'endommagement. Pour des mesures de grandes puissances (produisant le phénomène de cavitation), l'utilisation d'un système de mesure par fibre optique sera appropriée [Ref 2-3].

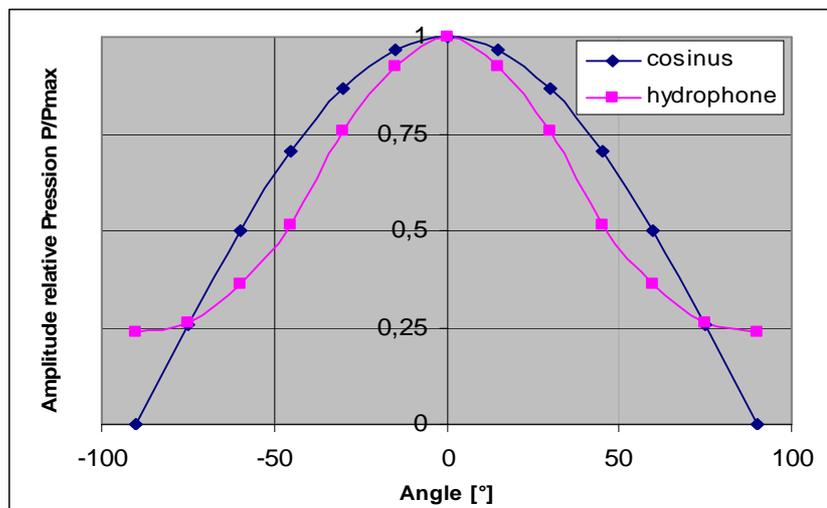


Figure 2-7 : Directivité de l'aiguille HNZ-200 donnée par le constructeur, comparée à une projection 'cosinus' sur l'axe de l'aiguille

Comme indiqué en Équation 2-1 la pression acoustique en un point de l'espace se définit par un vecteur spatial de 3 dimensions, dont chacune de ses composantes se caractérise par une phase et une amplitude. L'aiguille hydrophone ne donnant qu'une seule information de signal électrique, elle ne permet donc d'obtenir qu'une information d'amplitude et de phase de la pression acoustique mesurée en un point de l'espace. Par la suite, la mesure de la pression acoustique de l'hydrophone sera approximée par une mesure de la projection de la pression mesurée sur l'axe de l'aiguille.

### **4.3. La chaîne d'amplification et de filtrage du signal de l'hydrophone**

Une chaîne d'amplification et de filtrage du signal de l'hydrophone est réalisée par la mise en cascade :

- D'un amplificateur LNA (Low Noise Amplifier) de gain  $GLNA = 17\text{dB}$ .
- D'un amplificateur de gain  $GAmp = 30\text{dB}$ .
- D'un filtre passe bande centré sur  $1.5\text{MHz}$  de bande passante à  $-6\text{dB}$  de  $500\text{kHz}$ .

### **4.4. Traitement du signal d'acquisition**

L'acquisition du signal amplifié et filtré de l'aiguille hydrophone est effectuée au moyen d'un oscilloscope dont l'entrée Trigger est reliée au GBF (Générateur Basse Fréquence), donnant ainsi l'information de phase acoustique.

Après numérisation, le signal de sortie est composé de 5000 points obtenus par échantillonnage à une fréquence de  $20\text{MHz}$ .

Un calcul de série de Fourier sur le signal de sortie numérisé, permet de déterminer la phase et l'amplitude de la tension de mesure  $V_{mesure}$  proportionnelle à la pression acoustique.

### **4.5. Informations complémentaires**

Un générateur de signal GBF (ref. Agilent 33120A) et un amplificateur de puissance ( $P_{max}=6\text{W}$ ) alimentent le transducteur étudié. Le générateur de puissance alimente en permanence le transducteur afin d'avoir des mesures correspondant à un régime établi.

Le tout est piloté par un programme sur ordinateur (cf. Figure 2-6), mesurant point par point la projection de la pression et de la phase acoustique selon l'axe de l'hydrophone.

Pour éviter tout phénomène d'ondes stationnaires, une couche absorbante est placée à l'extrémité opposée au transducteur. Le matériau utilisé pour réaliser cette couche est une mousse absorbante d'ultrason de couleur bleue (ref. Precision Acoustics : Aptflex F28 absorber).

Toutes les mesures ont été effectuées en prenant la précaution d'utiliser une eau :

- Dégazée, afin éviter que des bulles ne se présentent à la surface du transducteur ainsi que sur le bout de l'aiguille hydrophone.
- Epurée, afin d'avoir un milieu de propagation libre

Des documentations complètes associées à des normes internationales IEC [Ref 2-4] et autres [Ref 2-5] existent, décrivant précisément chaque précaution nécessaire pour la mesure d'une carte de champ acoustique précise.

## 5. Réalisation d'une carte de mesure acoustique

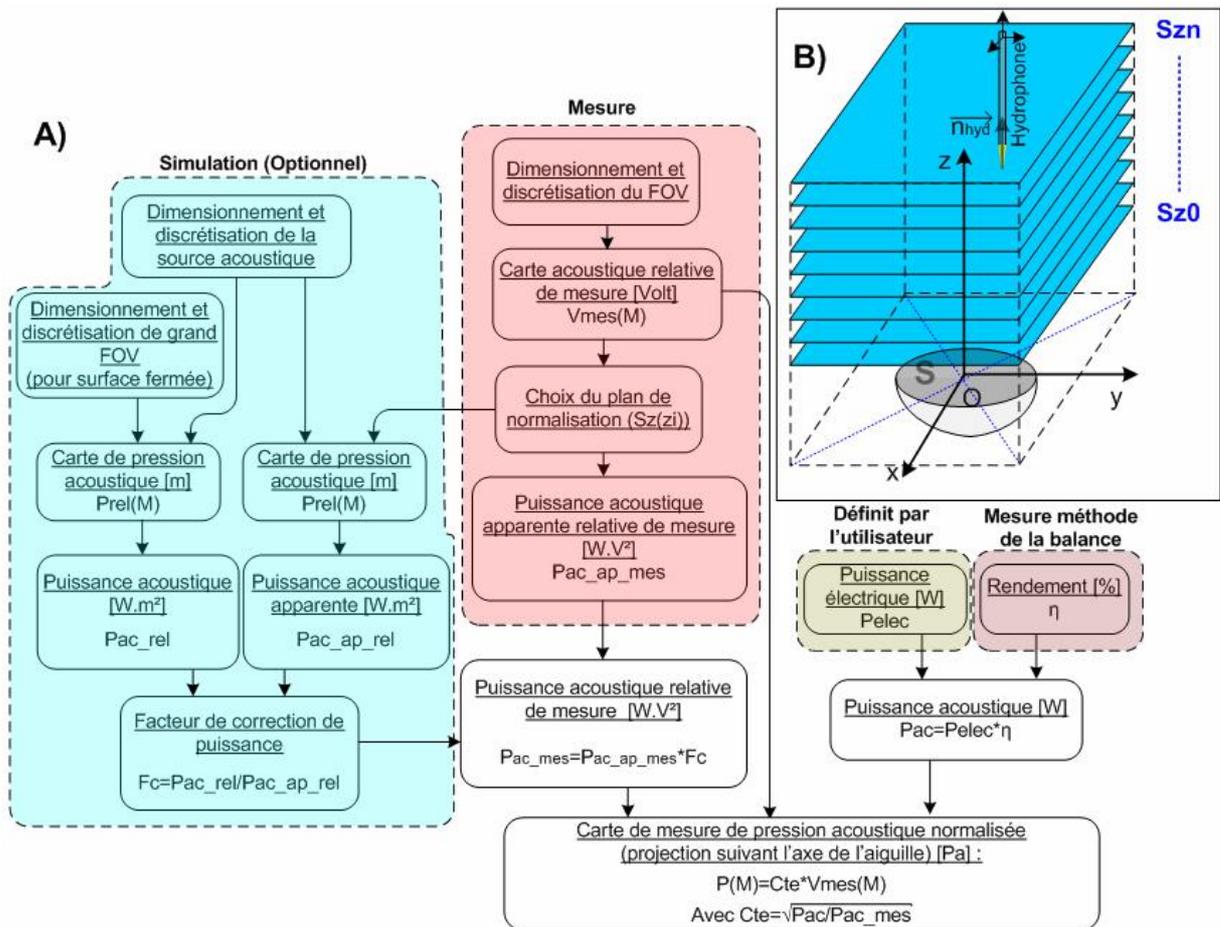


Figure 2-8 : A) Méthodologie de la normalisation en pression d'une carte de mesure de champ acoustique

B) Application de la loi de conservation de puissance partielle pour chaque plan  $S_z(z)$

D'une manière inspirée par la réalisation d'une carte de simulation acoustique, la construction d'une carte de champ acoustique s'effectue en trois étapes.

La première consiste à calculer la distribution spatiale de la pression à travers une carte de pression relative.

La seconde étape (qui peut être optionnelle), concerne l'établissement d'un facteur de correction de puissance acoustique, entre la puissance acoustique totale envoyée par le transducteur et la puissance acoustique apparente de mesure.

Enfin, la troisième étape est une opération de normalisation de la pression en Pascal, de façon à ce que la puissance acoustique, définie indirectement par l'utilisateur par la puissance électrique à laquelle il souhaite connaître la carte de pression acoustique en Pascal, vérifie la loi de conservation de la puissance acoustique dans l'espace (Équation 2-5).

## 5.1. Dimensionnement et discrétisation du FOV de mesure

Le dimensionnement et la discrétisation du FOV de mesure sont définis par les expressions :

- $X_{\min\_FOV}$  [mm],  $X_{\max\_FOV}$  [mm],  $X_{step\_FOV}$  [mm] ou  $n_{x\_FOV}$
  - $Y_{\min\_FOV}$  [mm],  $Y_{\max\_FOV}$  [mm],  $Y_{step\_FOV}$  [mm] ou  $n_{y\_FOV}$
  - $Z_{\min\_FOV}$  [mm],  $Z_{\max\_FOV}$  [mm],  $Z_{step\_FOV}$  [mm] ou  $n_{z\_FOV}$
- $$M(X_{k_x}, Y_{k_y}, Z_{k_z}) \in FOV, \text{ avec } X_{k_x} = X_{\min\_FOV} + k_x \cdot X_{step}, k_x \in [0; n_{x\_FOV}]$$
- $$Y_{k_y} = Y_{\min\_FOV} + k_y \cdot Y_{step}, k_y \in [0; n_{y\_FOV}] \quad Z_{k_z} = Z_{\min\_FOV} + k_z \cdot Z_{step}, k_z \in [0; n_{z\_FOV}]$$

## 5.2. Calcul de la puissance acoustique apparente relative

La méthode utilisée dans ce chapitre pour la mesure de champ acoustique est d'utiliser le signal électrique fourni par l'hydrophone. Cette méthode ne permet d'obtenir qu'une carte de 'projection' de pression acoustique suivant l'axe de l'aiguille, et non une carte de pression vectorielle. Celle-ci s'exprime selon :

$$V_{mes}(M) = K_{hyd} \cdot \vec{P}_{mes}(M) \cdot \vec{n}_{hyd}, \text{ avec :}$$

Équation 2-14

$V_{mes}(M)$  [V] : Tension de mesure fournie par l'hydrophone au point M de l'espace

$K_{hyd}$  [V/Pa] : Constante de conversion globale pression/tension (hydrophone+amplis+filtres)

$P_{mes}(M)$  [Pa] : Pression mesurée à la pointe de l'hydrophone, au point M de l'espace

Les plans Szi (Figure 2-8), pour  $i \in [0..n]$ , sont tous des plans normaux à (Oz). En se plaçant dans le cas où l'axe de l'hydrophone est parallèle à la direction (Oz), on a donc :

$$\vec{n}_{hyd} = \vec{n}_s(M), \vec{n}_s \perp Szi, \forall M \in Szi$$

En injectant cette hypothèse dans l'Équation 2-7, on obtient :

$$Pac_{ap}(Szi) = \iint_{M \in Szi} \frac{(\vec{P}_{mes}(M) \cdot \vec{n}_s(M))^2}{r \cdot c} \cdot dS(M) = \iint_{M \in Szi} \frac{(\vec{P}_{mes}(M) \cdot \vec{n}_{hyd})^2}{r \cdot c} \cdot dS(M)$$

$$Pac_{ap}(Szi) = \frac{1}{K_{hyd}^2} \iint_{M \in Szi} \frac{|V_{mes}(M)|^2}{r \cdot c} \cdot dS(M)$$

Équation 2-15

Ainsi, la puissance acoustique apparente sur un plan Szi se calcule de façon discrétisée :

$$Pac_{ap}(Szi) = \frac{1}{K_{hyd}^2} \sum_{M \in Szi} \frac{|V_{mes}(M)|^2}{r \cdot c} \cdot X_{step\_FOV} \cdot Y_{step\_FOV}$$

Équation 2-16

De façon similaire à la normalisation d'une carte de simulation,  $V_{mes}$  est une pression relative, car proportionnelle à  $P_{mes}$  projetée sur (0z). Ce qui donne également lieu à une puissance acoustique apparente relative  $Pac_{ap\_mes}$ , telle que :

$$P_{ac\_ap\_mes}(Szi) = \sum_{M \in Szi} \frac{|V_{mes}(M)|^2}{r \cdot c} \cdot X_{step\_FOV} \cdot Y_{step\_FOV}$$

Équation 2-17

### 5.3. Facteur de correction de la puissance acoustique

Il est nécessaire d'établir un coefficient de correction de puissance apparente, pour deux raisons :

- La puissance acoustique étant une somme de  $P^2 \cdot \cos(P, u)$ , et la puissance acoustique apparente une somme de terme  $P^2 \cdot \cos^2(P, u)$ , ceci a pour conséquence que la puissance acoustique apparente sera toujours inférieure ou égale à la puissance acoustique.
- La dimension du plan Sz peut être insuffisante pour faire l'approximation que la puissance acoustique partielle sur le plan Sz soit quasi égale à la puissance acoustique envoyée par le transducteur.

Dans tous les cas, on aura toujours :  $Pac_{ap} < Pac$ .

Ainsi, dans certains cas et suivant la précision que l'on souhaite obtenir sur la carte de pression acoustique, il est nécessaire d'introduire un coefficient de correction de puissance  $Fc = Pac / Pac_{ap}$ . Pour le cas d'une émission d'onde plane  $Fc = 1$ .

Pour ce faire, il est proposé d'effectuer deux simulations ultrasonores dont le dimensionnement de la source se trouve être au plus proche de la source réelle :

1. Une simulation pour calculer la puissance acoustique relative  $Pac_{rel}$  du transducteur
2. Une simulation pour calculer la puissance acoustique apparente relative  $Pac_{ap\_rel}$  sur le plan SZi.

Il est préférable d'avoir une discrétisation de la source identique pour les deux simulations.

$$\frac{Pac_{rel}}{Pac_{ap\_rel}} = \frac{Is^2 \cdot Pac}{Is^2 \cdot Pac_{ap}} = \frac{Pac}{Pac_{ap}} \Rightarrow Fc = \frac{Pac_{rel}}{Pac_{ap\_rel}}$$

Équation 2-18

## 5.4. Normalisation de la carte de champ acoustique

### 5.4.1. Définition de la puissance électrique et du rendement

Afin de normaliser la carte de champ acoustique, il est nécessaire de définir une puissance acoustique envoyée par le transducteur, sur laquelle va être normalisée la carte de pression relative, en vérifiant l'Équation 2-5.

Celle-ci sera fixée par L'Équation 2-8 du rendement permettant à partir de la puissance électrique  $P_{elec}$  (définie par l'utilisateur) de déduire la puissance acoustique  $P_{ac}$ .

Il est important de souligner que la puissance électrique fixée par l'utilisateur n'est pas forcément la puissance électrique transmise au transducteur durant l'acquisition de la carte.

Elle représente la puissance à laquelle l'utilisateur souhaite connaître la carte de pression en Pascal.

### 5.4.2. Normalisation

De la même façon que pour une carte de simulation, la normalisation en Pascal de la carte de champ acoustique de mesure se fait de façon à vérifier l'Équation 2-4. Il est ainsi nécessaire de choisir un plan  $Z_i$  sur lequel se basera la normalisation.

Ainsi la carte de pression acoustique est définie selon :

$$P(M) = V_{mes}(M) \cdot \sqrt{\frac{P_{ac}}{P_{ac\_ap\_mes}(Z_i) \cdot Fc}} = V_{mes}(M) \cdot \sqrt{\frac{P_{ac}}{P_{ac\_mes}(Z_i)}}, \text{ avec :}$$

Équation 2-19

$P(M)$  [Pa] : Projection selon (0z) de la pression acoustique au point M de l'espace, pour une puissance acoustique fixée égale à  $P_{ac}$  émise par le transducteur

$V_{mes}(M)$  [V] : Tension de mesure fournie par l'hydrophone au point M de l'espace

$P_{ac}$  [W] : Puissance acoustique envoyée par le transducteur à laquelle on souhaite connaître la carte de champ acoustique

$P_{ac\_ap\_mes}$  [W.V<sup>2</sup>] : Puissance acoustique apparente relative mesurée sur le plan  $Z_i$

$P_{ac\_mes}$  [W.V<sup>2</sup>] : Puissance acoustique relative mesurée définie par l'Équation 2-18

## 6. Etude du champ acoustique d'un mono-élément



Figure 2-9 : Photographie représentant le mono-élément étudié

Le mono-élément étudié est un des quatre éléments décrit au Chapitre I.2.1.3. Mécaniquement il se présente comme un piston de 5,8mm de diamètre, vibrant à 1,5MHz.

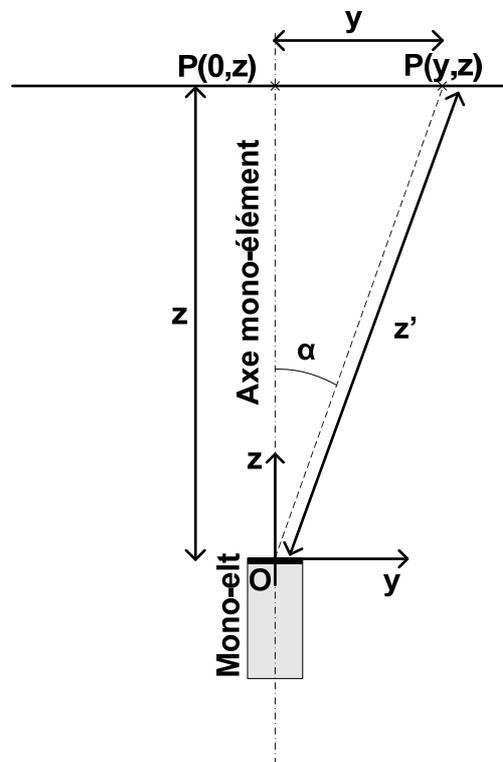


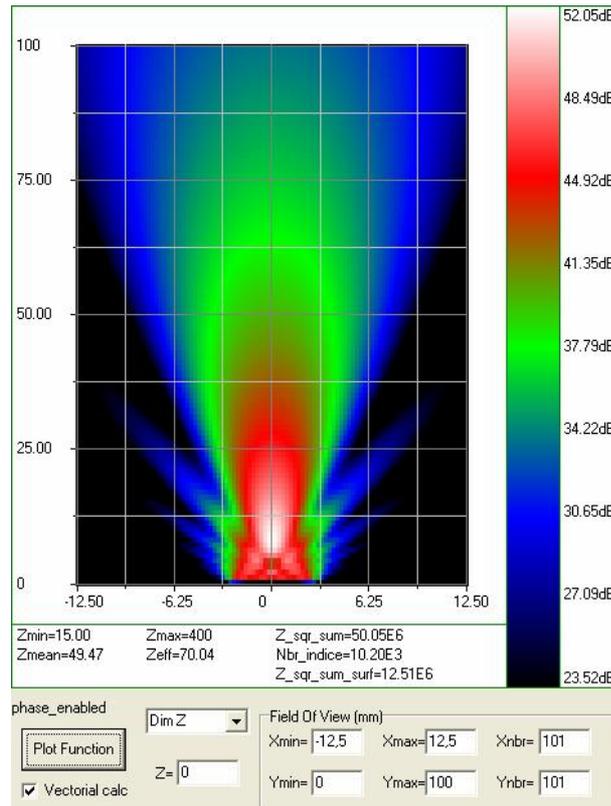
Figure 2-10 : Convention de repère et notations pour la comparaison des résultats

Pour la comparaison des résultats, la convention d'un repère commun tel que décrit en Figure 2-10 sera utilisée. La carte de mesure étant une projection de la pression selon (Oz), celle-ci sera comparée à une carte de simulation projetée elle aussi selon (Oz), sauf pour l'étude de la directivité.

Trois simulations, caractérisées par un diamètre actif du transducteur associé de 5.8mm, 6.2mm et 6.7mm, ont été réalisées.

## 6.1. Paramètre et carte de simulation

Pour la simulation, les hypothèses d'une surface homogène en amplitude et phase d'émission sont prises. Afin de respecter le critère de Rayleigh, la source a été découpée en sources élémentaires de taille de  $0,05 \times 0,05 \text{mm}^2$ .



*Figure 2-11 : Résultat de simulation de la distribution spatiale du champ acoustique (projection selon  $(0z)$  relatif en dB émis par un mono-élément de 5,8mm de diamètre à 1,5MHz*

La carte spatiale de répartition de la pression acoustique étant de révolution suivant l'axe perpendiculaire à la surface d'émission passant par le centre du disque, un plan comprenant cet axe est suffisant pour représenter la répartition spatiale.

Les paramètres de simulations sont :

- La position du mono-élément ( $X=0, Y=0$ ). Direction de propagation suivant  $(Oy)$ .
- Un FOV de  $25 \times 100 \text{mm}^2$  comprenant l'axe  $(Oy)$ . Résolution de  $0,125 \times 1 \text{mm}^2$ .
- La résolution du découpage de la source d'émission :  $0,05 \times 0,05 \text{mm}^2$  :  $N=21200$  points

Pour information, le temps de calcul de cette simulation est d'environ 15 secondes sur un ordinateur cadencé par une horloge à 2GHz.

## 6.2. Paramètres de l'acquisition et résultats du champ mesuré

Le rendement de l'aiguille hydrophone ainsi que les gains des amplificateurs n'étant pas connus précisément, la carte de mesure enregistrée est pour le moment une carte de pression relative (Figure 2-12).

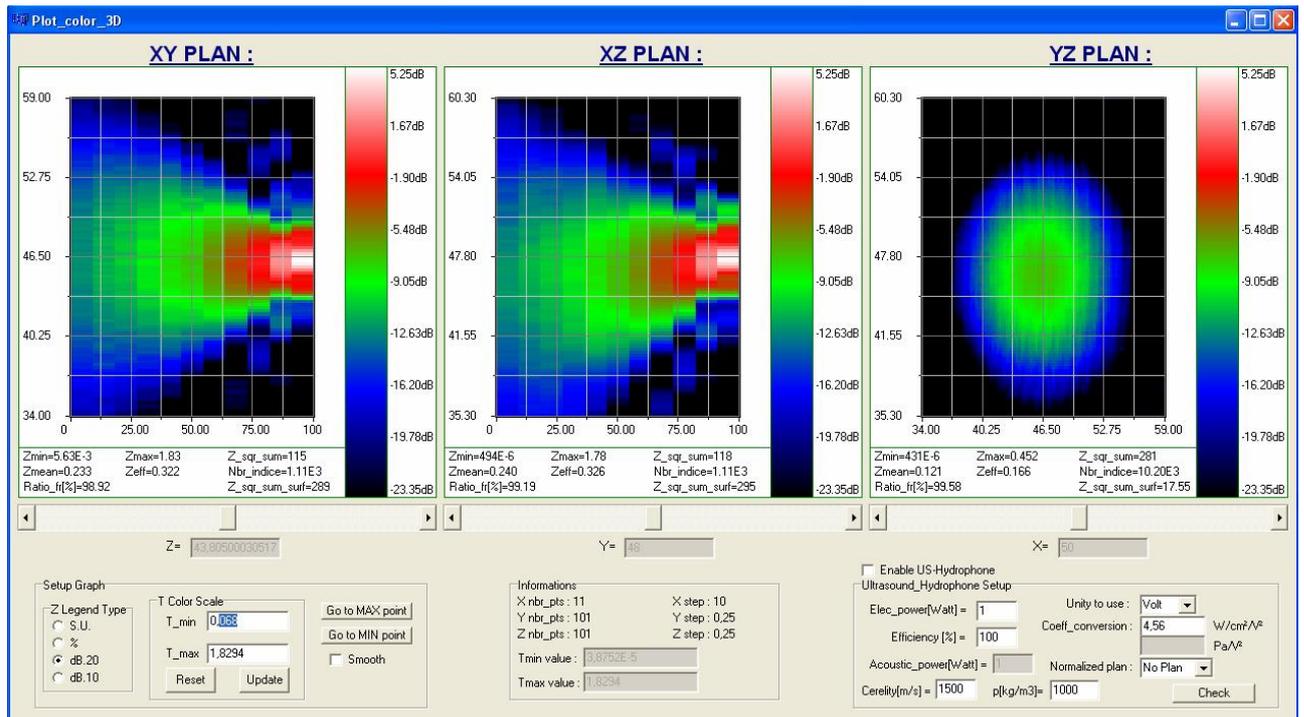


Figure 2-12 : Résultat de mesure de la distribution spatiale en dB du champ acoustique relatif d'un mono-élément

Les paramètres de l'acquisition de mesure sont :

- Position du mono-élément (X=109mm, Y=46.5mm, Z=47.8mm).
- Direction de propagation approximativement de direction opposée à l'axe (Ox).
- FOV de  $100 \times 25 \times 25 \text{ mm}^3$ . Résolution de  $10 \times 0,25 \times 0,25 \text{ mm}^3$ .

Pour ordre d'idée, la durée de cette acquisition composée de 112 211 points dans l'espace a été d'environ 24 heures.

## 6.3. Comparaison des résultats de mesures et de simulations

### 6.3.1. Puissance acoustique totale et apparente fonction de z

Afin de comparer les résultats de cartes de champ acoustique, il est nécessaire de les normaliser.

Les simulations ont été réalisées en suivant la procédure du Chapitre 2 : 3, et la carte de mesure suivant la procédure du Chapitre 2 : 5.

Le facteur de correction de la carte de mesure est basé sur la simulation d'un diamètre actif de 6,2mm, celle-ci s'avérant par la suite la simulation la plus proche des mesures. Il a été calculé pour les 11 plans de l'acquisition, et il a été pris la moyenne des 11 valeurs de  $F_c$  correspondantes.

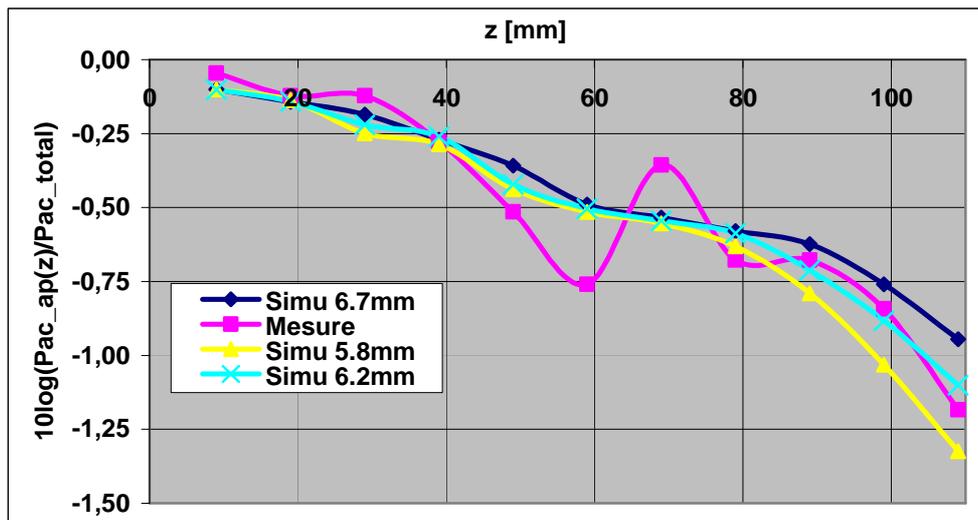


Figure 2-13 : Evolution de la puissance acoustique apparente  $Pac_{ap}(z)$ , en fonction de la distance  $z$  au mono-élément

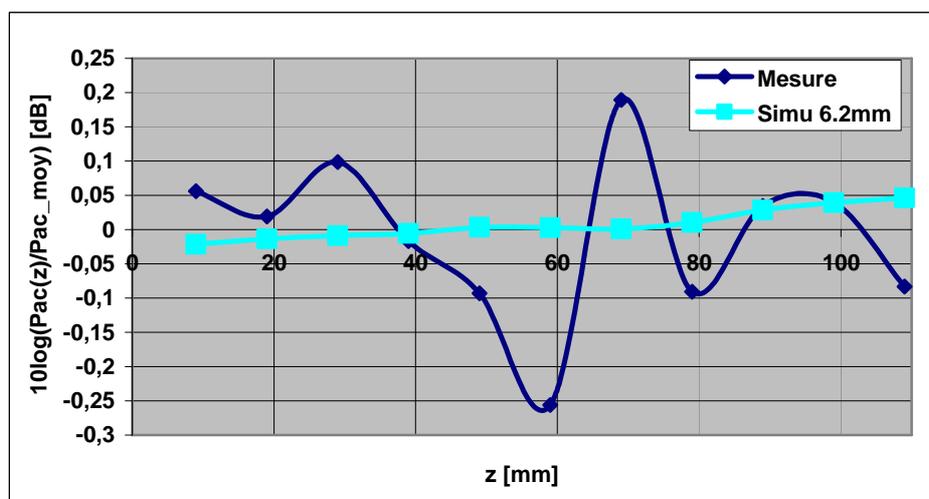


Figure 2-14 : Conservation de la puissance acoustique  $Pac(z)$  en fonction de la distance  $z$  du plan de calcul

La loi de conservation de puissance dans l'espace se vérifie avec une erreur de 0,25dB pour la mesure (soit une précision relative de 6%), et une erreur de 0,05dB pour la simulation (soit une précision relative d'environ 1%).

Les raisons principales probables causant l'imprécision de 6% de ces mesures sont les réflexions acoustiques parasites, ainsi qu'une mauvaise correction du couplage électrique entre l'alimentation RF du transducteur et la chaîne d'amplification du signal de l'hydrophone.

La principale raison liée à l'imprécision de 1% de la puissance pour la simulation est due à la discrétisation des plans d'intégrations pour le calcul des puissances acoustiques partielles.

La quasi invariabilité de la puissance acoustique en fonction de  $z$ , vérifie ici l'hypothèse que l'eau épurée utilisée est caractérisée par un coefficient de transmission  $T=1$ .

Il peut être noté ici que la puissance acoustique apparente  $P_{ac\_ap}(z)$  peut être approximée, à 10% près, à la puissance acoustique totale pour  $z \leq 40\text{mm}$ .

### 6.3.2. Evolution de la pression acoustique sur l'axe fonction de $z$

Afin de comparer les évolutions de la pression acoustique sur l'axe en fonction de la distance  $z$ , une pression de référence proportionnelle à la racine carrée de la puissance acoustique a été introduite.

$$P_{ref} \sqrt{\frac{P_{ac} \cdot r \cdot c}{X_{step\_FOV} \cdot Y_{step\_FOV}}}$$

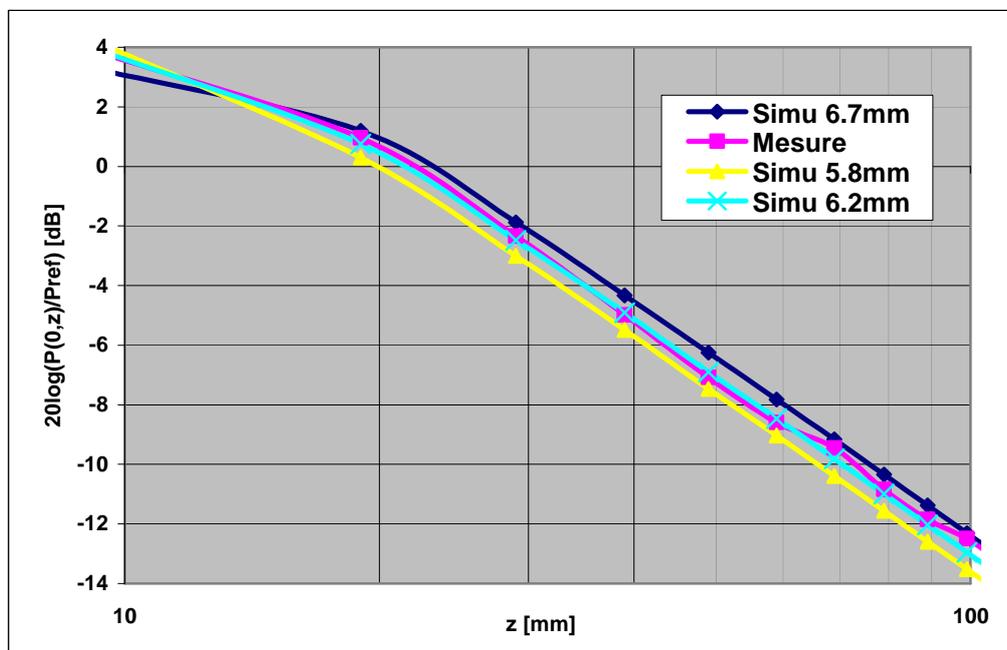


Figure 2-15 : Pression acoustique sur l'axe du mono-élément  $P(0,z)$  en fonction de la distance  $z$

La simulation avec un diamètre actif de 6,2mm correspond au mieux au profil de mesure. Chacune des courbes, à partir de  $z=25\text{mm}$ , suit une asymptote de pente  $-20\text{dB/décade}$ . Ceci s'explique par le fait que dans un champ assez lointain, tous les points sources (de la discrétisation de la source  $S$ ) émettent une phase acoustique quasi égale. Ainsi la surface source  $S$  pouvant être approximée à un unique point source, la pression acoustique est proportionnelle à  $1/z$  (ceci étant lié à l'Équation 2-1 de la diffusion Rayleigh).

Encore une fois ici, le fait que la pente de la pression  $P(0,z)$  soit très proche de  $-20\text{dB/décade}$  permet de vérifier que l'eau utilisée n'introduit pas de pertes notables dans la propagation des ondes acoustiques.

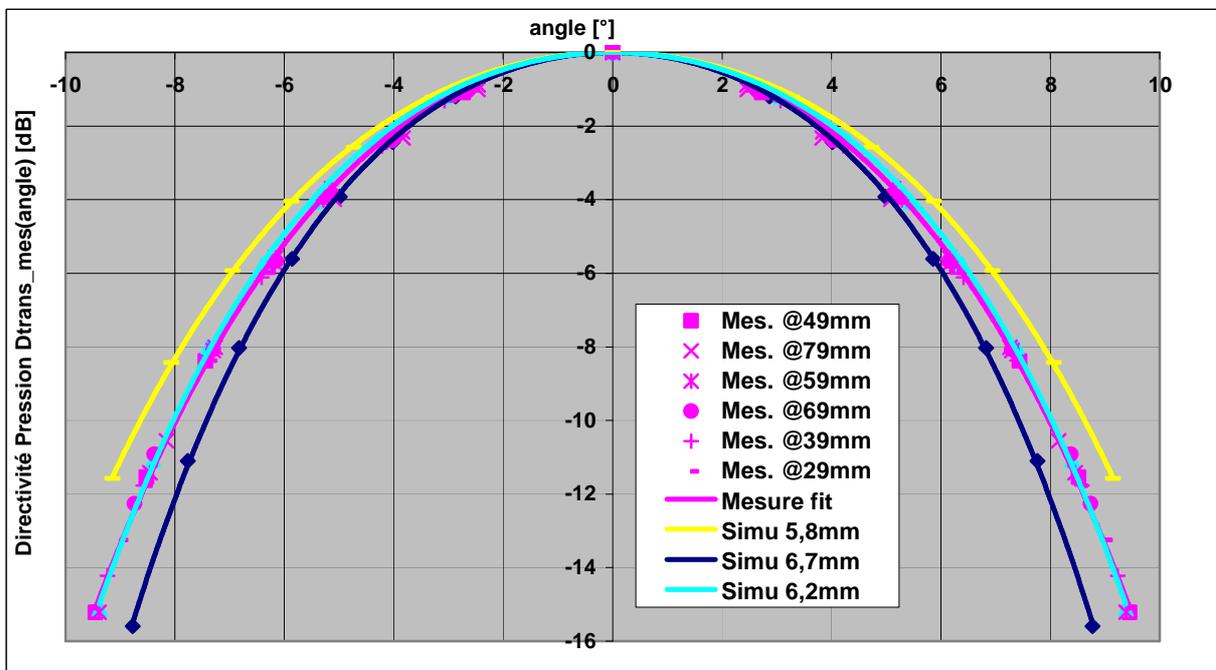
### 6.3.3. Directivité de la pression acoustique

Il est possible de caractériser un transducteur plan par sa directivité sur son champ lointain. Ici, on effectue la comparaison du module des pressions et non plus la projection selon (Oz). En utilisant les notations de la Figure 2-10, la directivité s'écrit :

$$D_{transd\_mes}(a) = \frac{|P(y, z)|}{|P(0, z)|} \div D_{hydrophone}(a) \cdot \frac{z'}{z}, \quad a = \cos^{-1}\left(\frac{y}{z}\right), \quad z' = \sqrt{z^2 + y^2}$$

Équation 2-20

Le terme  $D_{hydrophone}(a)$  compense la directivité de l'hydrophone et  $z'/z$  la différence de distance entre le point à l'axe et le point excentré en y (cf. Figure 2-10).



Contour	Angle d'ouverture		
	-3dB	-6dB	-10dB
Simu 5,8mm	10,3°	14°	17,3°
Simu 6,2mm	9,7°	13°	16°
Simu 6,7mm	9°	12,1°	14,8°
Mesure	9,3°	12,8°	15,9°

Figure 2-16 : Directivité de la pression du mono-élément en fonction de l'angle à l'axe de celui-ci

Ici aussi, le profil de directivité avec une simulation de diamètre actif de 6,2mm, est celui qui se rapproche le mieux des mesures.

Il est à noter que les points de mesure pour  $z > 79\text{mm}$  n'ont pas été utilisés, le signal devenant trop faible vis-à-vis du bruit de mesure, et l'imprécision de la correction du couplage électrique devenant non négligeable.

## **6.4. Normalisation pour une puissance de 1W électrique envoyée sur le transducteur**

La mesure du rendement par la méthode de la balance à l'aide des indications données en [Ref 2-6&7] a donné une valeur de 48 % à 1,5 MHz.

Ainsi en suivant la méthode de normalisation de la carte de champ acoustique au chapitre II.5.4, pour 1 Watt électrique alimentant le transducteur, une pression acoustique dans l'axe de  $P(z=79\text{mm})=63\text{kPa}=0,268\text{W/cm}^2$  (valeur efficace) est générée dans l'axe du mono-élément à 80mm de la source. Il est à noter que la mesure du rendement par la méthode de la balance fournit une précision de l'ordre de 15 % [Ref 2-6], donnant ainsi une précision de 7 % sur la pression.

## **6.5. Conclusion sur le champ acoustique du mono-élément**

L'exploitation des mesures indique que le mono-élément étudié correspond le mieux à une surface active de diamètre proche de 6,2 mm. Ainsi, le diamètre indiqué par le constructeur de 5,8 mm donne une précision respectable de l'ordre de 5 % sur le diamètre, et 14 % sur la surface en  $\text{mm}^2$ .

Deux explications peuvent expliquer cet écart (qui reste toute fois acceptable), la première étant la précision de fabrication de la partie active du transducteur, la seconde pouvant être un phénomène d'apodisation pouvant se créer au bord de la source dessinée.

## 7. Etude et mesure du champ acoustique d'un mono-élément focalisé

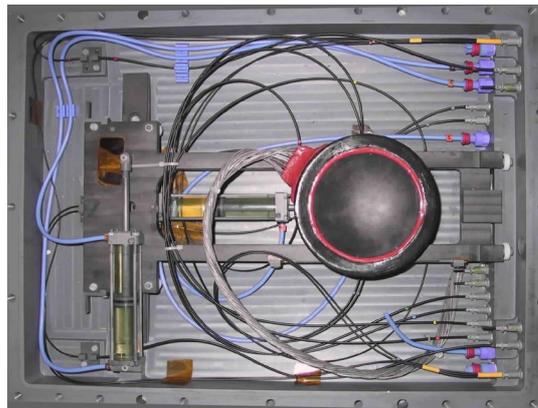


Figure 2-17 : Photographie représentant le mono-bloc focalisé

Le transducteur ici étudié est caractérisé par une callote sphérique de focale  $f=80\text{mm}$ . Son diamètre d'ouverture est de  $120\text{mm}$ . Sa fréquence de fonctionnement est de  $1,5\text{MHz}$ . Sa surface active est de valeur :  $S\approx 13600\text{mm}^2$ .

L'étude consiste à vérifier les dimensions du point focal, ainsi que son intensité, par rapport à la théorie.

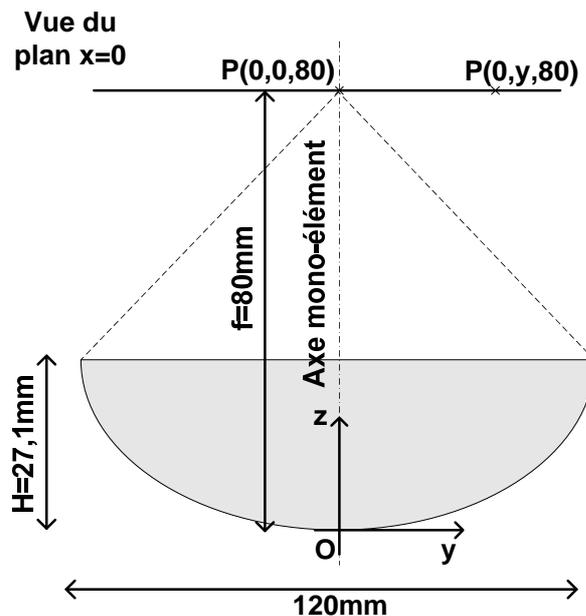


Figure 2-18 : Convention de repère et notations pour la comparaison des résultats

Pour la comparaison des résultats, la convention d'un repère commun tel que décrit en Figure 2-18 sera utilisée. La carte de mesure étant une projection de la pression selon  $(0z)$ , celle-ci sera comparée à une carte de simulation projetée elle aussi selon  $(0z)$ .

## 7.1. Paramètre et carte de simulation

Pour la simulation, les hypothèses d'une surface homogène en amplitude et phase d'émission sont aussi prises.

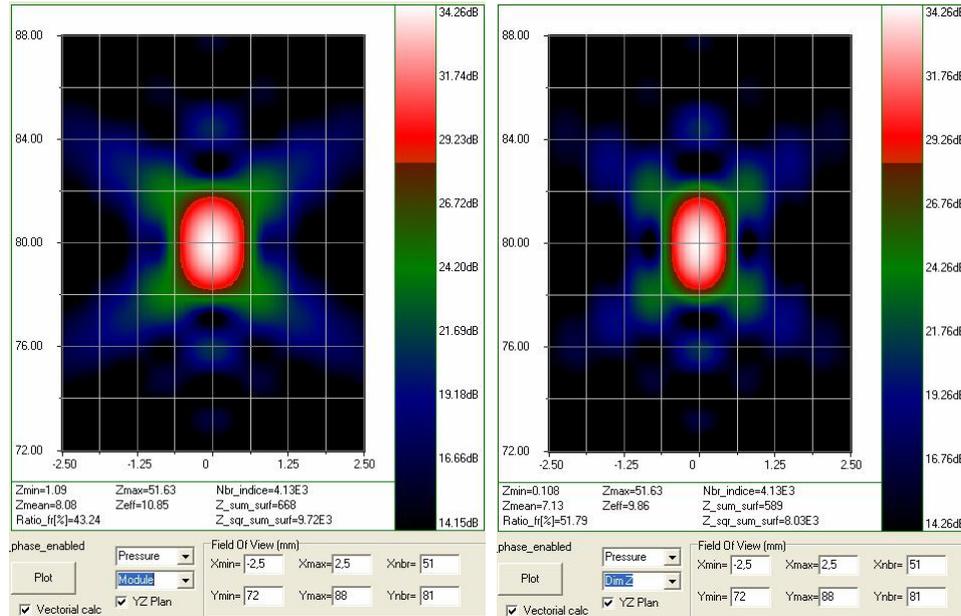


Figure 2-19 : Carte de champ de la pression acoustique résultat de simulation avec contour à -6 dB (Module à gauche, et projection selon Z à droite)

La carte spatiale de répartition de la pression acoustique étant de révolution suivant l'axe perpendiculaire à la surface d'émission passant par le centre du disque, un plan comprenant cet axe est suffisant pour représenter la répartition spatiale du champ acoustique.

Les paramètres de simulations sont :

- La position du mono-élément ( $X=0, Y=0$ ). Direction de propagation suivant ( $Oy$ ).
- Le FOV de  $5 \times 16 \text{ mm}^2$  comprenant l'axe ( $Oy$ ). Résolution de  $0,1 \times 0,2 \text{ mm}^2$ .
- La résolution du découpage de la source d'émission :  $0,1 \times 0,1 \text{ mm}^2$  :  $N=1,36 \text{ MPoints}$ .

Pour information, le temps de calcul de cette simulation est d'environ 20 minutes sur un ordinateur cadencé par une horloge à 2GHz.

## 7.2. Paramètre de l'acquisition et résultat du champ mesuré

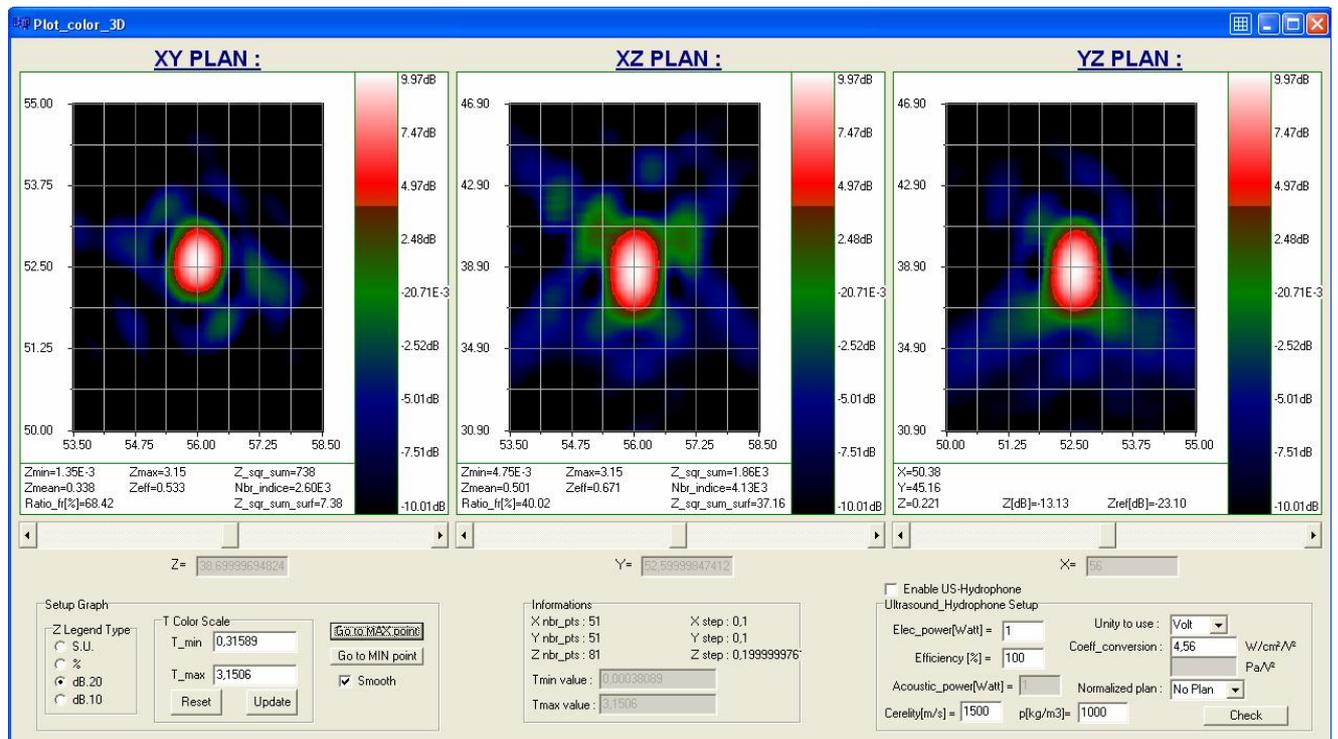


Figure 2-20 : Résultat de l'acquisition de mesure avec contour à -6dB de la pression maximale mesurée

Les paramètres de l'acquisition de mesure caractéristiques de la carte en Figure 2-20 sont :

- La position du centre du point focal (X=56mm, Y=52.6mm, Z=38.7mm).
- La direction de propagation approximativement de direction opposée à l'axe (Oz).
- Un FOV de  $5 \times 5 \times 16 \text{mm}^3$  avec une résolution de  $10 \times 0,25 \times 0,25 \text{mm}^3$ .
- Le FOV est centrée sur le point de l'espace ayant la plus grande pression acoustique.

Pour ordre d'idée, la durée de cette acquisition composée de 210 681 points dans l'espace a été d'environ 40heures.

## 7.3. Comparaison des résultats de mesures et de simulations

### 7.3.1. Dimensions du point focal

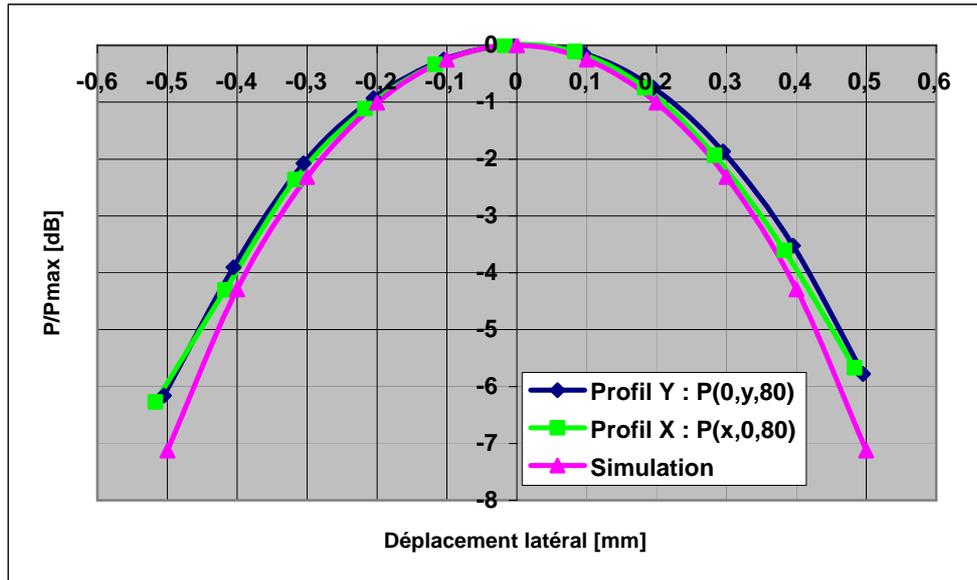


Figure 2-21 : Profils spatiaux selon x et y de l'acquisition et de la simulation (projection Z)

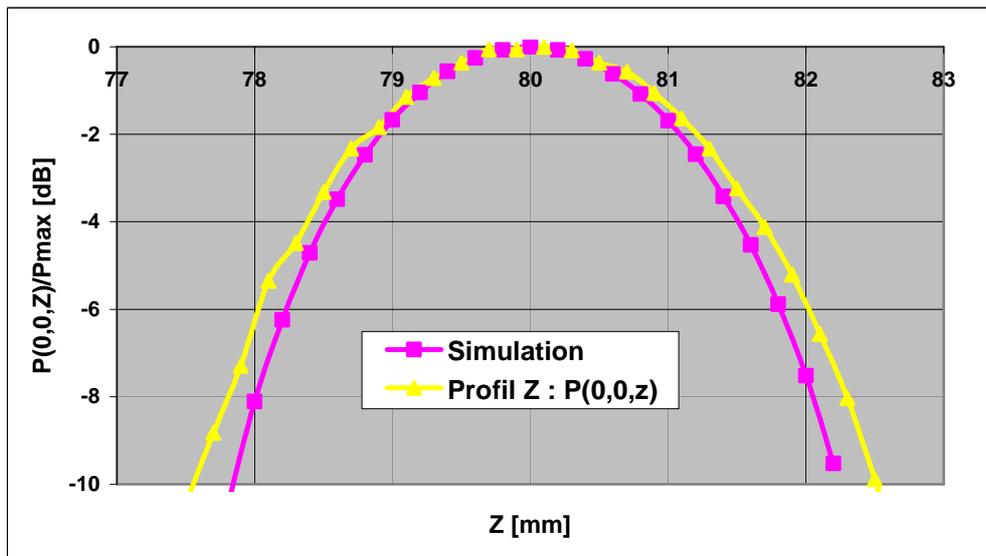


Figure 2-22 : Profils spatiaux selon z de l'acquisition et de la simulation (projection Z)

#### Comparaison des dimensions des points focaux à -6dB :

- Simulation :  $0,92 \times 0,92 \times 3,60 \text{ mm}^3$  (Projection Z)
- Mesure :  $0,99 \times 0,99 \times 4,01 \text{ mm}^3$  (Projection Z)
- Simulation :  $1,08 \times 1,08 \times 3,60 \text{ mm}^3$  (Module)
- Mesure :  $1,16 \times 1,16 \times 4,01 \text{ mm}^3$  (Module par extrapolation)

Suivant toutes les directions, le point focal se trouve plus gros pour la mesure par rapport à la simulation. Ainsi il y a une augmentation de 7,4% x 7,4% x 11,4% de ses dimensions. Ceci peut mettre en évidence une focalisation non idéale.

### 7.3.2. Puissance apparente $Pac_{ap}(Z)$ en fonction de $Z$

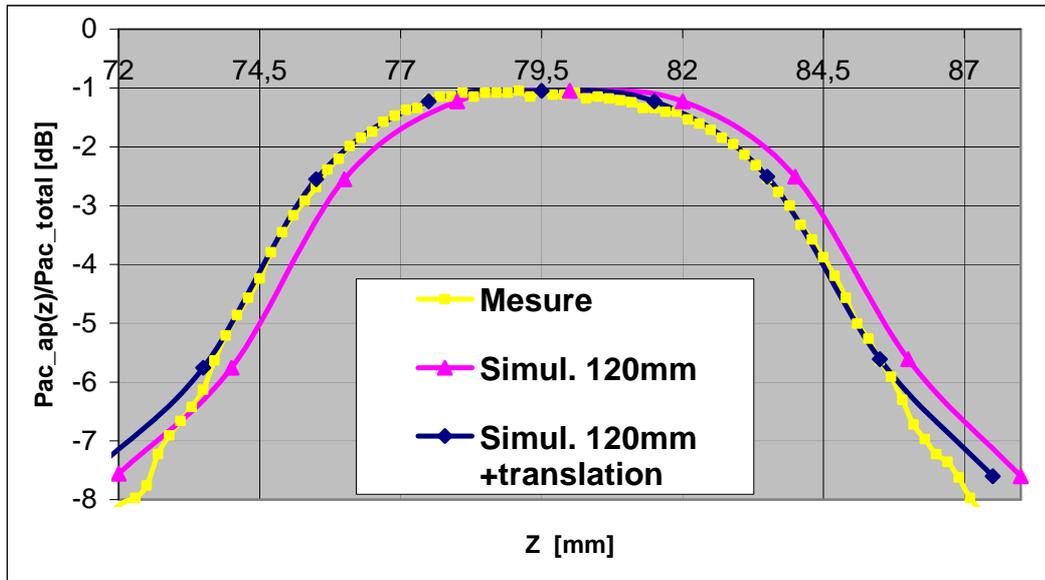


Figure 2-23 : Evolution de la puissance acoustique apparente  $Pac_{ap}(z)$ , en fonction de la distance  $z$

Le rapport entre la plus grande puissance acoustique apparente  $Pac_{ap}(z)$  et la puissance acoustique totale est de  $-1.04\text{dB}$ , soit un facteur de correction de puissance  $F_c=1,27$ .

Pour les valeurs au-dessus de  $-5\text{dB}$ , la courbe de mesure correspond tout à fait avec la courbe de simulation translatée de  $0,5\text{mm}$ . Ce qui laisserait penser que le facteur de correction  $F_c$  théorique est proche de la réalité.

Le fait que la courbe de mesure de la puissance apparente ne soit pas centrée par rapport à  $z=80\text{mm}$  (coordonnée de la plus grande pression mesurée) peut aussi être expliquée par une focalisation non idéale.

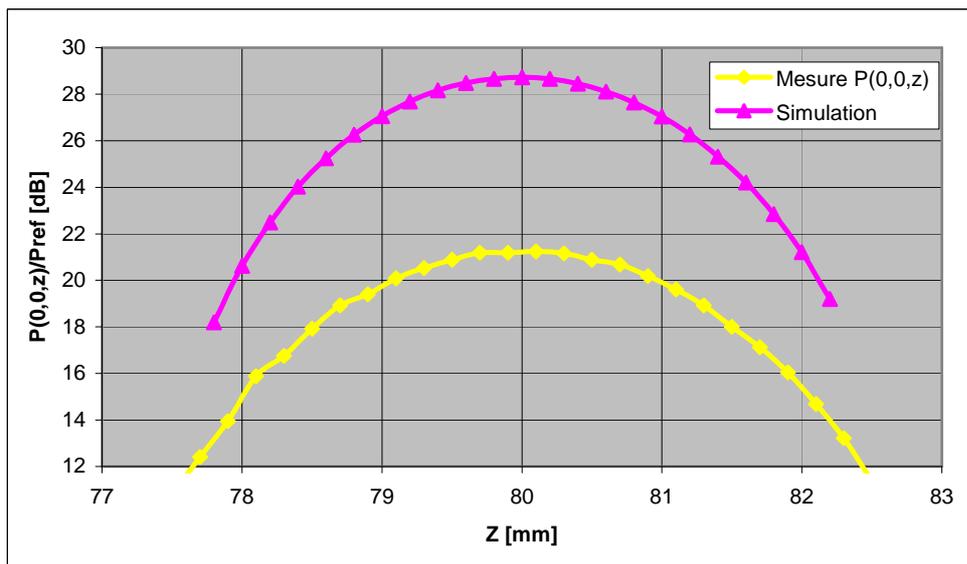


Figure 2-24 : Rapport  $P(z)/Pref$  fonction de  $z$ ,  $Pref$  étant proportionnelle à la racine carrée de  $Pac_{total}$

Enfin la courbe de gain de focalisation au point focal indique une valeur de 28.5dB en théorie, et un gain de 21.3dB pour la mesure. Soit une perte de 7.2dB (perte de 58% en pression, et 82% en intensité acoustique) due à une mauvaise focalisation du faisceau ultrasonore.

### **7.3.3. Normalisation pour 100W électrique**

La mesure du rendement par la méthode de la balance [Ref 2-6&7] (incluant le coefficient de correction pour une onde non plane mais focalisée) a révélé une valeur de 40%.

Ceci nous donne pour une puissance électrique de 100W, une pression acoustique au point focal de  $P(0,0,80)=8.89\text{MPa}=5,34\text{kW/cm}^2$  (valeurs efficaces).

On obtient par simulation une pression acoustique au point focal de  $P(0,0,80)=21.0\text{MPa}=29.9\text{kW/cm}^2$  (valeurs efficaces).

## **7.4. Conclusion sur le champ ultrasonore du mono-élément focalisé**

Bien que la défocalisation du transducteur entraîne une perte au point focal de 7,8dB (58% de la pression au point focale), les dimensions de la tache à -6dB restent proche de celle prédite (environ 10%) dans le cas idéal de la simulation.

Ceci souligne fortement l'intérêt d'une calibration des réseaux matriciels en phase, ainsi qu'une compensation de la défocalisation possiblement créée par les différentes interfaces de tissus traversées.

Cependant cet écart important mériterait d'être étudié de manière plus approfondie au travers d'expériences complémentaires qui confirmerait ce résultat. Ceci peut par exemple être fait, en calculant le coefficient de conversion tension/pression à l'aide d'un préscan avec le petit mono-élément (avec une connaissance précise de la puissance envoyée), suivi du scan du mono-élément focalisé.

## **8. Conclusion et perspectives**

### **8.1. Améliorations du banc**

Une amélioration possible de la plateforme est possible en utilisant une émission d'un train d'onde suffisamment large (afin d'arriver à un régime établi électrique et mécanique de la chaîne d'émission et de réception) plutôt qu'une émission permanente. Cette technique permettra en effet d'éliminer les problèmes de couplage électrique, et de réflexions acoustiques parasites. Cela permettra ainsi d'avoir une carte de champ de meilleure précision.

Il est aussi possible d'augmenter la précision du banc en tenant compte de la directivité réelle de l'hydrophone (donc établir un protocole pour la mesure et calibration de la directivité de l'aiguille).

Enfin, une amélioration logicielle à envisager pourrait être l'extrapolation de la carte de mesure de pression vers une carte de champ de pression vectorielle.

### **8.2. Perspectives de travaux de mesure**

A la vue de l'importance d'avoir une focalisation efficace souligné par l'analyse du mono-élément focalisé, l'utilisation du banc acoustique pour un étalonnage en amplitude et en phase des réseaux matriciels serait fort nécessaire. Ceci nécessitera l'étalonnage précis de la directivité spatiale de l'hydrophone.

Une autre perspective de travail possible, peut être l'utilisation du banc pour une calibration en phase acoustique pour un tir intracostal.

## 9. Références

**[Ref 2-1]** Correlation of ultrasound-mediated drug delivery with acoustical properties of the transducer by macroscopic fluorescence imaging, M. Lepetit-Coiffé, A. Yudina, P. Lourenco de Oliveira, R. Deckers, F. Couillaud F, C. Moonen, 9th International Symposium on Therapeutic Ultrasound, Aix-en-Provence, France, Sept 2009.

**[Ref 2-2]** GREFFET, Jean-Jacques, Diffusion de la lumière, cours de l'École Supérieure d'Optique, 2003

**[Ref 2-3]** Measurement of high intensity focused ultrasound fields by a fiber optic probe hydrophone. Zhou Y, Zhai L, Simmons R, Zhong P., J Acoust Soc Am. 2006 Aug;120(2).

**[Ref 2-4]** Measurement and characterisation of ultrasonic fields using hydrophones in the frequency range 0,5 MHz to 15 MHz, International Electrotechnical Commission (1991), IEC Publication 61102

**[Ref 2-5]** Uncertainties in free-field hydrophone calibration – Technical guidance note - National Physical Laboratory (2002)

**[Ref 2-6]** Best Practice Guide to Measurement of Acoustic Output Power - National Physical Laboratory 2002

**[Ref 2-7]** Ultrasonic power measurement in liquids in the frequency range 0.5 MHz to 25 MHz International Electrotechnical Commission (1992), IEC Publication 61161, IEC, Geneva

# **Chapitre 3 : Détermination des paramètres tissulaires sur reins de porc perfusés**

## 1. Introduction

L'objectif de la thérapie est d'induire un chauffage suffisant pour la destruction du tissu pathologique tout en préservant les tissus sains avoisinants. Dans les tissus vivants, la perfusion sanguine, la conductivité thermique ainsi que l'efficacité d'absorption des ondes acoustiques jouent un rôle important dans la distribution spatio-temporelle de la température. Ainsi pour un contrôle/asservissement [Ref 3-13] optimal de la température dans le temps et dans l'espace, la modélisation du comportement thermique des tissus chauffés est nécessaire.

Dans ce chapitre, il est proposé une méthode de mesure des paramètres thermiques du tissu, basée sur une analyse quantitative des cartes de température acquises par IRM [Ref 3-6&15] durant un chauffage par Ultrasons Focalisés de Haute Intensité. Des expérimentations sur reins de porcs perfusés *ex vivo* avec des débits différents ont été réalisées pour évaluer l'influence de la perfusion sur la distribution de la température. A une échelle macroscopique, le modèle de transfert de chaleur dans les tissus biologiques (Bio-Heat Transfert – BHT), proposé par Pennes [Ref 3-1], décrit l'évolution spatio-temporelle de la température en fonction des trois paramètres thermiques du tissu : la perfusion, la diffusion thermique et le facteur d'absorption.

Les objectifs de ce travail sont d'évaluer la précision du modèle BHT sur le rein pour décrire la distribution de la température en présence de la perfusion et de proposer une méthode quantitative pour l'estimation des trois paramètres thermiques du tissu : la perfusion, la diffusion thermique et l'absorption des ultrasons.

## 2. Théorie et modélisation

### 2.1. Le modèle thermique tissulaire Bio-Heat Transfert

L'équation BHT [Ref 3-1] est un modèle décrivant l'évolution spatio-temporelle de la température dans un tissu biologique hétérogène (en absence de grands vaisseaux sanguins) selon l'équation suivante :

$$\rho_t c_t \frac{\partial T(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = \text{div} \cdot (k_t \text{grad} T(\mathbf{r}, t)) - w_b \rho_b c_b [T(\mathbf{r}, t) - T_a] + \alpha \cdot P(\mathbf{r}, t), \text{ avec :}$$

*Équation 3-1*

$T(\mathbf{r}, t)$  [°C] : La température locale du tissu  
 $T_a$  [°C] : La température du sang artériel  
 $\rho_t$  et  $\rho_b$  [kg·m<sup>-3</sup>] : Les masses volumiques du tissu et respectivement du sang  
 $c_t$  et  $c_b$  [J·kg<sup>-1</sup>·K<sup>-1</sup>] : Les capacités calorifiques du tissu et respectivement du sang  
 $w_b$  [m<sup>3</sup>·m<sup>-3</sup>·s<sup>-1</sup>] : Le coefficient de perfusion  
 $k_t$  [W·m<sup>-1</sup>·K<sup>-1</sup>] : La conductivité thermique  
 $\alpha$  [m<sup>3</sup>·K·J<sup>-1</sup>] : Le coefficient local d'absorption  
 $P(\mathbf{r}, t)$  [W·m<sup>-3</sup>] : La puissance thermique déposée localement par unité volumique

Selon l'Équation 3-1, la chaleur est évacuée par deux phénomènes physiques :

- La conduction, exprimée par le terme  $\text{div} \cdot (k_t \text{grad} T(\mathbf{r}, t))$ , représentant le transfert d'énergie des régions ayant une température élevée vers des régions avec des températures plus basses.
- La convection, exprimée par le terme  $w_b \rho_b c_b [T(\mathbf{r}, t) - T_a]$ , représentant la quantité de chaleur évacuée par le flux sanguin. Une supposition de ce modèle est que le sang pénètre dans le tissu chauffé à la température artérielle et sort du volume chauffé à la température locale du tissu.

En considérant les chaleurs spécifiques et les masses volumiques du tissu et du sang identiques ( $c_t = c_b$  et  $\rho_t = \rho_b$ ), et une conductivité thermique  $k_t$  constante, l'Équation 3-1 devient :

$$\frac{\partial T(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = D \nabla^2 T(\mathbf{r}, t) - w_b T(\mathbf{r}, t) + \alpha P(\mathbf{r}, t), \text{ avec :}$$

*Équation 3-2*

$D = k_t / \rho_t c_t$  [mm·s<sup>-1</sup>] : Le coefficient de diffusion thermique  
 $\nabla^2$  : L'opérateur Laplacien  
 $w_b$  [m<sup>3</sup>·m<sup>-3</sup>·s<sup>-1</sup>] : Le coefficient de perfusion  
 $\alpha$  [m<sup>3</sup>·K·J<sup>-1</sup>] : Le coefficient local d'absorption  
 $T(\mathbf{r}, t)$  [K] : L'élévation de la température du tissu, avec  $T_{initial} = T_a$

## 2.2. L'évolution temporelle de l'énergie déposée dans l'espace

Pour une puissance acoustique constante ( $P$ ) appliquée pendant une durée  $t_h$  suivie d'une période de refroidissement  $t_c$ , l'intégration spatiale de l'Équation 3-2 sur un volume  $V$ , mène à l'expression suivante pour l'énergie thermique  $E_{Th}$  :

$$\frac{\partial E_{Th}(t)}{\partial t} = D \iiint_{r \in V} \nabla^2 T(\mathbf{r}, t) d\mathbf{r} - w_b E_{Th}(t) + a \iiint_{r \in V} P(\mathbf{r}, t) d\mathbf{r}$$

Équation 3-3

La considération d'un volume  $V$  suffisamment large, vérifiant les conditions aux limites  $T(r_{max}, t) = 0$ , ainsi que  $\partial T(r_{max}, t) / \partial x = \partial T(r_{max}, t) / \partial y = \partial T(r_{max}, t) / \partial z = 0$ , permet d'annuler le terme  $\iiint_{r \in V} \nabla^2 T(\mathbf{r}, t) d\mathbf{r}$  et ainsi obtenir une équation différentielle du premier ordre :

$$\frac{\partial E_{Th}(t)}{\partial t} + w_b E_{Th}(t) = a \cdot P_{tot}, \text{ avec :}$$

Équation 3-4

$$P_{tot} = \iiint_{r \in V} P(\mathbf{r}, t) d\mathbf{r} \text{ [W] : la puissance spatiale totale déposée}$$

La solution analytique de l'Équation 3-4 s'écrit :

$$E_{Th}(t) = \begin{cases} aP[1 - \exp(-w_b t)] / w_b & \text{durant le chauffage} \\ E_{Th0} \exp[-w_b (t - t_h)] & \text{durant le refroidissement} \end{cases}, \text{ avec :}$$

Équation 3-5

$E_{Th0}$  [J] : L'énergie accumulée dans le tissu à la fin du chauffage, à l'instant  $t_h$

## 2.3. L'évolution spatio-temporelle de la température

L'évolution temporelle de l'énergie thermique dans l'Équation 3-5, est représentée par une fonction exponentielle dépendant des coefficients de perfusion et d'absorption, et indépendante de la diffusion thermique. En l'absence de perfusion, l'énergie thermique augmente linéairement pendant le chauffage et reste constante pendant la période de refroidissement.

La distribution spatiale de l'énergie acoustique émise par le transducteur de forme ellipsoïdale peut être modélisée approximativement par une Gaussienne 3D dont les dimensions longitudinales et respectivement transverses, par rapport à la direction de propagation dépendent des caractéristiques du transducteur ainsi que de la fréquence utilisée. Dans le cas d'un chauffage à puissance constante en un point fixe, la distribution spatiale de la température peut être approximée par une fonction Gaussienne [Ref 3-8]. Cette approximation permet de résoudre

analytiquement l'Équation 3-2 durant la période de refroidissement. La solution analytique de l'Équation 3-2 peut être obtenue à l'aide d'une transformée de Fourier spatiale [Ref 3-4] pendant la période de refroidissement ( $P(\mathbf{r}, t > t_h) = 0$ ) :

$$\frac{\partial T^*(\mathbf{k}, t)}{\partial t} = -(k^2 D + w_b) T^*(\mathbf{k}, t), \text{ avec :}$$

*Équation 3-6*

$T^*(\mathbf{k}, t)$  : transformée de Fourier spatiale de la distribution spatiale de la température  $T(\mathbf{r}, t)$

L'intégration analytique de cette équation différentielle du premier ordre durant la période de refroidissement donne la solution suivante :

$$T^*(\mathbf{k}, t) = T^*(\mathbf{k}, 0) \exp(-k^2 D t) \cdot \exp(-w_b t)$$

*Équation 3-7*

Une approximation de la distribution initiale de la température par une fonction Gaussienne permet d'obtenir l'expression suivante dans l'espace de Fourier :

$$T^*(\mathbf{k}, 0) = T_0 \cdot (2\pi)^{3/2} \cdot \sigma_{0yz}^2 \cdot \sigma_{0x} \cdot \exp[-k_x^2 \sigma_{0x}^2 / 2] \cdot \exp[-(k_y^2 + k_z^2) \sigma_{0yz}^2 / 2]$$

*Équation 3-8*

$T_0$  [°C] : La température au point focal à la fin de la période de chauffage ( $t_h$ )

$\sigma_{0yz}$  et  $\sigma_{0x}$  : Les valeurs des variances de la fonction Gaussienne (étalement spatial de la température), dans le plan horizontal ( $Oyz$ ) et respectivement la direction verticale ( $Ox$ ).

En utilisant la valeur initiale de  $T^*(\mathbf{k}, 0)$  (Équation 3-8) dans l'Équation 3-7 et en appliquant une transformation de Fourier inverse, la distribution de la température pendant le refroidissement s'écrit :

$$T(\mathbf{r}, t) = T_0 \left( \frac{\sigma_{0yz}^2}{\sigma_{0yz}^2 + 2Dt} \right) \cdot \left( \frac{\sigma_{0x}}{\sigma_{0x} + 2Dt} \right)^{1/2} \exp\left[ -\frac{y^2 + z^2}{2(\sigma_{0yz}^2 + 2Dt)} \right] \exp\left[ -\frac{x^2}{2(\sigma_{0x} + 2Dt)} \right] \exp(-w_b t)$$

*Équation 3-9*

$T_0$  [°C] : La valeur de la température au point focal à l'instant  $t_h$

$\sigma_{0yz}$  et  $\sigma_{0x}$  : Les variances de la Gaussienne spatiale, représentant l'étalement de la distribution de la température dans le plan horizontal ( $Oyz$ ) et respectivement dans la direction verticale ( $Ox$ ).

A l'instant  $t$ , la solution analytique donnée dans l'Équation 3-9 décrit la distribution spatiale de la température, d'une allure Gaussienne caractérisée par une déviation standard augmentant linéairement avec le temps de pente égale à  $2 \cdot D$ . En accord avec le modèle BHT, cette équation montre que l'étalement spatial de la température ne dépend pas du coefficient de perfusion, mais dépend uniquement de la diffusion thermique. La perfusion agissant uniquement comme un facteur d'échelle.

### **3. Matériels et Méthodes**

#### **3.1. Modèle de l'organe**

Les expériences ont été effectuées sur cinq reins de porc *ex vivo*. Les organes ont été extraits immédiatement après le sacrifice de l'animal et perfusés rapidement avec un liquide isotonique (0,9 % NaCl) (Baxter S.A., Lessines, Belgique) à température ambiante. Après un passage rapide du liquide de perfusion pour éviter la coagulation du sang à l'intérieur du tissu, l'organe ainsi que le fluide de perfusion ont été placés dans la chambre de l'IRM, soixante minutes avant le début des expériences pour obtenir un état d'équilibre thermique de l'ensemble à 20 °C. Toutes les expériences effectuées ont été approuvées par le comité d'éthique local.

Des expériences avec des conditions variables de perfusion (de 0 jusqu'à 2,3 mL·sec<sup>-1</sup>) ont été effectuées avec un ajustement manuel du flux rentrant par une obstruction progressive du tube. Pour chaque expérience, le flux a été précisément mesuré durant trois minutes. Les variations du flux rentrant peuvent induire des modifications du volume du rein et par conséquent des modifications du champ magnétique local. Pour ces raisons une période de stabilisation de cinq minutes a été systématiquement respectée après chaque modification du débit du flux avant le début d'une nouvelle séquence d'acquisition associée à son chauffage par ultrasons.

#### **3.2. Chauffage par Ultrasons Focalisés de Haute Intensité**

Le chauffage par ultrasons focalisés a été effectué pendant 10 à 24 secondes avec une puissance constante de 115W de puissance électrique à l'aide d'un transducteur mono-élément focalisé (transducteur étudié au Chapitre 2 : 7), sphérique, compatible IRM (Imasonic S.A., Besançon, France) intégré dans le lit de l'IRM. Le transducteur opère à une fréquence de 1,5 MHz et a les dimensions suivantes : diamètre d'ouverture de 120 mm et un rayon de courbure de 80 mm. Le point focal a une allure ellipsoïdale d'un volume d'environ 1×1×4 mm<sup>3</sup>, allongée dans la direction de propagation des ondes acoustiques (axe vertical). Le transducteur est immergé dans un bassin rempli avec de l'eau dégazée avec une membrane sur la partie supérieure. Le couplage acoustique avec l'organe a été réalisé avec du gel échographique de contact (Parker Laboratories, Inc., Fairfield, NJ, É.U.).

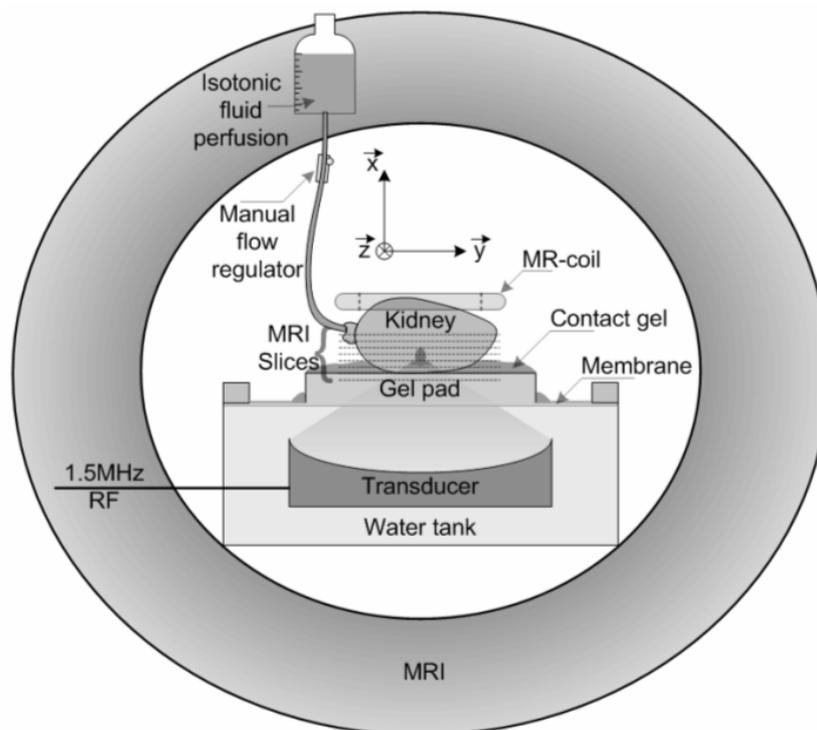


Figure 3-1 : Dispositif du montage expérimental pour le chauffage par ultrasons focalisés d'un rein de porc utilisé dans le système IRM Philips 1,5Tesla

Le schéma du dispositif expérimental est décrit en Figure 3-1. Le transducteur acoustique est piloté par un GBF (Yokogawa, type FG110, Tokyo, Japon) fournissant un signal sinusoïdal, qui est ensuite amplifié par un amplificateur KMP170F (gain en puissance de 58 dB, Kalmus, Bothell, WA, É.U.) fournissant une puissance électrique de 115 W au transducteur pendant la phase de chauffage. Le positionnement précis du point focal dans une région cible a été effectué à l'aide de pistons hydrauliques (amplitude maximale du déplacement du transducteur dans les deux directions du plan horizontal ~ 80 mm). La position verticale du point focal dans le rein a été ajustée en jouant sur l'épaisseur du gel de contact utilisé. Différentes régions (4-10) du cortex rénal ont été chauffées à une puissance constante dans des conditions différentes de flux (3 jusqu'à 7 chauffages dans une région). Au total, cent expériences de chauffage différentes ont été effectuées avec un monitoring par IRM de température.

### 3.3. Thermométrie par IRM

Toutes les expériences ont été réalisées sur un scanner clinique Philips 1,5 T Achieva (Philips Systèmes Médicaux, Best, Pays-Bas). L'acquisition du signal a été effectuée à l'aide d'une antenne de surface de diamètre intérieur de 9,6 cm. L'antenne a été positionnée au dessus du rein (cf. Figure 3-1). Des images anatomiques pondérées en  $T_2$  et  $T_1$  ont été acquises utilisant une séquence Turbo Spin Echo (TSE),  $TE/TR=80/1200$  ms (TE : temps d'écho, TR : temps de

répétition) et respectivement une séquence Echo de Gradient rapide  $TE/TR=9,2/19$  ms. Les paramètres géométriques des deux séquences sont les suivants : FOV=128×128 mm<sup>2</sup>, matrice d'acquisition 128 × 128, 8 coupes adjacentes (distance entre deux coupes égale à zéro), épaisseur de coupe 5 mm. La résolution spatiale des images est de 1×1×5 mm<sup>3</sup>. Ces images ont été acquises avant les expériences de chauffage afin d'identifier les structures anatomiques du rein et de pouvoir positionner ainsi le point focal du transducteur dans la région corticale.

Pour le monitoring de la température, une séquence dynamique écho de gradient EPI-segmentée a été utilisée avec des paramètres  $TR = 300$  ms,  $TE = 18$  ms, angle de basculement  $\alpha = 35^\circ$ , facteur EPI = 11, et une résolution temporelle de 2,4 sec/volume. Les cartes de température ont été calculées en utilisant la technique de variation de la fréquence des protons (PRF) (constante de conversion 0,0094 ppm·°C<sup>-1</sup>) et affichées on-line. Comme la région d'intérêt utilisée dans nos expériences n'a pas dépassé 30 mm, on peut estimer que la dérive temporelle du champ magnétique est uniforme à l'intérieur d'une telle région de taille relativement réduite. Cette technique constitue une approximation d'ordre zéro (uniquement la variation temporelle du champ magnétique est prise en compte). Pour compenser le drift temporel de la phase induit par la variation du champ magnétique, une région non chauffée à l'extérieur de notre région d'intérêt a été utilisée.

### **3.4. Estimation numérique des paramètres thermiques du tissu**

Après expériences, le traitement des données a été effectué off-line à l'aide de programmes écrits dans le langage IDL (ITT Visual Information Solutions, Boulder, CO, É.U.) pour l'estimation des coefficients de perfusion, diffusion et d'absorption pour les différents débits de flux entrant.

Dans un premier temps, l'évolution temporelle de l'énergie thermique a été calculée à l'aide d'une intégration numérique spatiale de chaque carte de température de la série temporelle sur une région cylindrique ayant un diamètre de 30 mm autour du point focal et une hauteur de 30 mm. Le taux de perfusion et le coefficient d'absorption ont été calculés à l'aide d'une régression non-linéaire minimisant l'erreur moyenne quadratique utilisant l'algorithme de Marquard-Levenberg.

Le calcul du coefficient de diffusion a été effectué en analysant l'étalement spatial des cartes de température en fonction du temps pendant la période de refroidissement comme proposé par Cheng et Plewes [Ref 3-8]. Dans ce but, la distribution spatiale de la température dans une région de 38 × 38 mm<sup>2</sup>, centrée sur le point focal (voxel ayant la température la plus élevée

pendant le chauffage) a été ajustée par régression sur une fonction Gaussienne 2D à l'aide de l'algorithme de Marquard-Levenberg. Conturo et Smith [Ref 3-9] ont démontré que l'erreur sur la mesure de la phase en un voxel de l'image est inversement proportionnelle au rapport signal-sur-bruit (SNR) de l'image de magnitude. Compte tenu de cette remarque, pour une amélioration de la qualité de la régression, chaque erreur quadratique de la température a été pondérée par l'amplitude du voxel correspondant. Afin de déterminer la valeur de  $D$ , une régression linéaire de l'évolution temporelle de  $\sigma^2$  a été effectuée (voir l'Équation 3-9).

#### 4. Résultats

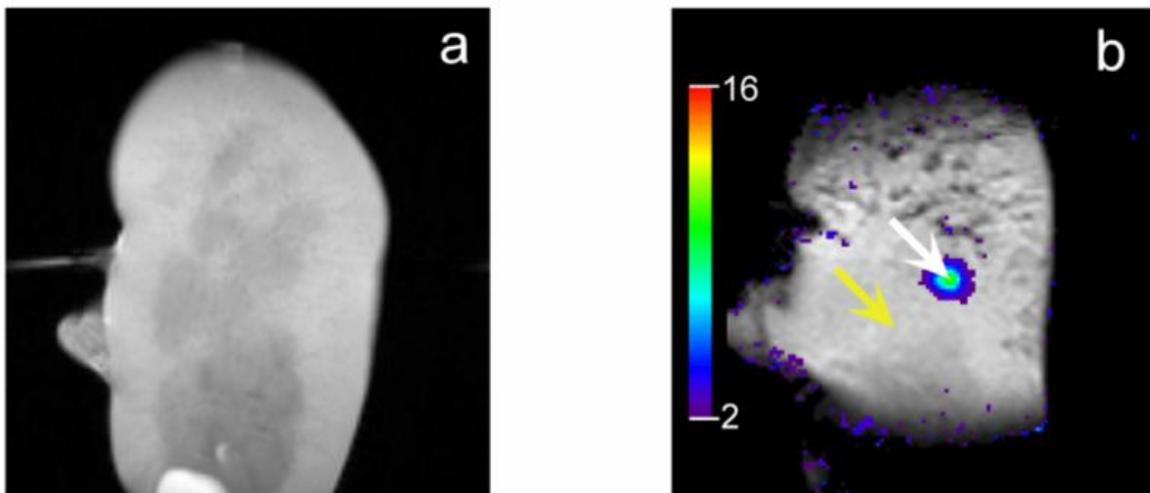


Figure 3-2 : a : Image du rein pondérée en  $T_2$ , acquise avant le début du protocole de chauffage.

b : Carte de température dans le plan focal codée en couleurs, superposée sur l'image de magnitude correspondante ; la flèche blanche indique la position du point focal et la flèche jaune indique un point situé à l'extérieur de la zone de chauffage utilisé pour estimer la stabilité de la température

La Figure 3-2 affiche les résultats d'une expérience de chauffage par ultrasons focalisés de haute intensité en présence d'un débit de  $57 \text{ mL}\cdot\text{min}^{-1}$ . L'image pondérée en  $T_2$ , représentée dans la Figure 3-2a montre la structure anatomique du rein. La Figure 3-2b montre la carte de température de la coupe centrale du volume acquis à la fin de l'application de la puissance, à l'instant  $t_c$ . La flèche blanche indique la position du point focal.

## 4.1. Représentation et régression des mesures spatiales et temporelles

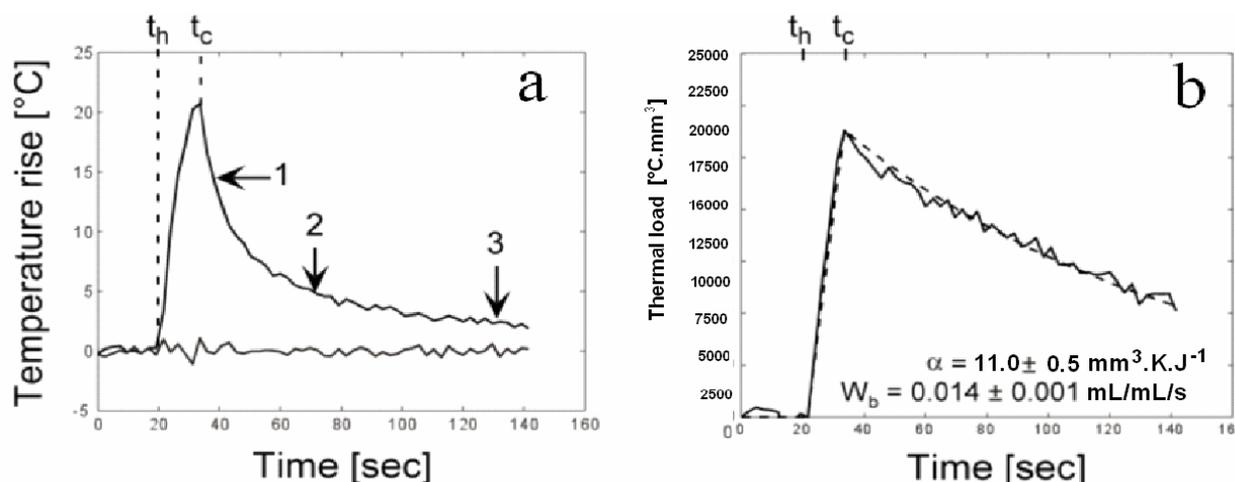


Figure 3-3 : a : Evolution temporelle de la température au point focal (point indiqué par la flèche blanche dans la Figure 3-2b) et à l'extérieur de la région de chauffage (point indiqué par la flèche jaune en Figure 3-2b). Les temps  $t_h$  et  $t_c$  indiqués au dessus du graphique correspondent au début de la période de chauffage et respectivement de la période de refroidissement.

b : Evolution temporelle de l'énergie thermique : données expérimentales (trait continu) et fit résultant conformément à l'Équation 3-5 (trait pointillé). Le taux de perfusion ( $w_b$ ) ainsi que le coefficient d'absorption ( $\alpha$ ) avec leurs déviations standard correspondantes trouvées pour cette expérience sont indiqués.

L'évolution temporelle de la température au point focal est représentée dans la Figure 3-3a ainsi que l'évolution de la température mesurée dans un voxel à l'extérieur de la région chauffée (indiqué par la flèche jaune dans la Figure 3-2b). La déviation standard de la température a été de  $0,3 \text{ }^\circ\text{C}$ , ce qui montre une bonne précision de la thermométrie par IRM. La température a augmenté pendant l'application de la puissance acoustique et est retournée à sa valeur initiale en raison des phénomènes de diffusion et de perfusion en étant la cause. L'évolution temporelle de l'énergie thermique  $E_{Th}$  ainsi que le fit résultant, conformément à l'Équation 3-5 sont représentés dans la Figure 3-3b. Nous pouvons remarquer une excellente correspondance entre les données expérimentales et le fit résultant du modèle décrit par BHT.

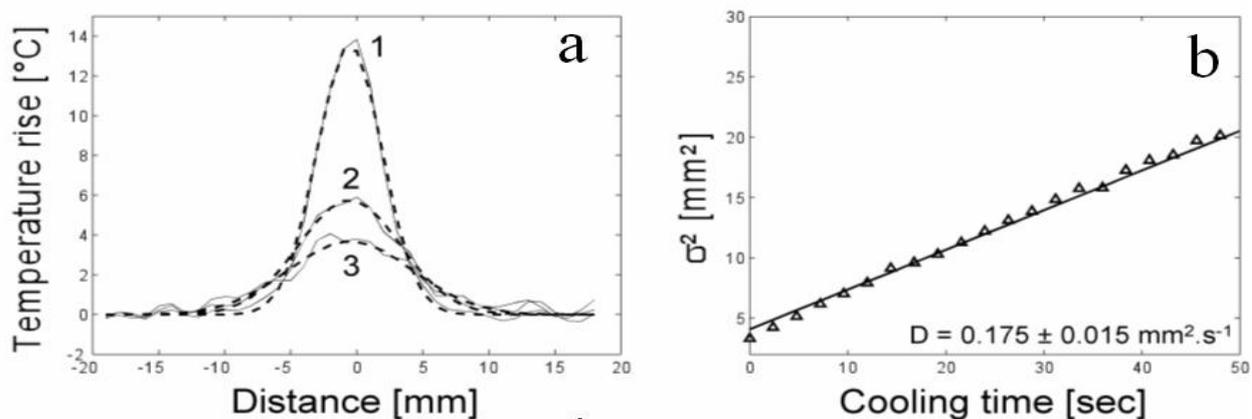


Figure 3-4 : a : Profils de température pour les trois instants indiqués en Figure précédente : données expérimentales (trait continu) et régressions Gaussiennes résultantes (trait pointillé).

b : Evolution temporelle de  $\sigma^2$  pendant la période de refroidissement (symboles) et régression linéaire résultant (trait continu). La valeur de la diffusion thermique calculée à partir de la pente de la droite est indiquée.

La Figure 3-4a montre l'étalement spatial de la température ainsi que la qualité du fit par une fonction Gaussienne 2D à trois instants différents pendant la période de refroidissement. La Figure 3-4b montre l'évolution temporelle de la valeur de  $\sigma^2$  pendant le refroidissement. Comme prévu par le modèle BHT,  $\sigma^2(t)$  montre une dépendance linéaire en fonction du temps. Nous pouvons ainsi remarquer la précision du fit résultant.

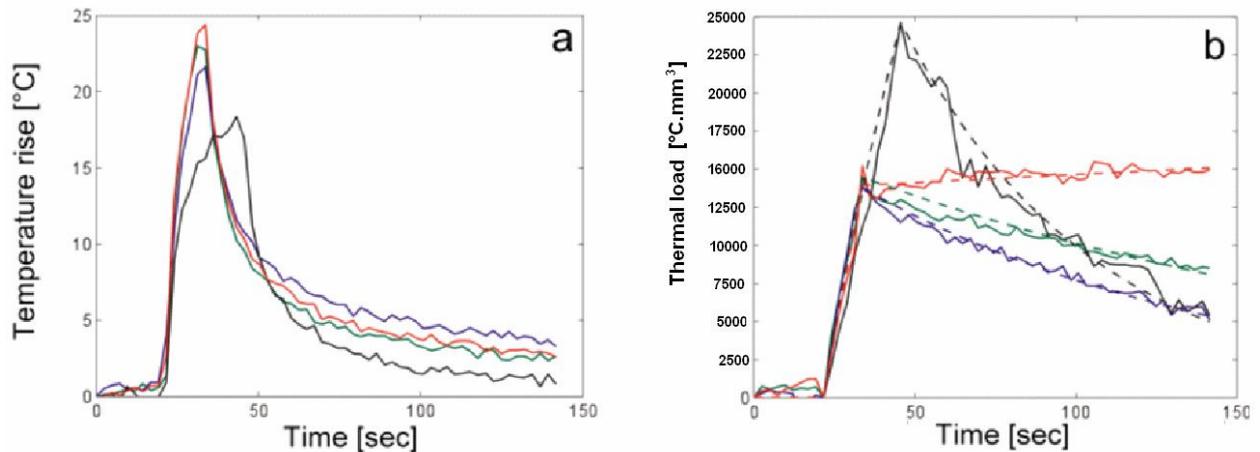
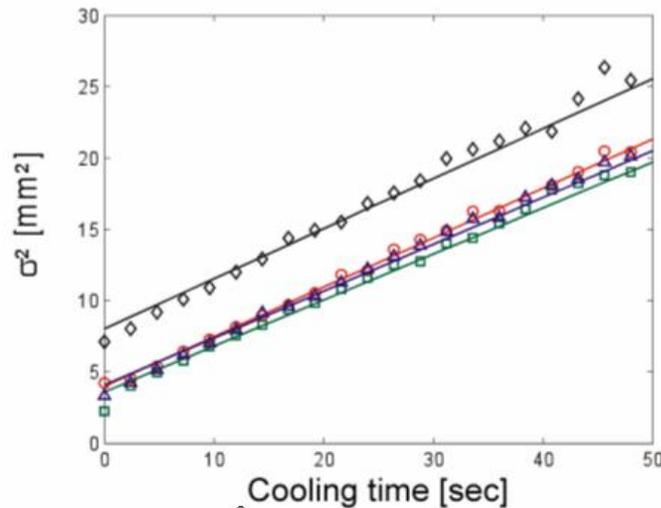


Figure 3-5 : l'évolution de la température au point focal (a), l'évolution de l'énergie thermique (b) (les traits continus représentent les données expérimentales et les traits pointillés représentent les fits résultants).

Les résultats obtenus pour quatre expériences représentatives avec des conditions de perfusion différentes sont montrés dans la Figure 3-5. Les augmentations de la température ont été de 24,4 °C, 23,0 °C, 21,5 °C et respectivement 18,4 °C. En concordance avec la théorie, la température maximale atteinte à la fin du chauffage décroît avec l'augmentation de la perfusion pour des puissances acoustiques et des durées de chauffage identiques. Une durée de chauffage plus longue a été adoptée pour la valeur de perfusion la plus grande afin d'obtenir une augmentation significative de la température maximale.

L'énergie thermique accumulée dans la région d'intérêt pour les quatre expériences effectuées dans des conditions identiques ainsi que la régression résultante conformément à l'Équation 3-5 sont représentés dans la Figure 3-5b. Pour toutes les expériences une augmentation quasi-linéaire de  $E_{Th}$  a été observée pendant l'application de la puissance acoustique. L'expérience sans perfusion montre que  $E_{Th}$  reste constante à la fin du chauffage, pendant la durée de refroidissement, en concordance avec le modèle BHT. Pour les expériences en présence de perfusion,  $E_{Th}$  décroît exponentiellement pendant la période de refroidissement. Comme prédit par la théorie, le taux de décroissance de l'énergie thermique augmente avec l'augmentation du flux.



*Figure 3-6 : Evolution de  $\sigma^2$  (c) en fonction du temps pour quatre valeurs de flux différentes : sans perfusion (rouge), 34 ml•min-1 (vert), 57 ml•min-1 (bleu) et respectivement 114 ml•min-1 (noir). Données expérimentales (symboles) et régressions linéaires associés (la courbe correspondant au débit le plus élevé est déplacée vers le haut en raison d'une période de chauffage plus longue).*

La Figure 3-6 montre l'évolution temporelle de  $\sigma^2(t)$ , ainsi que les régressions linéaires associées pour les quatre expériences décrites précédemment. Tous les graphiques montrent une évolution linéaire en fonction du temps avec des pentes identiques, ce qui indique que la perfusion n'influence pas l'étalement spatial de la distribution de la température, en accord avec le modèle BHT. Nous pouvons remarquer que la droite correspondant au débit le plus grand est déplacée vers le haut, en raison d'un temps de chauffage plus long ce qui implique un étalement spatial de la distribution de la température plus important à la fin de la période de chauffage.

## 4.2. Calcul des paramètres thermique pour l'ensemble des expériences

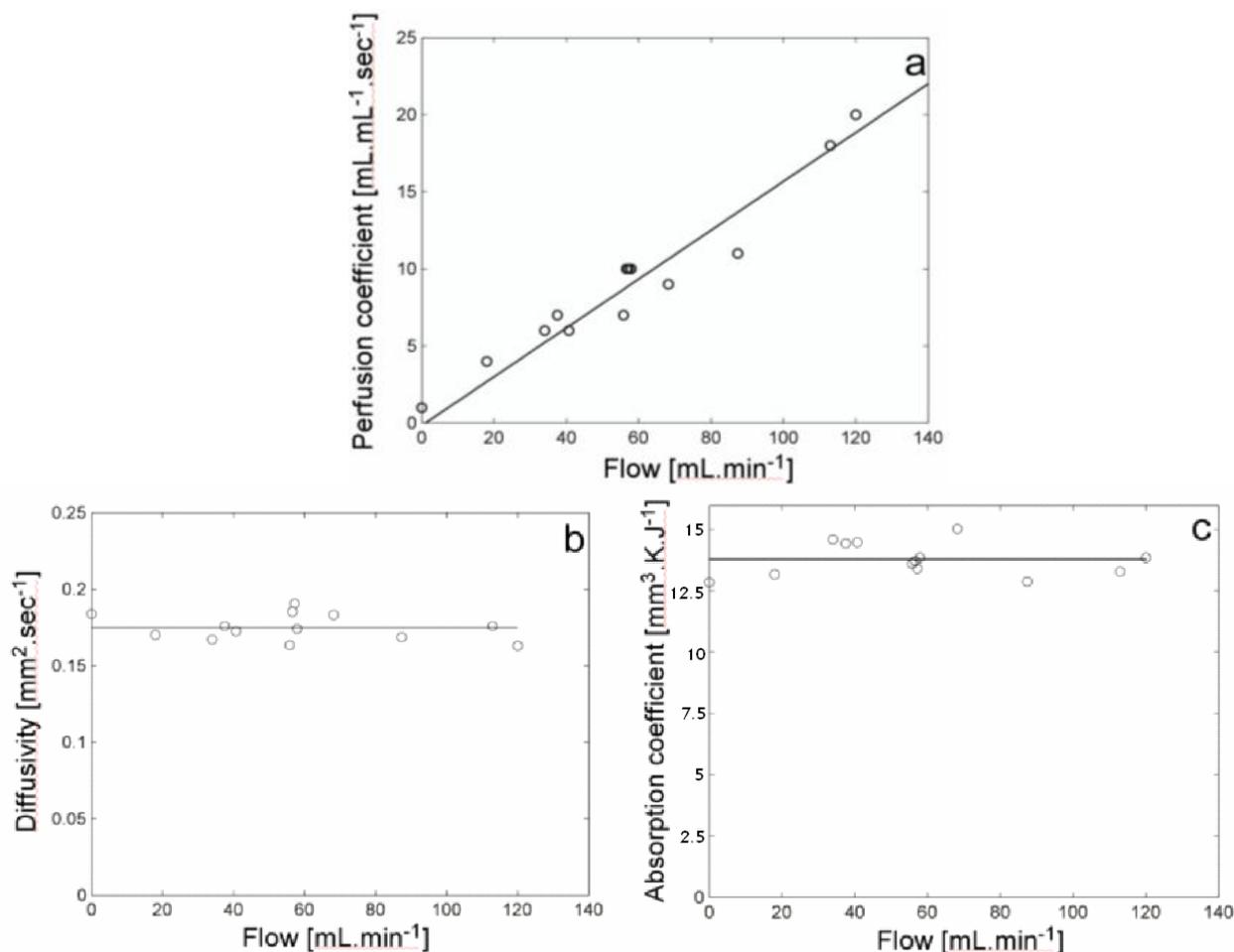


Figure 3-7 : Les valeurs des trois paramètres thermiques du tissu : perfusion (a), diffusion (b) et coefficient d'absorption (c) en fonction du flux pour différentes expériences de chauffage au même point à l'intérieur du cortex rénal (premier rein dans le tableau 1). Les symboles indiquent les valeurs expérimentales et les traits continus représentent le résultat des régressions linéaires.

La Figure 3-7a montre le coefficient de perfusion ainsi estimé et la régression linéaire résultante pour différentes valeur du débit du flux. Une dépendance linéaire entre le flux rentrant et la perfusion estimée est observée. Pour toutes les expériences le coefficient de corrélation entre ces deux paramètres a été supérieur à la valeur 0,9.

La Figure 3-7b montre les coefficients de diffusion pour les mêmes conditions de perfusion. Nous avons obtenu des valeurs indépendantes du flux avec une valeur moyenne de 0,176 mm<sup>2</sup>.sec<sup>-1</sup> et une déviation standard de 0,016 mm<sup>2</sup>.sec<sup>-1</sup>.

La Figure 3-7c montre que le coefficient d'absorption estimé est également indépendant du flux rentrant.

Rein	N	Pente du taux de perfusion vs. flux [mm <sup>-3</sup> ]		Diffusion	Coefficient
		Moyenne ± Dév. St.	P	[mm <sup>2</sup> · s <sup>-1</sup> ] Moyenne ± Dév. St.	d'absorption [mm <sup>3</sup> · K · J <sup>-1</sup> ] Moyenne ± Dév. St.
<b>1</b>	25	8.39 ± 0.50	0.95	0.176 ± 0.016	13,8 ± 0,33
<b>2</b>	26	10.25 ± 0.72	0.92	0.169 ± 0.016	11,7 ± 0,225
<b>3</b>	23	9.47 ± 0.52	0.96	0.172 ± 0.016	10,55 ± 0,28
<b>4</b>	12	8.58 ± 0.52	0.95	0.175 ± 0.016	9,4 ± 0,17
<b>5</b>	14	9.32 ± 0.66	0.92	0.170 ± 0.016	9,5 ± 0,24
Mean ± Dév. St.*	<b>100</b>	<b>9.202 ± 0.75</b>		<b>0.172 ± 0.003</b>	<b>11,0 ± 1,85</b>

*Tableau 3-1 : Sommaire des résultats obtenus pour l'ensemble des expériences effectuées (pente du taux de perfusion en fonction du flux, diffusion et coefficient d'absorption). Les paramètres P et Dév. St. indiquent la valeur du coefficient de corrélation et respectivement la déviation standard. La valeur N indique le nombre de chauffages effectués sur un seul rein.*

Un sommaire des trois paramètres thermiques du tissu utilisés dans le modèle BHT, pour toutes les expériences effectuées est montré dans le Tableau 3-1. Une dépendance linéaire du coefficient de perfusion en fonction du flux entrant a été systématiquement observée avec des valeurs pour la pente de la droite comprises entre 8,39 et 10,25 mm<sup>-3</sup> pour les différents organes étudiés et des coefficients de corrélation systématiquement supérieurs à une valeur de 0,9. La valeur moyenne ± déviation standard de la pente de la droite obtenue a été de 9,20 ± 0,75 mm<sup>-3</sup> pour les différents organes étudiés. Le coefficient de diffusion obtenu est indépendant du flux. Pour cette mesure, une valeur moyenne de 0,172 ± 0,003 mm<sup>2</sup>·s<sup>-1</sup> pour l'ensemble des expériences effectuées a été obtenu. Le coefficient d'absorption a été déterminé avec une bonne précision pour chaque organe étudié et se trouve compris dans l'intervalle 1,88 et 2,76 °C·J<sup>-1</sup>. La déviation standard de chaque paramètre a été inférieure à 10 % de la valeur moyenne correspondante.

## 5. Discussion et conclusion

Une méthode quantitative pour l'estimation des paramètres qui influencent les propriétés thermiques du tissu a été présentée. Cette méthode a été validée sur un modèle d'organe, le rein de porc *ex vivo*. L'évolution spatio-temporelle de la température a été mesurée à l'aide de la thermométrie par IRM pendant le chauffage par Ultrasons Focalisés de Haute Intensité (HIFU). Une très bonne correspondance entre les résultats expérimentaux et le modèle BHT a été

observée. Il existe d'autres modèles (9, 10, 11) décrivant le transfert de chaleur dans les tissus vivants qui incluent des effets directionnels de transport de masse causés par la circulation du sang dans les vaisseaux sanguins. Cependant, ces modèles requièrent une connaissance précise de l'organisation géométrique du réseau vasculaire qui est difficile à obtenir pour des applications *in vivo*. Ces modèles ont été comparés à des mesures de température acquises *ex vivo* à l'aide de plusieurs thermocouples insérés dans l'organe, ceci n'autorise qu'une résolution spatiale réduite. Dans le cas de cette étude, le chauffage a été effectué de façon non-invasive, à l'aide d'un transducteur ultrasonore et une thermométrie non-invasive a été effectuée pour l'analyse de la distribution spatiale de la température dans le cortex rénal pour différentes conditions de perfusion. La résolution spatiale de la thermométrie par IRM est typiquement dans la gamme d'un millimètre, ce qui est insuffisant pour évaluer les différents modèles de transfert de chaleur à une échelle microscopique. Compte tenu de ce fait, le modèle généralement accepté, décrit par l'équation BHT a été choisi et évalué dans l'hypothèse d'un transport sanguin isotropique à l'échelle de la mesure.

L'utilisation de la thermométrie par IRM pour l'analyse du refroidissement du tissu par la présence d'un grand vaisseau pendant le chauffage par radiofréquences d'un foie *ex vivo* a été proposée par Seror *et al.* [Ref 3-10], mais sans une comparaison quantitative avec les modèles théoriques. Cheng et Plewes [Ref 3-8] ont investigué l'utilisation d'un chauffage non invasif par ultrasons focalisés de haute intensité suivi par une thermométrie par IRM, mono-coupe en deux dimensions dans la cuisse de lapin et ont également proposé une solution théorique de l'équation de transfert de la chaleur dans le cas particulier d'une impulsion temporelle de chaleur  $Q(t) = \delta(t)$ . Un fit spatial non linéaire, Gaussien, aux moindres carrés pendant la période de refroidissement a été effectué et il a été démontré que  $\sigma^2(t)$  varie linéairement avec le temps, en accord avec la théorie et avec les résultats révélés par notre étude. Malgré le fait que la valeur de la diffusion ( $D$ ) a été déterminée avec une bonne précision (à 10 % près), les auteurs ont démontré par simulations et validations expérimentales que cette méthode requiert une excellente précision de la thermométrie par IRM, avec une déviation standard inférieure à 0,2 °C. Dans l'approche 2D proposée dans la référence [Ref 3-8] la valeur de la diffusion déterminée à partir de l'analyse de l'évolution de  $\sigma^2(t)$  a été introduite dans l'Équation 3-7 pour estimer la valeur de la perfusion sanguine. Les résultats obtenus par Cheng et Plewes [Ref 3-8] montrent que la précision sur la mesure de perfusion est limitée par le bruit de mesure ainsi que par la propagation de l'erreur sur la mesure de la diffusion et par une augmentation relativement réduite de la température créée par une application de la puissance très courte (impulsion

temporelle). Cependant, ils ont conclu que l'influence de la perfusion sanguine sur la distribution locale de la température a une moindre influence que l'effet de diffusion de la chaleur dans la plupart des organes peu perfusés et que les difficultés rencontrées dans la mesure de perfusion ont une importance mineure. Il a été également mentionné que la précision de la mesure de la perfusion pourrait être meilleure dans les organes très perfusés ou dans certaines tumeurs mais sans une validation expérimentale. Les simulations présentées dans leur travail ont montré qu'une déviation standard des cartes de température inférieure à 0,05 °C et une résolution temporelle meilleure qu'une seconde sont requises pour une estimation de la perfusion avec une précision supérieure à 20 %. De plus, une augmentation de la déviation standard jusqu'à une valeur de 0,2 °C et une résolution temporelle de 3 sec ont rendu la détermination de la perfusion sanguine impossible (incertitude de 600 %). Ces contraintes expérimentales sont très difficiles à obtenir dans le cas d'une étude *in vivo* compte tenu que la thermométrie par IRM souffre en général d'un rapport signal-sur-bruit réduit, ce qui implique une déviation standard de la mesure de température assez élevée. Les valeurs typiques de la déviation standard de la mesure de température reportées dans la littérature sont typiquement de l'ordre de 1 °C ce qui rend la méthode 2D d'une utilité limitée.

Pour surmonter les limitations imposées par l'étude de Cheng et Plewes [Ref 3-8], nous avons proposé une analyse volumétrique de la distribution de la température à partir d'imagerie par IRM multi-coupes en 2D pendant le chauffage à l'aide d'ultrasons focalisés de haute intensité dans une région située dans le cortex rénal. Le cortex rénal a été choisi comme un modèle adéquat pour l'analyse de l'influence de la perfusion sur la température en raison de son taux de perfusion élevé et assez homogène. La diffusion et le taux de perfusion sanguine sont déterminés par une analyse séparée des cartes de température (estimation de la diffusion thermique) et de l'énergie thermique (taux de perfusion sanguine et coefficient d'absorption) ; calculée à l'aide d'une intégration spatiale des données volumiques de température. La région d'intérêt pour l'intégration spatiale doit être suffisamment large pour inclure l'étalement spatial dû à l'effet de conduction thermique et éviter ainsi une surestimation du coefficient de perfusion. En considérant que la fonction Gaussienne est un modèle précis pour la distribution de la température pendant la période de refroidissement (voir figure 2e), les limites pour l'intégration spatiale peuvent être déterminées analytiquement en calculant le rapport ( $R$ ) entre l'énergie contenue dans un cercle d'une dimension donnée  $x_R$  et l'énergie totale (intégration sur un rayon infini). Dans une dimension, ce rapport est donné par la fonction des erreurs :  $R = \text{Erf}(x_R/\sqrt{2} \sigma_{max})$ , où  $\sigma_{max}$  représente la valeur maximale de la variance à la fin de l'expérience de

chauffage ( $\sigma_{max} = \sigma_0 + 2D \cdot t_c$ ). Dans ces conditions pour inclure 99 % ou plus ( $R > 0,99$ ) de l'énergie par l'opération d'intégration spatiale, la valeur du rayon d'intégration est donnée par  $x_R = 2\sqrt{2} \sigma_{max}$ . Pour une valeur maximale de  $\sigma_{max}$  égale à 5 mm (voir Figure 3c), la valeur résultante de  $x_R$  est de 14 mm. Compte tenu de cette remarque, la valeur choisie du diamètre pour l'intégration spatiale  $D=30$  mm garantit une évaluation de l'énergie thermique non partielle (voir Figure 2e).

De plus, une attention particulière a été accordée pour compenser la dérive de la phase due aux variations temporelles du champ magnétique qui influencent directement le calcul de l'énergie thermique, et par conséquent l'estimation du taux de perfusion, et respectivement du coefficient d'absorption. Avec cette approche, la précision de mesure de la diffusion thermique a été identique à la valeur obtenue par Cheng et Plewes [Ref 3-8] (à 10 % près), comme il est montré dans la Table 1 (colonne n° 5). La détermination de la pente du taux de perfusion des expériences effectuées avec des différentes valeurs de débit a été possible avec une précision meilleure que 7% (voir Table 1, colonne 3) à partir d'une incertitude sur la mesure de la température de 0,3 °C et des images acquises toutes les 2,4 sec. Ceci indique que la méthode proposée est plus tolérante que celle de Cheng et Plewes [Ref 3-8] en termes de précision et de résolution temporelle de la mesure de température par IRM.

Cette amélioration a été possible en prenant en compte la distribution volumique de la température, et par une détermination indépendante de la diffusion (analyse temporelle de l'évolution de  $\sigma^2(t)$ ), et respectivement du taux de perfusion (intégration spatiale). Dans ce travail, nous avons proposé une solution analytique basée sur une transformation de Fourier de l'équation BHT pour un chauffage par ultrasons focalisés de haute intensité en un point fixe avec une durée plus longue par rapport à la fonction impulsion de Dirac temporelle -  $\delta(t)$  proposée dans le travail de Cheng et Plewes [Ref 3-8]. Par conséquent, la température maximale du tissu a pu être augmentée pour réduire l'influence du bruit pour l'interprétation quantitative des données expérimentales. Ceci est illustré dans la Figure 2, où la durée d'application de puissance acoustique a été allongée avec l'augmentation du flux rentrant.

Les coefficients de corrélation très élevés entre le flux rentrant et la mesure de perfusion proposée dans ce travail montrent que notre méthode est précise et robuste. Malgré le fait qu'une variation du flux rentrant soit difficilement réalisable *in vivo*, on peut remarquer que la valeur de perfusion peut être calculée avec une bonne précision dans le cas d'un flux constant par un fit de l'évolution temporelle de l'énergie thermique (erreur relative de 7 % sur la mesure de  $w_b$ , voir Figure 2d). Par conséquent, même si la méthode proposée requiert un matériel très sophistiqué, il

a été démontré qu'une mesure précise et non-invasive de perfusion a pu être réalisée à partir d'un monitoring de température par IRM d'un chauffage effectué en un point fixe par ultrasons focalisés de haute intensité.

Les hypothèses de ce travail ont été que les paramètres du modèle BHT sont spatialement constants et qu'ils restent inchangés pendant le chauffage. Dans ce travail plusieurs expériences de chauffage ont été effectuées dans une même région, et aucune variation significative des paramètres tissulaires n'a été observée. Nous pouvons ainsi prétendre qu'aucun dommage tissulaire n'a été provoqué par le chauffage, vérifié par une température maximale observée de 42 °C (une augmentation de 22 °C à partir de la température de la salle de l'IRM de 20 °C) qui ne provoque pas une dose thermique létale [Ref 3-11]. Cependant, une augmentation de 22 °C, réalisée pendant les expériences, pourrait conduire à une altération du tissu (apoptose et coagulations) *in vivo*. Cet effet peut être évité en réduisant l'énergie déposée par les ultrasons focalisés avec une visualisation directe de l'évolution temporelle de la température à l'aide de la thermométrie par IRM. Cependant, les modifications des caractéristiques physiologiques du tissu en réaction au chauffage du tissu peuvent être observées directement par une modification de la constante de temps dans l'évolution temporelle de l'énergie thermique dans le cas d'une modification du taux de perfusion sanguine  $w_b$ , ou d'une modification de la pente de la droite  $\sigma^2(t)$  produite par une modification de la diffusion thermique. Par conséquent, la méthode présentée ici peut être utilisée pour le monitoring de l'altération du tissu pour des applications *in vivo*, en complément du calcul de la dose thermique ainsi que du protocole standard d'imagerie de suivi post-ablation (images pondérées en  $T_2$  ou en  $T_1$ ).

Les données expérimentales pour la diffusion thermique révélées par les expériences présentées dans cette partie sont en accord avec des données publiées dans la littérature (13, 16). Comme prévu par le modèle BHT et en accord avec les résultats de Cheng et Plewes [Ref 3-8] et respectivement Kolios *et al.* [Ref 3-5], la diffusion thermique a été trouvée indépendante du flux entrant (voir figures 1 et 2). Ces résultats sont en contradiction avec les modèles décrits par  $k_{eff}$  [Ref 3-2] pour lesquels la perfusion sanguine influence l'étalement spatial de la température.

Le taux de perfusion sanguine a été trouvé proportionnel au flux entrant dans l'artère comme montre dans la figure 4a et les valeurs numériques calculées à partir du fit de la variation temporelle de l'énergie thermique se trouvent dans la même gamme de valeurs que celles reportées dans la littérature pour le rein (0,02-0,05 mL·mL<sup>-1</sup>·s<sup>-1</sup>) [Ref 3-12]. Une dépendance linéaire entre le flux entrant et le taux de perfusion estimé a été systématiquement observée. Cependant, malgré la simplicité mathématique du modèle BHT, de nombreuses critiques

concernent sa pertinence [Ref 3-3]. Ce modèle décrit avec précision l'évolution temporelle de la température en présence de perfusion à la résolution spatiale de notre étude et pour un chauffage par ultrasons focalisés à des endroits suffisamment distants de grands vaisseaux sanguins comme par exemple les grandes veines.

Les valeurs du coefficient d'absorption calculées à partir de l'évolution temporelle de l'énergie thermique ont été déterminées avec une bonne précision (erreur relative maximale égale à 2,6 %, voir Table 1 - dernière colonne) pour chaque rein étudié, mais ont été trouvées variables entre les cinq différents spécimens. Ceci peut être expliqué par un couplage acoustique différent pour chaque expérience effectuée. Cependant, la variance du coefficient d'absorption a été de seulement 17 %. Notre méthode ne requiert aucune connaissance sur la dissipation de l'énergie à travers la fenêtre acoustique, compte tenu du fait que nous analysons l'augmentation effective de la température à l'endroit cible, et provient du facteur de conversion entre l'énergie émise et l'augmentation de la température indépendamment de la configuration pratique.

## 6. Perspectives

Une méthode de détermination des paramètres tissulaires de précision très correcte, dans une zone aux propriétés homogènes, a été démontrée. Afin d'améliorer la qualité de l'asservissement de température, qui doit être très précis lors d'applications de dépôt local de médicament thermosensible, une perspective de travaux ultérieurs serait d'intégrer dans un protocole de chauffage une procédure de pré-tir test, avec une élévation de température peu élevée ( $42-37=5^{\circ}\text{C}$ ) pour éviter toute nécrose. L'analyse fournissant les paramètres tissulaires, et en concevant judicieusement un algorithme d'asservissement (comme Quesson *et al.* [Ref 3-4] et en incluant la diffusion et l'absorption) qui anticipe le comportement thermique des tissus entre l'acquisition de deux dynamiques, il sera possible de concevoir un asservissement ayant un meilleur rapport rapidité/stabilité.

Une perspective parallèle serait de compléter le modèle présenté, en tenant compte d'un autre phénomène de perfusion causé par de grands vaisseaux à proximité du chauffage [Ref 3-10], ce qui pourrait être utile pour d'autres organes que le rein. Ceci pouvant se modéliser par un contour du vaisseau caractérisé par une température constante, pompant la chaleur à proximité par diffusion.

Des travaux postérieurs sur une modélisation avec prise en compte d'hétérogénéité du tissu (perfusion anisotrope), et sur la dépendance des paramètres tissulaires en fonction de la température et/ou nécrose seraient des pistes intéressantes d'investigation.

## 7. Bibliographie

[Ref 3-1] Pennes HH. : ‘Analysis of tissue and arterial blood temperatures in the resting human forearm’. J Appl Physiol. 1948; 1:93-122.

[Ref 3-2] Crezee J, Lagendijk JJ. : ‘Experimental verification of bioheat transfer theories: measurement of temperature profiles around large artificial vessels in perfused tissue’. Phys Med Biol. 1990; 35:905-923.

[Ref 3-3] Wulff W. : ‘The energy conservation equation for living tissue’. IEEE Trans Biomed Eng 1974; 21:494-495.

[Ref 3-4] Quesson B, Vimeux F, Salomir R, de Zwart JA, Moonen CT : ‘Automatic control of hyperthermic therapy based on real-time Fourier analysis of MR temperature maps’. Magn Reson Med. 2002; 47:1065-1072.

[Ref 3-5] Kolios MC, Worthington AE, Sherar MD, Hunt JW : ‘Experimental evaluation of two simple thermal models using transient temperature analysis’. Phys Med Biol. 1998; 43:3325-3340.

[Ref 3-6] Quesson B, de Zwart JA, Moonen CT. : ‘Magnetic resonance temperature imaging for guidance of thermotherapy’. J Magn Reson Imaging. 2000; 12:525-33.

[Ref 3-7] Rieke V, Butts Pauly K. : ‘MR thermometry’. J Magn Reson Imaging. 2008; 27:376-90.

[Ref 3-8] Cheng HL, Plewes DB. : ‘Tissue thermal conductivity by magnetic resonance thermometry and focused ultrasound heating’. J Magn Reson Imaging. 2002; 16:598-609.

[Ref 3-9] Conturo TE, Smith GD. : ‘Signal-to-noise in phase angle reconstruction: dynamic range extension using phase reference offsets’. Magn Reson Med 1990; 15:420-437.

[Ref 3-10] Seror O, Lepetit-Coiffé M, Quesson B, Trillaud H, Moonen CT. : ‘Quantitative magnetic resonance temperature mapping for real-time monitoring of radiofrequency ablation of the liver: an ex vivo study’. Eur Radiol. 2006; 16:2265-2274.

[Ref 3-11] Graham SJ, Chen L, Leitch M, Peters RD, Bronskill MJ, Foster FS, Henkelman RM, Plewes DB. : ‘Quantifying tissue damage due to focused ultrasound heating observed by MRI’. Magn Reson Med. 1999; 41:321-328.

[Ref 3-12] Damianou C, Hynynen K. : ‘The effect of various physical parameters on the size and shape of necrosed tissue volume during ultrasound surgery’. J Acoust Soc Am 1995; 95:1641-1649.

[Ref 3-13] C. Mougnot, B. Quesson, B. Denis de Senneville, P. Lourenço de Oliveira, S. Sprinkhuizen, J. Palussière, Grenier, CT Moonen. : ‘Three-dimensional spatial and temporal temperature control with MR thermometry-guided focused ultrasound (MRgHIFU)’. Magnetic resonance in medicine 2009;61(3):603-14.

# **Chapitre 4 : Le suivi du mouvement 1D ultrasonore couplé à l'IRM**

## 1. Introduction

Un des intérêts apporté par le traitement des organes par ultrason focalisé, est son caractère non-invasif. Ceci permet la suppression de l'anesthésie du patient, conséquence d'une réduction du temps d'hospitalisation. Le patient n'étant pas anesthésié, celui-ci peut pendant le traitement respirer de façon continu. Une conséquence de la respiration du patient est le mouvement de ses organes, et donc de la cible à traiter. Le traitement par ultrasons focalisés étant non-invasif, il est nécessaire de pouvoir mesurer le déplacement de la cible pour pouvoir positionner le point de chauffage sur la cible.

Dans cette partie, une présentation des principaux type d'asservissement de position existant dans une application HIFU sera présenté, suivi du travail d'investigation pour un couplage de mesure IRM et ultrasonore.

## 2. Etat de l'art des methodes de tracking existantes en HIFU

### 2.1. Tracking utilisant l'image de contraste IRM

Des techniques de traitements d'images permettent d'estimer en ligne les déplacements temporels d'organes à partir des images anatomiques [Ref 4-5],[Ref 4-6].

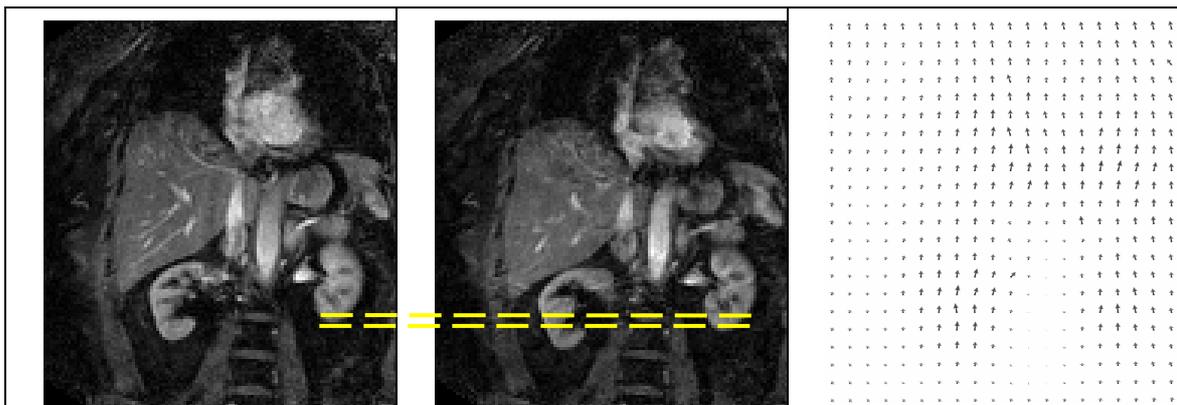


Figure 4-1 : Exemple de deux images anatomiques pris à deux instants différents, avec la carte de champ de déplacement

La méthode de recalage d'image permet une estimation robuste du déplacement avec une très bonne précision 2D/3D spatiale. Elle offre une meilleure fiabilité que d'autres méthodes existante comme les navigateur IRM [Ref 4-7] ou la méthode de tracking 3D ultrasonore [Ref 4-4].

Le principe est d'estimer le déplacement de plusieurs petits groupes de pixels associés à l'anatomie scanné, et d'estimer leur déplacement relatif par rapport à une image de référence (cf. Figure 4-1). La précision des estimations de déplacements par IRM fut démontrée [Ref 4-2] avec

une précision meilleure que le quart de la taille d'un pixel (celui-ci ayant un ordre de grandeur d'un millimètre).

Son avantage est de pouvoir faire de l'imagerie au delà des os, là où l'imagerie ultrasonore ne peut fournir d'information robuste. La rapidité de l'acquisition est variable : de 50ms à 2s (suivant la résolution de l'image, le SNR, et le nombre de coupe souhaité).

Le temps de latence de l'estimation de mouvement représente la somme du temps  $T_r/2$  de la séquence utilisée, du temps reconstruction des cartes d'amplitudes et de températures, du temps de calcul des asservissements, et enfin des temps de transfert des données.

Une acquisition d'image rapide est possible, mais cela limite en contrepartie la résolution, le volume, et la précision de température du volume scanné.

Des travaux [Ref 4-2] utilisant l'imagerie IRM, nécessite une méthode d'anticipation pour permettre un chauffage HIFU de qualité. Ce processus d'anticipation implique des restrictions sévères sur la reproductibilité du mouvement (une périodicité assez stable dans le temps doit être respectée) : le temps de réponse du système étant malheureusement insuffisant pour avoir un traitement sur patient à respiration libre.

## **2.2. Tracking utilisant les navigateurs IRM**

Le principe de cette technique [Ref 4-7], est d'ajouter en plus de la séquence d'une image classique, la séquence d'une ligne de pixels dans la direction où l'on souhaite estimer un déplacement. Un algorithme de type cross-correlation peut permettre ensuite l'estimation d'un déplacement 1D. L'acquisition de cette ligne peut être très rapide ( $<20ms$ ).

A l'aide de trois navigateurs il est possible d'estimer un déplacement 3D.

Les inconvénients/limitations pour des navigateurs IRM à noter sont :

- Chaque acquisition de navigateur demande son propre pulse d'excitation IRM. Ainsi pour une acquisition 3D avec trois navigateurs nécessaire trois pulses d'excitations. Ceci a pour conséquence d'augmenter le SAR du patient (Specific Absorption Rate), représentant l'échauffement des tissus en IRM causé par les puissances nécessaires à l'excitation des protons.
- L'acquisition des navigateurs ne peut pas être fait au cours de l'acquisition d'une coupe. Ceci impliquant aux navigateurs de n'être présent qu'au début ou à la fin de l'acquisition d'une image.

## 2.3. Tracking utilisant l'imagerie échographique

De la même façon que pour le tracking utilisant l'imagerie de contraste IRM, mais cette fois à une cadence beaucoup plus rapide ( $>100\text{fps}$ ), le tracking peut être effectué à l'aide des images anatomiques à l'aide d'un système d'imagerie ultrasonore multivoie.

Ceci implique l'utilisation d'un échographe entier : barrette multi-éléments (minimum 64voies) + hardware d'acquisition et de traitement du signal. La barrette échographique devant prendre place sur la face du transducteur HIFU, réduisant ainsi la surface active du réseau matriciel utilisé, et donc le gain de focalisation.

## 2.4. Tracking 1D ultrasonore

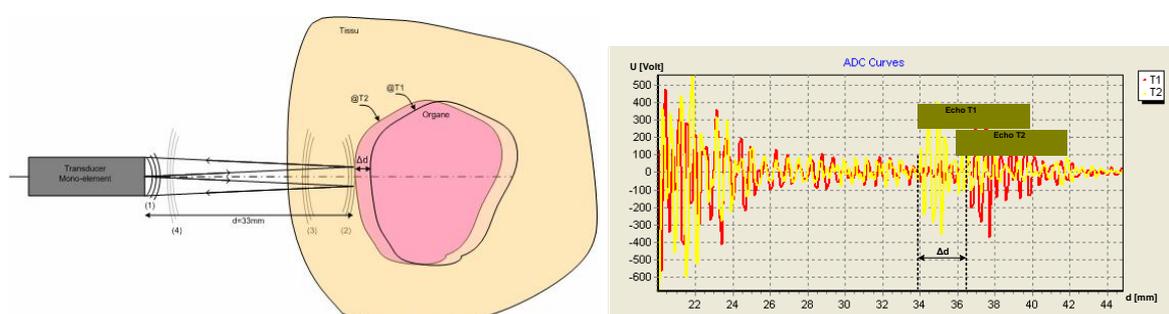


Figure 4-2 :Image représentant le tracking 1D d'un organe, avec représentation des speckles pour deux positions différentes de l'organe

Le principe du tracking ultrasonore 1D est d'utiliser le signal RF écho-ultrasonore, appelé aussi speckle.

En comparant un signal RF acquis au temps T1 à un signal RF acquis au temps T2, on évalue un déplacement spatial 1D relatif par comparaison des deux signaux à l'aide d'un algorithme type cross-correlation. Plus la variation d'impédance acoustique est importante (typiquement le passage du tissu à un organe), plus l'amplitude du speckle associée à cette région sera importante.

La précision/validité de l'estimation de déplacement reste très bonne dans l'hypothèse où le mouvement de l'organe est une translation rectiligne parallèle à l'axe du mono-élément.

Dans le cas d'un déplacement dans une configuration différente que précédemment, en positionnant le fenêtrage de tracking centré sur l'interface tissu-organe, il est possible de mesurer la variation de distance transducteur/interface rein sur la surface fixe d'écoute de l'écho. Ceci donnant une information indirecte du déplacement du point à chauffer.

## **2.5. Tracking 3D ultrasonore par extension du tracking 1D**

Par extension du tracking 1D ultrasonore, en utilisant plusieurs sous-ouvertures, composées de plusieurs éléments, il est possible d'estimer un déplacement 3D par une méthode de triangulation. Cette méthode a été démontré pour l'estimation des déplacements d'une cible [Ref 4-4].

Cependant, l'estimation de déformation ou de rotation complexes reste difficilement réalisable avec cette méthode. Une autre contrainte de cette méthode, est qu'il est difficilement possible de la mettre en œuvre pour un suivi de mouvement d'un organe intercostal. Bien qu'il soit possible de pouvoir positionner/pivoter le transducteur afin de placer un faisceau ultrasonore d'une sous-ouverture de tracking entre deux côtes, cela semble très difficile de placer quatre sous ouvertures dont le faisceau ultrasonore passe entre les côtes.

## **2.6. Conclusion comparative**

En résumé, les estimations de mouvement associées :

- A l'IRM permettent d'avoir une robuste estimations de mouvements, mais à une rapidité limitée.
- Aux techniques ultrasons, permettent une cadence d'acquisition très rapide, mais moins robuste (artefact os pour traitement intracostal), et mis en défaut pour le traitement d'organes demandant un tir intercostal.

Dans ce chapitre, une étude de faisabilité est faite sur couplage des estimations de mouvements IRM et ultrasons (US), permettant ainsi d'associer la robustesse des mesures IRM et la rapidité des mesures US. Dans le but de démontrer la faisabilité de l'utilisation, en temps réel, d'un tracking ultrasonore pour améliorer le monitoring temps-réel IRM des organes mobiles, les études suivantes ont été faites :

- 1- La faisabilité de corréler en ligne les estimations IRM et ultrasonore (US).
- 2- La faisabilité de réaliser un tracking ultrasonore sur cible mobile, avec chauffage et acquisition d'imagerie de température IRM.

## **3. Description de la plateforme d'évaluation**

### **3.1. Partie imagerie IRM**

L'acquisition dynamique des images est réalisée sur un IRM Philips Achieva 1.5Tesla. Une séquence EPI dual-shot gradient recalled, avec une antenne de surface (diamètre=12cm) placée autour de la cible. Les données des acquisitions sont transmises en ligne à un ordinateur pour calculer les cartes de températures et commander la puissance et la position du point focal.

L'ordinateur utilisé fonctionnant sous Windows XP est équipé d'un processeur Centrino Duo 2GHz et de 2Go de RAM.

### **3.2. Partie chauffage HIFU**

Un transducteur matriciel composé de 256 voies (présenté au Chapitre 1 : A.2.1.1), avec une distance focale de 80mm a été utilisé, permettant le repositionnement du point focal électroniquement. Les dimensions du point focal théorique sont de  $1 \times 1 \times 5 \text{mm}^3$ . La puissance électrique envoyée et la position du point de tir peuvent être mises à jour, au mieux, chaque 65ms. Pendant la phase de chauffage, 100W électrique ont été envoyés, correspondant à une pression acoustique au point focal de 6,3MPa (valeur estimée par simulation en champ libre).

### **3.3. Le tracking ultrasonore 1D**

Un mono-élément de 6.2mm (étudié au Chapitre 2 : 6) de diamètre actif (identique à chaque mono-élément du transducteur matriciel), caractérisé par une fréquence de résonance de 1,2MHz et un angle d'ouverture de  $12,5^\circ$  à -6dB, est utilisé. Celui-ci est connecté à un boîtier pulse/écho (USBox, Lecoer-Electronique, France), et filtré contre les signaux IRM de fréquence 64MHz par un filtre réjecteur. L'amplitude du signal du speckle reçu est de l'ordre de -40dBm. Au mieux, chaque 20ms, un pulse RF est transmis, le speckle associé à l'écho étant ensuite enregistré par un convertisseur Analogique/Numérique de 10bits à une fréquence d'échantillonnage de 20MHz. La fenêtre d'écoute du speckle est centrée sur la position moyenne de l'interface eau-fantôme, avec une largeur d'écoute équivalente à 30mm.

### **3.4. Fantôme physiologique**

Un gel fantôme de 8cm de diamètre et 12cm de hauteur est utilisé. Il est de composition à base d'agar et de silice, dont les caractéristiques des temps de relaxation IRM, et paramètres thermiques, sont proches de ceux d'un organe abdominal. Son mouvement 1D est réalisé grâce à une chaîne de transmission mécanique de type bielle-manivelle, entraînée par un moteur à courant continu. La période du mouvement est ajustée en variant la tension d'alimentation du moteur.

Le fantôme motorisé, ainsi réalisé, permet un mouvement périodique 1D approximativement sinusoïdal. L'axe de direction du mouvement a été positionné parallèlement à l'axe du mono-élément, de façon à avoir une estimation de mouvement directe.

## 4. Protocoles et méthodes de traitements des données

### 4.1. Corrélation entre estimation de mouvement IRM et ultrasonore

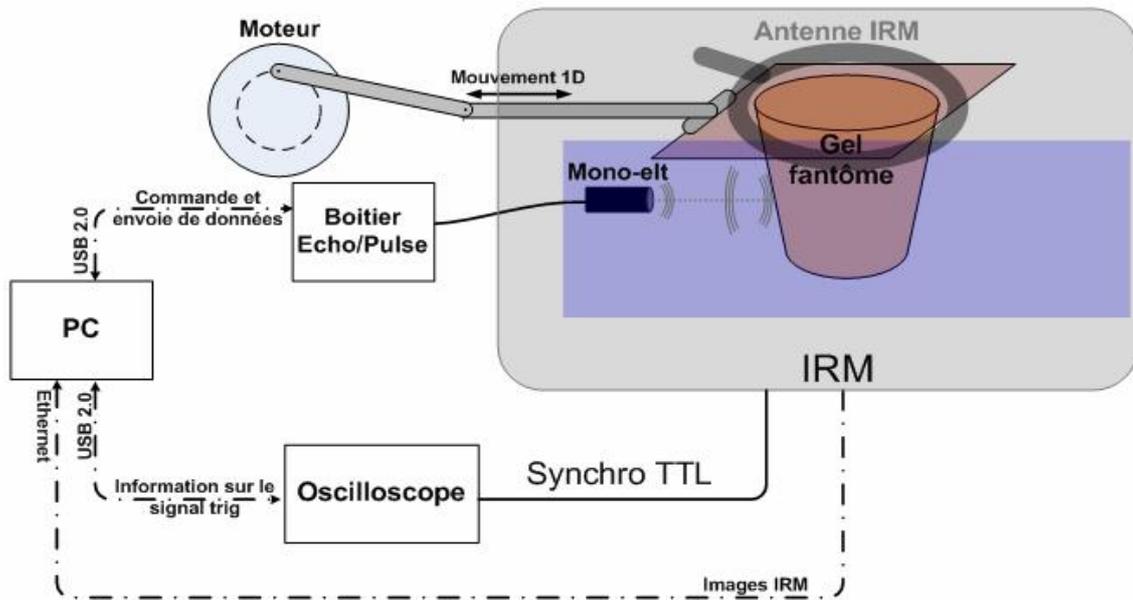


Figure 4-3 : Dispositif mis en place pour estimer la corrélation entre mesure de déplacement IRM et US

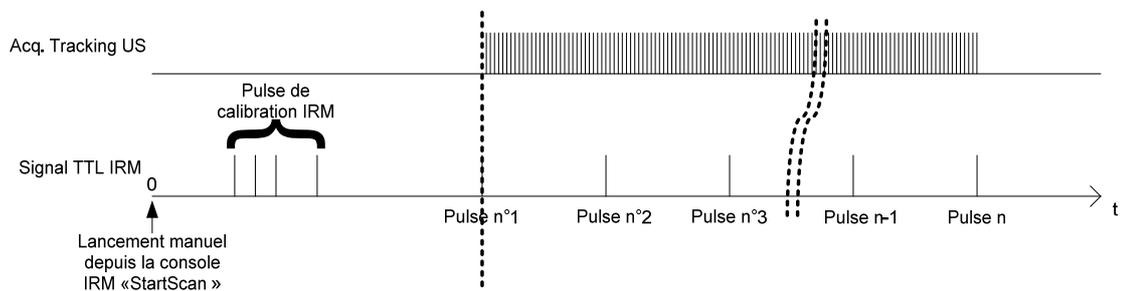


Figure 4-4 : Chronogramme des acquisitions IRM et US

Durant 55s, plusieurs cycles de mouvements du fantôme, de fréquence variable (entre 0Hz et 0,73Hz), ont été réalisés. Afin de synchroniser l'image de référence IRM avec le speckle US de référence, un oscilloscope permettant de récupérer le début de la séquence IRM a été utilisé (cf .Figure 4-4).

#### 4.1.1. Paramètre de la séquence IRM utilisé

Des images IRM composées d'une seule coupe 2D chacune, de résolution 96x96 pixels dont la taille est de  $1,55 \times 1,55 \times 1,55 \text{mm}^3$  sont obtenues toutes les 300ms, avec un temps d'écho  $TE=27\text{ms}$ . Simultanément, les estimations de déplacement associées au tracking ultrasonore ont été sauvegardées.

### **4.1.2. Estimation de mouvement avec l'imagerie IRM**

Le tracking utilisant l'image de contraste IRM, décrit plus haut, est ici utilisé. L'image de référence servant de base pour l'estimation de mouvement a été acquise au moment *tref*.

Dans cette étude, l'estimation de mouvement de type translation a été estimée sur l'ensemble de la carte d'imagerie, par une approche différentielle avec l'algorithme de Gauss-Newton [Ref 4-8].

### **4.1.3. Estimation du mouvement US avec l'écho ultrason 1D**

Le mouvement est estimé en utilisant le speckle RF de l'écho ultrasonore. Un algorithme de cross-correlation entre le speckle de référence d'acquisition au moment *tref* (même moment que l'image de référence IRM) et le speckle courant permet d'estimer le décalage temporel entre les deux signaux, correspondant au décalage dans l'axe du mono-élément de la position physique du fantôme, par la multiplication de la célérité des ondes dans l'eau et divisé par deux (lié à l'aller-retour de l'onde).

### **4.1.4. Synchronisation des estimations de mouvements IRM et US**

Une synchronisation temporelle entre les estimations IRM et US est nécessaire. Pour cela, un oscilloscope permet de récupérer un signal TTL fourni par l'IRM exactement au moment du pulse associé à chaque dynamique. L'information étant transmise à l'ordinateur (cf. Figure 4-3).

Une constante latence entre les deux estimations existent, causée par le temps nécessaire à l'IRM d'acquérir l'ensemble des lignes dans l'espace K de l'image (temps équivalent à l'ouverture du diaphragme d'un appareil photographique). Cette latence fut estimée à 25ms sur la plateforme et le protocole mis en place, et fut prise en compte pour la comparaison des deux estimations.

## 4.2. Résultats et évaluations

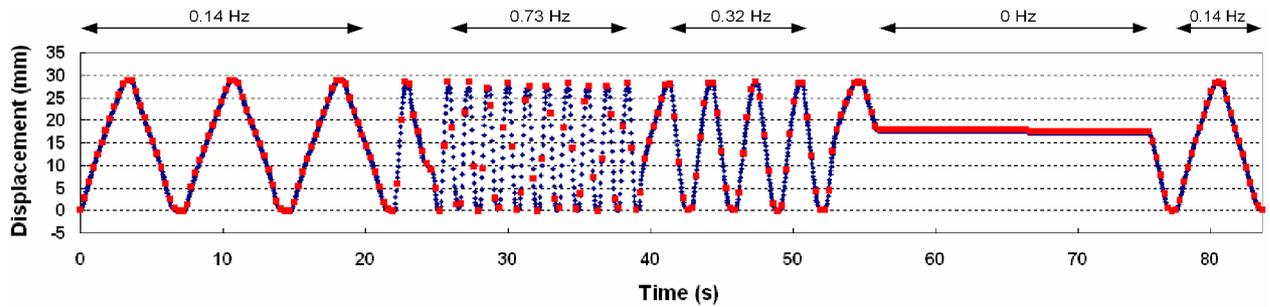


Figure 4-5 : Estimations des déplacements temporeux IRM (en rouge) et US (en bleu) pour un jeu de différentes périodes de mouvement à la suite

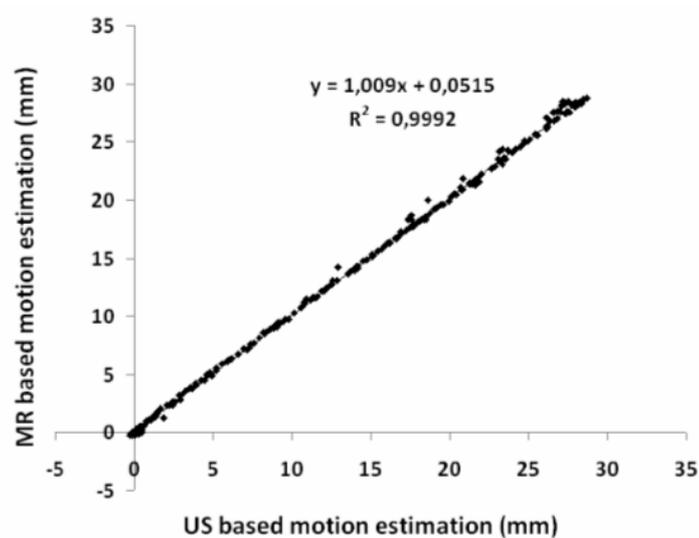


Figure 4-6 : Profil XY lié aux deux estimations pour tous les points d'estimation IRM affichés sur la Figure 4-5

La Figure 4-5 affiche les mesures de déplacements temporelles des méthodes IRM (en rouge) et US (en bleu). Une régression linéaire résultant du profil XY en Figure 4-6 permet d'estimer globalement la corrélation entre les deux mesures, donnant un coefficient  $R^2=0,9991$ .

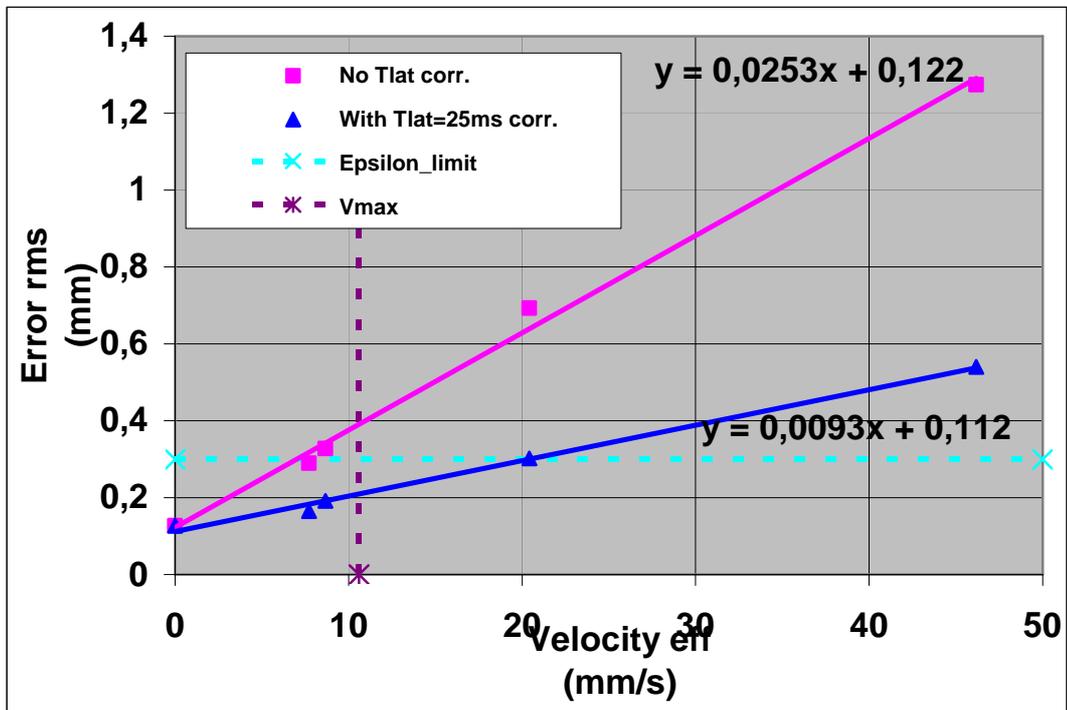


Figure 4-7 : Evaluation de l'erreur quadratique (RMS) entre les deux mesures (IRM et US) pour différentes périodes de mouvement

La Figure 4-7 rapporte la moyenne des erreurs quadratiques moyennes entre les deux mesures pour les différentes vitesses efficaces associées à chaque période de mouvement représentée en Figure 4-5. La correction de la latence entre les deux mesures permet de passer à une erreur quadratique de 1,3mm à 0,55mm (à  $V_{eff}=47m/s$ ).

On observe que l'erreur quadratique est linéaire en fonction de la fréquence.

La limite  $V_{max}$  de la Figure 4-7 représente la vitesse maximale d'un organe abdominal donnée par la littérature [Ref 4-10],[Ref 4-11],[Ref 4-12]  $V_{eff\_max} = 15 / \sqrt{2} = 10,6m/s$ .

La limite horizontale  $Epsilon\_limit$ , définit arbitrairement, correspond à une erreur crête à crête égale à la largeur du contour du point focal à -6dB :  $e_{limit} = d_{focal\_point} / 2\sqrt{2} = 0,30mm$ .

Ainsi, pour  $V_{eff}=V_{max}$ , l'erreur quadratique moyenne entre les deux mesures sans correction de latence est de 0,39mm (en utilisant l'équation de la régression linéaire), ce qui est au dessus du seuil limite  $e_{limit}$  (pour  $V_{eff}=V_{max}$ ).

Enfin, pour  $V_{eff}=V_{max}$ , l'erreur quadratique moyenne entre les deux mesures avec cette fois-ci la prise en compte de la correction de latence, permet d'obtenir une valeur de 0,21mm inférieure à  $e_{limit}$  (pour  $V_{eff}=V_{max}$ ).

### 4.3. Tracking US et chauffage temps-réel sur cible mobile avec contrôle temps réel de température par IRM

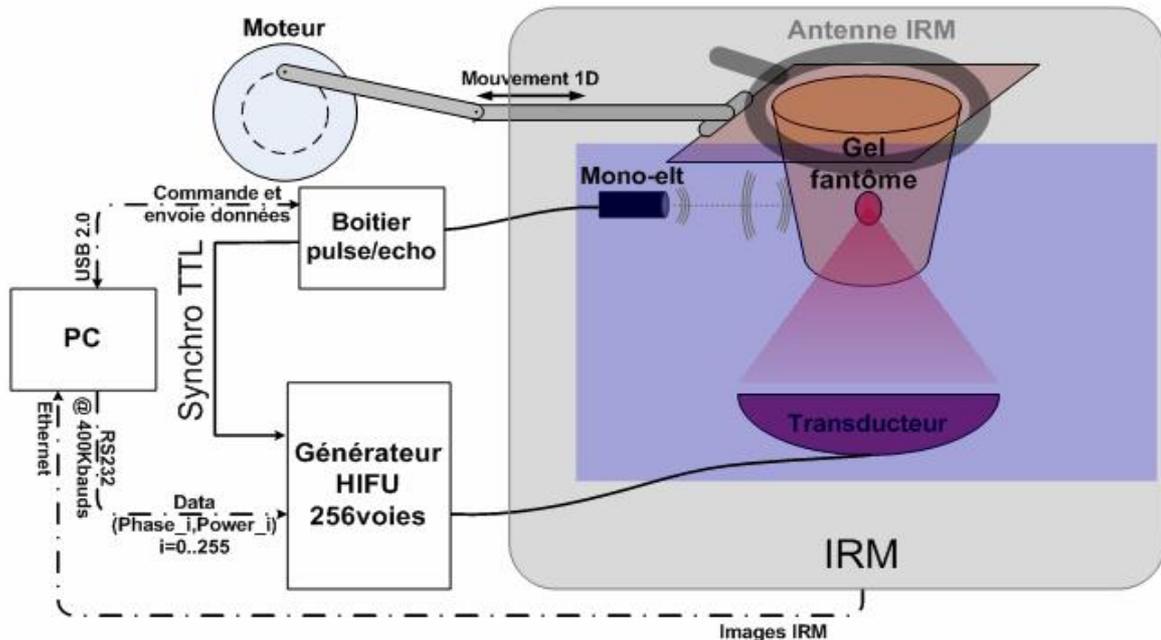


Figure 4-8 : Dispositif mis en place pour la réalisation du chauffage HIFU sur cible mobile, corrigé par mesure tracking ultrasonore

Les caractéristiques du mouvement périodique du fantôme sont :

- Une période de  $T=6s$
- Une amplitude de mouvement crête à crête de : 10mm

#### 4.3.1. Chauffage HIFU et positionnement

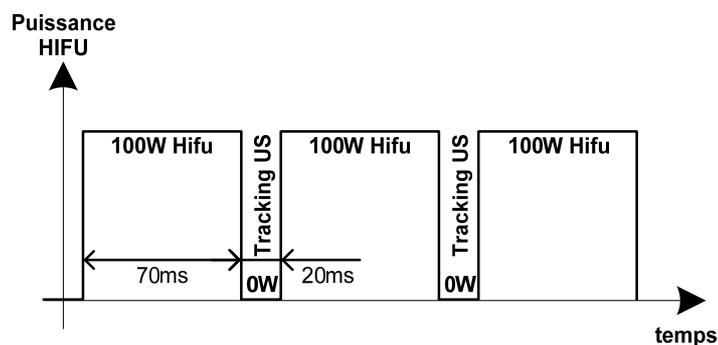


Figure 4-9 : Multiplexage temporel entre l'envoi de puissance de chauffage HIFU et la mesure du speckle pour le tracking

Le fantôme a été chauffé en envoyant 100W électrique sur le transducteur matriciel, durant 20 secondes. Une compensation en puissance a été utilisée, du fait qu'à puissance électrique constante, plus le point de focalisation est dévié latéralement (en jouant sur les phases

électriques), plus celui-ci est atténué en puissance acoustique. Cette compensation a été calculée par simulation acoustique.

La mesure du déplacement par écho ultrasonore, suivi de suite par la mise à jour de la position du point de focalisation, s'effectue toutes les 90ms (limité par les 65ms de temps de mise à jour du générateur HIFU). Cependant, le tracking ultrasonore ne peut fonctionner simultanément pendant l'envoi de puissance sur le transducteur matriciel : les deux systèmes ayant une fréquence de fonctionnement trop proche (1,2MHz et 1,5MHz), la puissance acoustique HIFU parasiterait la mesure du speckle. Ainsi, un multiplexage temporel est donc effectué entre l'envoi de puissance HIFU et l'écoute du speckle ultrasonore (cf. Figure 4-9).

### **4.3.2. Paramètre de la séquence IRM utilisée**

Il est utilisé une thermométrie volumétrique caractérisée par 3 coupes de résolution de 96x96pixels, avec une taille de 1,33x1,33x6mm<sup>3</sup> pour chaque voxel. Avec un TE=46ms, l'imagerie est mise à jour chaque 360ms.

### **4.3.3. Monitoring temps réel de la température sur le fantôme mobile**

Pour le monitoring en température d'une cible mobile, la méthode [Ref 4-2],[Ref 4-9] basée sur la PRF (Proton Resonance Frequency) sera utilisée. Elle nécessite l'acquisition d'un jeu complet d'image de référence (durant une phase de prétraitement) discrétisant ainsi un grand nombre de positions de l'organe dans son mouvement.

Pendant l'intervention, chaque nouvelle image IRM de magnitude est comparée à l'image de magnitude lui correspondant le mieux (en évaluant le coefficient d'inter-corrélation).

L'image correspondante, acquise pendant la phase de prétraitement, permet ainsi de calculer en temps réel la nouvelle image de température par comparaison des cartes de phase entre elles.

## 4.4. Résultats

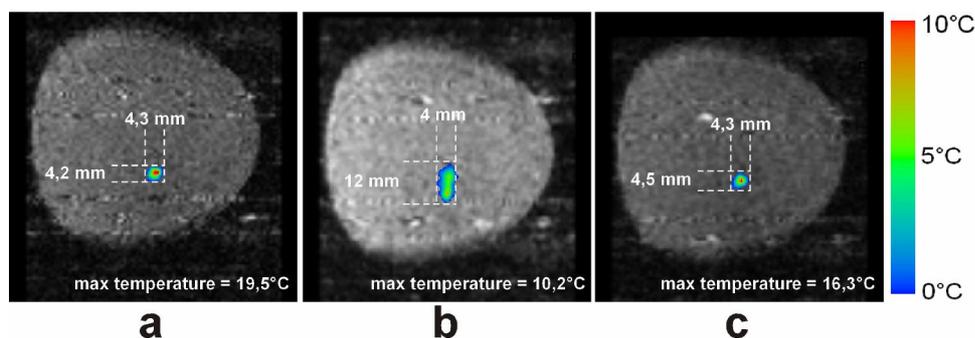


Figure 4-10 : Images de température IRM après 15s de chauffage HIFU sur une cible immobile (a), une cible mobile sans correction (b) et avec correction du positionnement (c) du point de focalisation

La Figure 4-10 montre la distribution spatiale de la température, après 15 secondes de chauffage, pour les trois expériences de chauffage suivantes :

- Expérience statique de référence. Aucun mouvement, avec tir fixe.
- Expérience avec mouvement, sans correction des coordonnées du point de tir
- Expérience avec mouvement. Estimation de mouvement US et mise à jour des coordonnées du point de tir

	Exp. A	Exp. B	Exp. C
Mouvement de cible	Cible immobile	Cible mobile	Cible mobile
Etat du Tracking	OFF	OFF	ON
Dimension du chauffage	4,3x4,2mm <sup>2</sup>	4x12mm <sup>2</sup>	4,3x4,5mm <sup>2</sup>
Température max	19,5°C	10,2°C	16,3°C

Tableau 4-1 : Résumé de l'exploitation des mesures des trois expériences au bout de 15s de chauffage

L'ensemble des résultats des 3 expériences se retrouve sur le Tableau 4-1. Les dimensions du chauffage représentent les dimensions du contour à mi-hauteur ( $T_{max}/2$ ).

## 5. Discussions

### 5.1. Comparaison entre estimation IRM et US

Une latence de 25ms a été estimée entre les deux mesures (latence de correction offrant la meilleure corrélation). Celle-ci étant du au temps de capture IRM, temps équivalent à l'ouverture du diaphragme d'un appareil photographique lors d'une prise de photographie.

Un seuil d'erreur a été défini. Celui-ci, directement lié à la dimension du point de focalisation, peut être interprété comme étant non acceptable le fait d'avoir deux positions d'erreur dans le temps qui ne se recouvrent pas l'une à l'autre (cf. description en Figure 4-11).

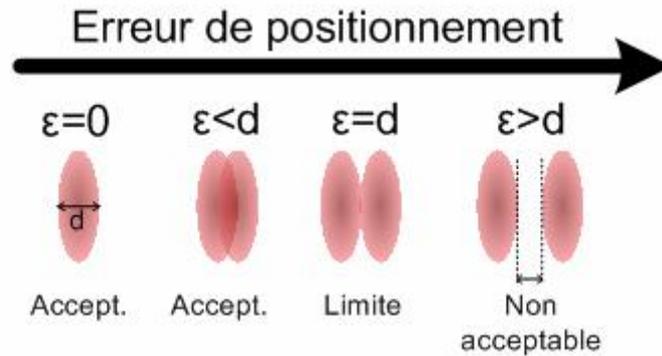


Figure 4-11 : Explication de la définition du seuil d'erreur quadratique

Une fois les mesures synchronisées, une excellente corrélation entre l'estimation IRM et US est observée : l'erreur quadratique pour  $V_{eff}=V_{max}$  restant inférieure au seuil limite.

Les phénomènes limitant ici la précision de la correspondance des mesures, sont les distorsions géométriques faibles des images IRM, et les artefacts de mouvements rapides intrascan de l'acquisition.

### 5.1. Chauffage HIFU corrigé par tracking US sur cible mobile contrôlé par thermométrie IRM en temps-réel

L'expérience de chauffage sur cible mobile avec correction de tir basé sur la mesure de tracking US, montre des résultats similaires à l'expérience de chauffage statique au regard de la dimension à mi-hauteur du point de chauffe :  $4,3 \times 4,2 \text{ mm}^2$  pour la cible fixe, et  $4,3 \times 4,5 \text{ mm}^2$  pour la cible mobile avec tracking activé.

Cependant, une différence de  $19,5 - 16,3 = 3,2^\circ\text{C}$  sur le point le plus chaud a été enregistrée. Ceci pouvant s'expliquer par deux phénomènes :

- Une défocalisation des ultrasons engendrée par le changement d'interface eau/gel pourrait diminuer la puissance acoustique de chauffage sur les tirs latéraux, malgré la compensation calculé sur la simulation acoustique.
- Une sous-estimation de la température maximale induite par un effet de volume partielle causé par une résolution spatiale des images IRM de dimensions proche du point focal.

La résolution temporelle de l'estimation de mouvement a été suffisante pour permettre un tracking de la cible mobile, et cela sans latence importante ( $< 90 \text{ ms}$ ). Aucune anticipation n'a été nécessaire ici.

## 6. Conclusion et perspectives

L'excellente corrélation des estimations de mouvement IRM et US a été démontrée. Il a aussi été démontré que ces rapides estimations de mouvement US ont pu être réalisées simultanément à une estimation de température volumétrique.

Le temps de latence entre le déplacement réel de la cible et la disponibilité de l'information de mouvement à partir de données IRM n'est pas négligeable. Par conséquent, un processus d'anticipation est requis [Ref 4-2] en imposant des restrictions importantes sur les mouvements qui peuvent être corrigés. Cette étude démontre l'excellente correspondance de la mesure de mouvement IRM et US.

En outre, les informations obtenues par échographie ont permis de démontrer que leur performance en terme de rapidité d'acquisition permettait le suivi en temps réel d'une cible mobile sans latence, évitant ainsi de recourir à une anticipation dans le schéma de tir HIFU. Cette étude ouvre des perspectives pour combiner l'IRM et les US, afin de fournir une estimation rapide et précise de la position spatiale des cibles en fonction du temps.

Cette étude de faisabilité a été réalisée avec un suivi simplifié 1D US et 2D IRM avec des déplacements unidirectionnels. Afin d'appliquer de telles méthodes *in vivo*, d'autres améliorations seront nécessaires.

Deux perspectives de travaux ultérieurs sont possibles. La première étant l'extension de la mesure 1D, et donc le développement d'un système de mesure de déplacement 3D comme décrit en [Ref 4-4].

La seconde perspective, serait d'établir un prétraitement avant l'hyperthermie d'acquies des images IRM au cours de plusieurs cycles de mouvement pour calibrer les estimations IRM et US, et d'associer chaque estimation de la distance du mono-élément à l'interface tissulaire de l'organe traité, à une carte de vecteur de déplacement obtenu par l'imagerie IRM, permettant ainsi pendant la phase de traitement d'extrapoler une position 2D ou 3D, à partir de la mesure de la distance du mono-élément à l'interface tissulaire de l'organe.

## 7. Références

- [Ref 4-1] Hindman J. Proton resonance shift of water in the gas and liquid states. *J Chem Phys* 1966;44:4582–4592.
- [Ref 4-2] Denis de Senneville B, Mougenot C, Moonen CTW. Real time adaptive methods for treatment of mobile organs by MRI controlled high intensity focused ultrasound, *Magn Reson Med* 2007; 57:319-330.
- [Ref 4-3] Mougenot C, Salomir R, Palussière J, Grenier N, Moonen CTW. Automatic spatial and temporal temperature control for MR-guided focused ultrasound using fast 3D MR thermometry and multispiral trajectory of the focal point. *Magn Reson Med* 2004;52:1005–1015.
- [Ref 4-4] Pernot M, Tanter M, Fink M. 3D real-time motion correction in high intensity focused ultrasound therapy. *Ultrasound Med Biol* 2004;30:1239–1249.
- [Ref 4-5] Barron JL, Fleet DJ, Beauchemin SS. Performance of optical flow techniques. *Int J Comput Vis* 1994;12:43–77.
- [Ref 4-6] Schunck BG, Horn KP. Determining optical flow. *Artif Intel* 1981;17:185–203.
- [Ref 4-7] Friston KJ, Ashburner J, Frith CD, Poline JB, Heather JD, Frackowiak RSJ. Spatial registration and normalisation of images. *Hum Brain Mapp* 1995;2:165–189.
- [Ref 4-8] Wolberg G, Zokai S. Robust image registration using log-polar transform. City College of New York: Department of Computer Science; 2000.
- [Ref 4-9] Quesson B, Vimeux F, Salomir R, de Zwart JA, Moonen CTW. Automatic control of hyperthermic therapy based on real-time Fourier analysis of MR temperature maps. *Magn Reson Med* 2002;47:1065–1072.
- [Ref 4-10] P. J. Bryan, S. Custar, J. R. Haaga, and V. Balsara. Respiratory movement of the pancreas - an ultrasonic study. *J Ultras Med*, 3(7) :317–320, 1984.
- [Ref 4-11] C. S. Ross, D. H. Hussey, E. C. Pennington, W. Stanford, and J. F. Doornbos. Analysis of movement of intrathoracic neoplasms using ultrafast computerized-tomography. *Int J Radiat Oncol*, 18(3) :671–677, 1990.
- [Ref 4-12] S. C. Davies, A. L. Hill, R. B. Holmes, M. Halliwell, and P. C. Jackson. Ultrasound quantitation of respiratory organ motion in the upper abdomen. *Brit J Radiol*, 67(803) :1096–1102, 1994.

# Conclusion générale

Une solution technologique pour l'amélioration du transfert de puissance électrique vers le transducteur ultrason autour d'un système d'adaptation d'impédance ajustable a été réalisée. Composé de deux parties, le premier chapitre traite de l'optimisation de réseaux de réactances binaires, la seconde partie traitant de la conception d'interrupteurs compatibles haut champ magnétique autour de transistor MOSFET, ceci afin d'effectuer une adaptation d'impédance au plus proche de la sonde ultrasonore.

Une version de réseaux de réactances binaires commutées par relais a été industrialisée. Le chemin de l'industrialisation des réseaux d'interrupteurs à MOSFET reste à ce jour à continuer.

Le second chapitre a été consacré à la caractérisation du champ ultrasonore des transducteurs. Un simulateur ultrason, ainsi qu'un banc de mesure a été réalisé pour une caractérisation spatiale du champ.

Il a permis de vérifier la correspondance entre la simulation (basée sur les dimensions géométriques de la surface active) et la mesure. Cette correspondance a pu être vérifiée pour le mono-élément utilisé dans les réseaux matriciels du laboratoire. Pour le mono-élément focalisé de 120mm de diamètre, il s'est avéré qu'une défocalisation engendrant une perte de puissance de 7,2dB a été mesurée.

Les principales perspectives associées au banc de mesure sont l'étalonnage en amplitude et en phase des réseaux matriciels du laboratoire, ainsi qu'une aide à la calibration des phases acoustiques pour un tir intra costal.

Les deux derniers chapitres, concernent le développement d'outils logiciels autour de l'IRM.

Une méthode de caractérisation des paramètres thermiques des tissus chauffés a été développée. Celle-ci a montré qu'avec un protocole de chauffage (tir test) sur point fixe, une détermination précise des coefficients de diffusion, perfusion et absorption des ultrasons est possible.

Afin d'améliorer la qualité de l'asservissement de température, qui doit être très précis lors d'applications de dépôts locaux de médicaments thermosensibles, une perspective de travaux ultérieurs serait d'intégrer dans un protocole de chauffage une procédure de pré-tir test, avec une élévation de température peu élevée ( $42-37=5^{\circ}\text{C}$ ) pour éviter toute nécrose. L'analyse

fournissant les paramètres tissulaires, et en concevant judicieusement un algorithme d'asservissement qui anticipe le comportement thermique des tissus entre l'acquisition de deux dynamiques, il sera possible de concevoir un asservissement ayant un meilleur rapport rapidité/stabilité par rapport à un asservissement sans anticipation des effets de diffusion, perfusion et absorption des ondes acoustiques.

Enfin, le dernier chapitre porte sur l'étude de faisabilité du suivi de mouvement d'organe mobile en couplant les estimations de déplacements obtenues par ultrasons et par IRM. La comparaison des estimations de mouvements, entre mesures IRM et mesures ultrasons, montre une correspondance de très bonne qualité. Il a été aussi réalisé l'intégration d'un tracking ultrasonore sur cible mobile, avec chauffage et acquisition d'imagerie de température IRM.

Deux perspectives de travaux ultérieurs sont possibles. La première étant l'extension de la mesure 1D, et donc le développement d'un système de mesure de déplacement 3D comme décrit en [Ref 4-4].

La seconde perspective, serait d'établir un prétraitement avant l'hyperthermie d'acquérir des images IRM au cours de plusieurs cycles de mouvement pour calibrer les estimations IRM et US, et d'associer chaque estimation de la distance du mono-élément à l'interface tissulaire de l'organe traité, à une carte de vecteur de déplacement obtenu par l'imagerie IRM, permettant ainsi pendant la phase de traitement d'extrapoler une position 2D ou 3D, à partir de la mesure de la distance du mono-élément à l'interface tissulaire de l'organe.

## LISTE DES PUBLICATIONS

### **Adjustable impedance tuner for ultrasound phased-array transducer at 1.5 MHz**

**P. Lourenço de Oliveira**, F. Rodes, C. Mougénot, C. Moonen.

*ELECTRONIC LETTERS* 08/13/2009 -- VOLUME 45, ISSUE 17, P.913–914

### **Rapid motion correction in MR guided High Intensity Focused Ultrasound heating using real-time ultrasound echo information**

**P. Lourenço de Oliveira**, B. Denis de Senneville, I. Dragonu, C.T.W. Moonen

(Soumission en cours)

### **Non-invasive Determination of Tissue Thermal Parameters from High Intensity Focused Ultrasound Treatment Monitored by Volumetric MRI Thermometry**

I. Dragonu, **P. Lourenço de Oliveira**, C. Laurent, C. Mougénot, N. Grenier, C.T.W. Moonen, B. Quesson.

*NMR in Biomedecine* 2009

### **Three-dimensional spatial and temporal temperature control with MR thermometry-guided focused ultrasound (MRgHIFU)**

C. Mougénot, B. Quesson, B. Denis de Senneville, **P. Lourenço de Oliveira**, S. Sprinkhuizen, J. Palussière, Grenier, CT Moonen.

*Magnetic resonance in medicine : official journal of the Society of Magnetic Resonance in Medicine / Society of Magnetic Resonance in Medicine* 2009;61(3):603-14.

## LISTE DES CONFERENCES

### **Combination of real-time ultrasound tracking and MR-Imaging for HIFU application**

**P. Lourenço de Oliveira**, I. Dragonu, B. Denis de Senneville, C. Mougénot, CT. Moonen

*8th International Symposium on Therapeutic Ultrasound (ISTU), Minneapolis, USA, Sept 2008.*

### **Temperature and motion compensated HIFU ablation under real-time MRI-guidance**

**P. Lourenço de Oliveira**, M. Ries, C. Mougénot, C. Moonen

*7th International Symposium on Therapeutic Ultrasound (ISTU), Seoul, South Korea, June 2007.*

### **Perfusion Calculation Based on MR-Temperature Maps and Focused Ultrasound Heating. Theoretical and Experimental Study**

I. Dragonu, **P. Lourenço de Oliveira**, C. Laurent, B. Denis de Senneville, C. Mougénot, C. Moonen, B. Quesson.

*16th International Society for Magnetic Resonance in Medicine, Toronto, Canada, May 2008.*

### **Correlation of ultrasound-mediated drug delivery with acoustical properties of the transducer by macroscopic fluorescence imaging**

M. Lepetit-Coiffé, A. Yudina, **P. Lourenço de Oliveira**, R. Deckers, F. Couillaud F, C. Moonen

*9th International Symposium on Therapeutic Ultrasound, Aix-en-Provence, France, Sept 2009.*

# Résumé

Le traitement par ultrasons focalisés (HIFU) associé au contrôle par l'Imagerie de Résonance Magnétique (IRM) est une méthode prometteuse pour les thérapies de type non invasive sur patient en respiration libre. Une solution technologique pour l'amélioration du transfert de puissance électrique vers le transducteur ultrason autour d'un système d'adaptation d'impédance ajustable a été réalisée. Un chapitre a été consacré à la caractérisation des transducteurs par la mesure et simulation du champ acoustique spatial. Les deux derniers chapitres, concernent le développement d'outils logiciels autour de l'IRM. Une méthode de caractérisation des paramètres thermiques des tissus chauffés, utile pour une qualité d'asservissement de température optimale, a été développée. Enfin, une étude de faisabilité a été menée sur le couplage des mesures de déplacements rapides par ultrasons avec les mesures robustes fournies par IRM, ceci pour un meilleur suivi du mouvement des organes mobiles.

# Summary

Treatment with Focused Ultrasound (HIFU) combined with Magnetic Resonance Imaging (MRI) control is a promising method for thermotherapy on free breathing patient. A technological solution has been achieved in order to improve the transfer of electrical power to the ultrasonic transducer around a adjustable impedance matching system. A chapter was devoted to the characterization of transducers acoustic field by measure and simulation. The last two chapters concern the development of software tools around the MRI. A method to determinate the thermal parameters of tissues heated, useful to compute an optimal temperature control was developed. Finally, a feasibility study has been conducted on the combination of fast ultrasound motion estimation with robust MRI motion estimation, this to improve the quality of the motion tracking.

MOTS-CLES : HIFU, IRM, Adaptation d'impédance, Ultrasons, tracking.