



HAL
open science

Vers une caractérisation sans contact de l'évolution des tissus organiques par des capteurs RF multifréquences

Alexiane Pasquier

► **To cite this version:**

Alexiane Pasquier. Vers une caractérisation sans contact de l'évolution des tissus organiques par des capteurs RF multifréquences. Autre. Université Paris-Saclay, 2022. Français. NNT : 2022UP-AST007 . tel-03617206

HAL Id: tel-03617206

<https://theses.hal.science/tel-03617206v1>

Submitted on 23 Mar 2022

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

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

Vers une caractérisation sans contact de l'évolution des tissus organiques par des capteurs RF multifréquences

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay

École doctorale n° 575, PHYSIQUE-ET-INGÉNIERIE :
électrons, photons, sciences du vivant, EOB
Spécialité de doctorat : Électronique et Optoélectronique, Nano-
et Microtechnologies
Unités de recherche : Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies,
C2N & Systèmes et applications des technologies de l'information et
de l'énergie, SATIE
Réfèrent : ENS Paris-Saclay

Thèse présentée et soutenue à Palaiseau, le 26/01/22, par

Alexiane Pasquier

Composition du jury :

Hamid Kokabi Professeur des Universités, Sorbonne Université	Président du jury
Katia Grenier Directrice de recherche, CNRS-LAAS Toulouse	Rapporteuse
Jacques Felblinger Professeur des Universités - Praticien Hospitalier, Université de Lorraine	Rapporteur
Yann Le Bihan Professeur des Universités, Université Paris-Saclay	Examineur
Pierre-Yves Joubert Professeur des Universités, Université Paris-Saclay	Directeur
Stéphane Serfaty Professeur des Universités, Cergy Paris Université	Co-directeur
Yohan Le Diraison Maître de conférences, Cergy Paris Université	Encadrant

A ma famille

Remerciements

Tout en essayant d'être la plus exhaustive possible, j'oublierai sûrement quelques personnes, auquel cas, je m'excuse platement et pour me faire pardonner je vous offrirai un verre !

Tout d'abord, merci à M. Yann Le Bihan et M. Hamid Kokabi, d'avoir acceptés d'examiner cette thèse. Merci à M. Jacques Felblinger et à Mme Katia Grenier d'avoir acceptés de rapporter sur mes travaux. En particulier, merci aux membres de ce jury d'avoir fait le déplacement jusqu'à ce merveilleux plateau de Saclay pour assister à la soutenance et d'avoir pris le temps d'échanger avec nous. J'espère pouvoir vous recroiser et avoir d'autres discussions intéressantes avec vous, vous avez tous été très bienveillants, merci.

Mon premier laboratoire d'accueil a été le SATIE dirigé par M. Pascal Larzabal puis M. François Costa, merci à eux de m'avoir accueillis, d'avoir toujours été à l'écoute et abordables (j'ai quelques vidéos des séjours au ski du SATIE que je garde précieusement au cas où). Merci à Sophie Abriet et à Béatrice Bacquet qui m'ont guidé dans la masse de démarche administrative, et ce, toujours dans la joie et la bonne humeur (même au dernier moment).

Pour l'équipe de Neuville, je remercie : Nicolas, Magalie, Loïc, Alice (allez je te mets deux fois je suis sympa), Pascal, Emmanuel, Andrès, Vincent, Davina, Arthur, qui m'ont toujours aidé dans toutes les idées d'expériences (plus ou moins abouties) et m'ont fait sentir la bienvenue dans leur équipe. Dans cette équipe, je remercie aussi vivement mon directeur de thèse Stéphane Serfaty et mon encadrant Yohan Le Diraison, merci de m'avoir accordée votre confiance, votre patience, votre temps, et m'avoir guidée tout au long de ce travail. Je ne sais même pas si on a réussi à faire un dixième de ce qui était prévu, mais on a quand même fait des trucs sympas.

En plus du SATIE de Neuville, j'ai aussi eu la chance d'avoir été hébergée par le SATIE de l'ENS Cachan à l'IDA où je remercie Eric, Jean-Pierre, Tien-An, Virginie, Alice, Smaïl et Sakina, Camille, Manon, Bruno de l'équipe biomis, d'avoir partagés des pauses cafés, des repas et échangés un peu trop de blagues (plus ou moins bonnes), bon aussi deux trois fois on a parlé de science. Évidemment, merci à toi Mehdi pour ta gentillesse, ton humour, toutes nos discussions parfois un peu

philosophiques (même si on parlait surtout de PNL et de foot). Merci pour toutes les pauses café sur la belle terrasse au soleil ou les quelques détours au caribéen qui faisaient toujours plaisir. Merci pour tes précieux conseils et idées quand rien ne marchait. Merci pour le temps que tu as passé à m'expliquer pourquoi HFSS est le pire logiciel du monde. J'ai énormément appris grâce à toi, que cela soit scientifiquement, humainement, sportivement, ou musicalement.

Ensuite, avec le déménagement de l'ENS Cachan sur le plateau de Saclay, je me suis rapprochée de ma deuxième équipe au C2N, merci à M. Giancarlo Faini de m'avoir accueillie et permis de finir mes travaux de thèse. Là-bas, j'ai pu côtoyer la super équipe de plus ou moins chef : Fabien, Alain, Elie, Emile, Johan, Philippe, Marion, Alexis, Mehdi, Sylvain, merci pour toute l'aide, les pauses café et super discussions. Un grand merci à toute l'équipe non-chef pour les parties de tarot endiablées, les pauses détentes et les échanges scientifiques (assez rares il faut le dire) mais aussi les karaokés, les bars à saucisse, les restos, et bien d'autres encore j'espère, merci à Charlotte, Olivier, Uyen, Lucas B, Lucas H, Lucas D, Jhordan, Etienne, Paco, Hana, Clément, Gwénaél, Claire, Martina mais j'inclus dedans aussi Lucile et Thomas qui sont au C2N par adoption. Merci tout particulier à celles qui m'ont intégré dans l'équipe (et qui sont juste géniales) Sylvie, Nhung et Giulia, merci pour tout !

Un immense merci à Pierre-Yves Joubert. Bon vous savez bien que ce que je pense de vous, que ce soit sur le plan scientifique ou humain. Vous m'avez tellement appris, guidé, supporté, été très (trop ?) patient. Vous avez suivi avec assiduité tout mon (notre) travail. Merci de votre gentillesse, votre empathie, votre promptitude à sacrifier vos soirées et vos week-ends pour soumettre des papiers de dernière minute, votre énergie sans relâche pour se battre contre l'Administratif avec un grand A. Faire ces quatre années à vos côtés a été un grand plaisir intellectuel et humain, j'espère de tout cœur qu'on pourra continuer à travailler ensemble. Grâce à vous, et à toute l'équipe, c'est toujours un plaisir d'aller au labo, finalement, c'est peut-être le plus important ?

Je tiens à remercier les différents groupes d'amis que j'ai pu rencontrer et qui m'ont toujours soutenue. En commençant par l'équipe des stagiaires de GE, Yanis D, Yanis C, Val, Rosa, Candice, Chloé, merci pour les conversations sans aucun sens, les visios et les soirées, même s'il faut prévoir un an en avance pour se voir c'est toujours la régalaide. Les Yanis vous êtes les prochains à soutenir, allez rendez-vous dans un an !

Merci à Tina, pour les repas à l'ENS posées dans l'herbe et aux journées « télétravail » à Versailles avec Pashmina et à tant d'autres choses (vaut mieux

pas que je fasse la liste). Toi aussi rendez-vous cette année pour la soutenance même si je sais que t'es pas pressée ;)

Merci à la team plateau de Saclay / Whoop qui m'ont adopté Emmanuelle, Claire et Pauline, toujours un plaisir de se voir et vous êtes adorables.

Merci à mes amis de Phelma (plus ou moins), c'est aussi grâce à vous et à vos diverses expériences et sujets variés de nos discussions que j'ai beaucoup appris (et qui m'ont beaucoup fait relativiser il faut le dire). Vous êtes au TOP et vraiment comme une seconde famille pour moi, je remercie : Charlie, Tobias, Antoine, Alice, Christophe, Christopher, Solenn, Damien, Justine, Cécile, Clara, Nico, William, Marie, Eve, Seb, Jérémy, Dali, Lucie, Guillaume, Mathilde, Alice, Roudal, Bastien et Audrey (forever vibrocoloc), Bouth (le plus beau flamingo), Vivou, Arnaud, Valentin, Julien, Yannouch (allez grow courage pour la rédaction !!), j'espère que j'ai oublié personne. Merci tout particulier aux parisiens qui sont toujours prêts pour aller décompresser et se changer les idées. Un grand grand merci (j'ai pas de vocabulaire) à Alice, car c'est grâce (à cause ?) d'elle si j'ai fait cette thèse. Vivement, la SCOP tous ensemble !

Merci à mes amies de prépas Faustine et Anaïs, toujours là avec qui passer des super apéros entre deux marathons pour vous (bon Anaïs désolée pour les milliards de message où je me plaignais mais tu m'sèch lé den koeur koeur).

Merci à mes amies, de longue date maintenant (qu'est-ce qu'on est vieilles bordel), du lycée, merci à Léa, Elisa, Julie (super coloc rpz) et Mathilde, on se voit peut-être plus rarement maintenant, mais c'est toujours un plaisir, vous m'avez toutes procuré un soutien sans faille que ce soit pendant nos week-ends ou vacances (hâte du prochain voyage!).

Merci à ma famille, mes grand-parents, mes tantes, mes parents et mes frères, (nos chiens et chats aussi) vous m'avez soutenu sans relâche et avez été en permanence présents tout au long de mon parcours (je sais bien que ce n'était pas forcément évident à certaines périodes), je vous en serai toujours reconnaissante, merci.

Aussi j'ai une pensée pour tous les différents profs / enseignants que j'ai eus tout au long de mon parcours éducatif (ça fait beaucoup de personne) et c'est en grande partie grâce à eux si aujourd'hui j'aime autant le monde de la recherche.

Merci pour tout.

Table des matières

Liste des figures	xv
Liste des tableaux	xxv
Glossaire	xxix
Introduction	1
1 Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques	3
1.1 Introduction	4
1.2 Observation des milieux organiques	4
1.2.1 Vers une caractérisation multiéchelle des milieux organiques	4
1.2.2 Les modalités de caractérisation associées	6
1.3 Propriétés diélectriques de la matière organique	10
1.3.1 La permittivité complexe	10
1.3.2 Lien entre la permittivité complexe et les phénomènes biologiques	11
1.3.3 Cas particulier des interactions champs/milieu en RF	13
1.4 Dispositifs dédiés à la caractérisation diélectrique radiofréquences .	17
1.4.1 Les capteurs RF en contact avec le milieu	17
1.4.1.1 Les capteurs large bande	18
1.4.1.2 Les résonateurs RF	20
1.4.2 Les capteurs RF sans contact	23
1.4.2.1 Capteurs à cavités résonantes	23
1.4.2.2 Capteurs RF inductifs non-invasifs « basses fréquences »	24

1.4.3	Vers un capteur inductif sans contact pour la caractérisation diélectrique	25
1.5	Conclusion	31
2	Principe et applications des capteurs inductifs TLR	35
2.1	Introduction	37
2.2	Principe de fonctionnement et modélisation du TLR	38
2.2.1	Détermination analytique de la fréquence de résonance d'un TLR	38
2.2.2	Détermination expérimentale de la fréquence de résonance d'un TLR	42
2.2.3	Étude du cas particulier des STLR	45
2.2.3.1	Modélisation numérique par éléments finis	46
2.2.3.2	Correction proposée	49
2.2.3.3	Comparaison du modèle corrigé aux données expérimentales	50
2.2.4	Conclusion	50
2.3	Mise en œuvre des TLR comme capteurs inductifs RF	53
2.3.1	Interaction du TLR avec un milieu diélectrique environnant	53
2.3.2	Modélisation électrique équivalente d'un TLR en interactions avec un milieu diélectrique	55
2.3.3	Caractérisation diélectrique d'un milieu homogène à l'aide d'un TLR	58
2.4	Caractérisation diélectrique d'un milieu non homogène à l'aide d'un TLR	62
2.4.1	Banc instrumenté	62
2.4.2	Résultats expérimentaux	64
2.4.2.1	Contraste sur la conductivité	64
2.4.2.2	Contraste sur la permittivité	65
2.4.2.3	Bilan général	66
2.5	Combinaison de TLR pour la détection de contrastes diélectriques locaux	67

2.5.1	Banc instrumenté adapté à deux TLR	67
2.5.2	Résultats expérimentaux pour deux TLR	69
2.5.2.1	Contraste sur la conductivité	69
2.5.2.2	Contraste sur la permittivité relative	70
2.5.2.3	Détection de contrastes diélectriques par combinaison de plusieurs TLR	70
2.6	Conclusion	73
3 Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR		75
3.1	Introduction	77
3.2	Architecture du nouveau capteur WMFR	78
3.3	Modélisations du WMFR	81
3.3.1	Modélisation semi-analytique du WMFR	81
3.3.2	Modélisation numérique du WMFR par éléments finis	85
3.3.3	Mesure expérimentale des WMFR et confrontation aux modélisations	89
3.3.3.1	Détermination de la fréquence de résonance expérimentale	89
3.3.3.2	Comparaison des fréquences de résonance expérimentales avec les deux modèles	91
3.3.3.3	Détermination du facteur de qualité	93
3.3.3.4	Analyse de l'influence de l'angle sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité mesurés du WMFR	95
3.4	Le WMFR pour la caractérisation de milieux	96
3.4.1	Exemples de caractérisations sans contact de milieux homogènes par le WMFR	98
3.4.1.1	Validation de la mesure multifréquence de conductivité	99
3.4.1.2	Validation de la mesure multifréquence de la permittivité relative	102
3.4.1.3	Bilan sur la validation de l'utilisation du WMFR comme capteur de caractérisation multifréquence sans contact de milieux homogènes	105

3.4.2	Étude de la modification des propriétés diélectriques de milieux complexes	106
3.4.2.1	Caractérisation de fluides complexes peu évolutifs	106
3.4.2.2	Suivi des propriétés diélectriques des tissus biologiques : exemple de la décomposition d'une tranche de viande de veau	109
3.4.2.3	Suivi des tissus biologiques par le facteur de perte diélectrique	110
3.5	Conclusion	111
4	Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR	115
4.1	Introduction	117
4.2	Le WMFR-8 pour détecter/localiser un contraste diélectrique local dans un milieu d'investigation	118
4.2.1	Système instrumental et représentation des cartographies expérimentales	118
4.2.2	Détection de l'objet métallique de référence	120
4.2.3	Détection d'une sphère diélectrique (solution saline)	123
4.2.4	Profondeurs de détection du WMFR en fonction du contraste diélectrique de l'objet à détecter	129
4.2.5	Bilan sur la détection des contrastes diélectriques locaux	135
4.3	Le WMFR-4 pour détecter/localiser un contraste diélectrique local dans un milieu diélectrique	136
4.3.1	Système instrumental	136
4.3.2	Détection et profondeurs de détection	136
4.4	Faisabilité instrumentale de l'exploitation simultanée de plusieurs WMFR	140
4.4.1	Système instrumental à deux WMFR	140
4.4.2	Résultats expérimentaux	141
4.4.2.1	Détection de l'objet métallique	142
4.4.2.2	Détection de la sphère diélectrique	145

4.5	Caractérisation des propriétés diélectriques d'un milieu stratifié avec un WMFR	148
4.6	Auto-compensation de l'influence de paramètres environnementaux avec un WMFR : exemple de la température	152
4.7	Conclusion	159
Conclusion		160
 Annexes		
A Annexe du chapitre 2		171
A.1	Détails d'obtention de la condition de résonance d'un TLR	171
A.2	Détermination de l'impédance caractéristique et de l'inductance du TLR	174
A.2.1	Calcul de l'impédance caractéristique	174
A.2.2	Calcul de l'inductance	175
A.3	Résultats du TLR sans correction	178
 B Annexe du chapitre 3		 181
B.1	WMFR-4 pour le suivi de solutions salines	181
B.2	WMFR-4 pour le suivi de solutions de mélange eau éthanol	181
 C Annexe du chapitre 4		 185
C.1	Résultats pour eau salée 0,5 S/m	185
C.2	Résultats pour eau salée 1,5 S/m	187
C.3	Résultats présentés sous forme de module	190
 D Travaux et publications		 195
 Références		 197

Liste des figures

1.1	Spectre électromagnétique et différents systèmes médicaux développés, adapté de [6].	8
1.2	Exemple de représentation schématique de différentes polarisations de la permittivité complexe d'une cellule en fonction de la fréquence et de leur origine adaptée de [34], [35].	12
1.3	Exemples de puissance absorbée et de pénétration de l'onde dans un milieu biologique en fonction de la fréquence.	14
1.4	Variations relatives de permittivité relative et de conductivité entre un tissu sain et tumoral pour différents organes tiré de [48] et des mesures in vivo de [49].	15
1.5	Différents types de situation à discriminer, tissu sain, tumoral et présence d'un kyste tiré de [53].	16
1.6	Schéma représentant les différentes catégories de capteurs selon la technologie utilisée adapté de [54], les cases vertes correspondent au choix de développement de cette thèse.	18
1.7	Schéma représentant le fonctionnement d'une sonde coaxiale ouverte pour la caractérisation de milieux, issu de [57].	18
1.8	Exemples d'antenne large bande développés pour la caractérisation du sein [69], [70].	20
1.9	Différents résonateurs de type SRR et CSRR (Complementary SRR) d'après [73], [74], [75], en orange sont représentées les pistes conductrices et en blanc le substrat diélectrique. D'autres formes plus « élaborées » sont répertoriées dans [76].	21
1.10	Différents exemples de réalisations utilisant des réseaux d'antennes d'induction magnétique.	25
1.11	Différents exemples de réalisations de TLR avec plusieurs formes géométriques, une ou plusieurs fentes, TLR simple tour (STLR) ou TLR multitours (MTLR).	28

1.12	Photographies du système d'imagerie microonde pour le sein MARIA. Ce système de détection radar repose sur 60 antennes et un signal large bande entre 3 et 8 GHz [14], [70]. Le taux de détection annoncé est autour de 78 %.	32
2.1	Schéma d'un MTLR avec ses caractéristiques principales et les courants circulants du mode commun, i_C et de mode différentiel i_D .	38
2.2	Vue 3D éclatée d'un TLR avec ses paramètres géométriques adaptée de [141].	39
2.3	Schéma de caractérisation inductive du MTLR à l'aide d'une sonde de contrôle et schéma électrique équivalent associé.	42
2.4	Photographies d'exemples de réalisations de TLR.	45
2.5	Espace de travail sous HFSS d'acquisition de l'impédance complexe du STLR 14 (voir tableau 2.2).	46
2.6	Distributions des densités de courants de surfaces à la résonance pour un STLR et un MTLR, pour un courant d'un ampère dans la sonde de contrôle.	47
2.7	La figure 2.7a représente l'écart relatif des fréquences de résonance entre les fréquences simulées numériquement et modélisées analytiquement (\mathcal{E}_{AS}), et le même écart après correction du modèle analytique par l'introduction d'une largeur effective de piste (\mathcal{E}_{CAS}), en fonction de la largeur de piste l_c du STLR. La figure 2.7b représente l'estimation de la largeur effective l_{eff} en fonction de l_c pour les 625 STLR simulés.	48
2.8	Écart relatif entre la fréquence de résonance donnée par le modèle analytique et par l'expérimentation (\mathcal{E}_{AE}) et l'écart relatif entre la fréquence de résonance donnée par le modèle analytique corrigé et par l'expérimentation (\mathcal{E}_{CAE}).	51
2.9	Exemples de MTLR de [136], réalisés sur différents supports souples (Kapton à gauche, polymères à base de silicone à droite).	52
2.10	Système de mesure inductif TLR et circuit électronique équivalent.	56
2.11	Mesure et traitement de Z_{mes} .	58
2.12	Dessin de la ligne de transmission de la face supérieure du MTLR utilisé ($f_A = 104$ MHz).	59
2.13	Évolution de R_i pour différentes solutions diélectriques de référence.	61

2.14	Évolution de L_i pour différentes solutions diélectriques de référence.	61
2.15	Schéma du banc instrumenté comprenant un TLR 30 MHz et une sphère diélectrique se déplaçant selon le plan (yz) .	63
2.16	Cartographie dans le plan (yz) des variations de la résistance induite, R_i , pour une sphère de 1,5 cm de diamètre remplie d'eau salée se déplaçant dans un aquarium d'eau déionisée. À gauche, extrait de la cartographie le long de y pour $z = -0,5$ cm.	64
2.17	Cartographie dans le plan (yz) des variations de l'inductance induite, L_i , pour une sphère de 1,5 cm de diamètre remplie d'air se déplaçant dans le bac d'eau déionisée. À gauche, extrait de la cartographie le long de y pour $z = -0,5$ cm.	66
2.18	Schéma de la mise en œuvre de la mesure des deux TLR (tableau 2.6) excités avec une sonde de contrôle à deux bobinages en série.	67
2.19	Réalisation en circuit imprimé souple de la sonde de contrôle à double bobine.	69
2.20	Évolution de la résistance induite, R_i , extraite pour chacun des deux TLR en fonction de la position de la sphère d'eau salée.	70
2.21	Évolution de l'inductance induite, L_i , extraite pour chacun des deux TLR en fonction de la position de la sphère d'air.	71
2.22	Évolution de l'inductance induite, R_i^{multi} , en fonction du déplacement de la sphère d'eau salée devant chaque TLR, L_i^{multi} , en fonction du déplacement de la sphère présentant un contraste diélectrique, devant chaque TLR.	72
3.1	Représentation 3D éclatée d'un WMFR. Ici, huit STLR concentriques sont déposés sur un même substrat.	78
3.2	Exemple d'association de STLR réalisés pour plusieurs configurations de WMFR.	80
3.3	Schéma électrique équivalent pour un WMFR.	81
3.4	Exemple du module de Z_{mes} déterminé à l'aide de l'équation (3.3) pour le WMFR-8 de la figure 3.11b présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les huit pics de résonance.	83
3.5	Exemple du module de Z_{mes} déterminé à l'aide de l'équation (3.3) pour le WMFR-4 de la figure 3.11a présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les quatre pics de résonance.	84

3.6	Exemple d'espace de travail 3D sous HFSS pour le WMFR-4 (figure 3.2a). La sonde d'émission/réception est présentée en rose. . .	85
3.7	Distributions des courants surfaciques obtenues par HFSS pour quatre fréquences de travail différentes (20 MHz, 45 MHz, 90 MHz et 206 MHz) proches des fréquences de résonances propres des quatre STLR constituant le WMFR-4.	86
3.8	Distributions des courants surfaciques obtenues par HFSS pour deux fréquences de travail différentes (82 MHz et 281 MHz) proches des fréquences de résonances propres de deux STLR constituant le WMFR-8.	87
3.9	Module de Z_{mes} pour le WMFR-8 formé des S2x simulé à l'aide de HFSS présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les huit pics de résonance.	88
3.10	Module de Z_{mes} pour le WMFR-4 formé des S1x simulé à l'aide de HFSS présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les quatre pics de résonance.	88
3.11	Photos des deux WMFR monolithiques construits par associations concentriques de STLR (dimensions données dans le tableau 3.8). . .	89
3.12	Module de Z_{mes} mesuré pour le WMFR-8 formé des S2x présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les huit pics de résonance. .	90
3.13	Module de Z_{mes} mesuré pour le WMFR-4 formé des S1x présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les quatre pics de résonance.	91
3.14	Comparaison des fréquences des WMFR-4 et WMFR-8 mesurées expérimentalement, modélisées semi-analytiquement (MSA) et simulées numériquement par HFSS.	93
3.15	Exemple de banc expérimental utilisant le WMFR à huit résonances.	96
3.16	Schéma électrique équivalent du WMFR chargé par le milieu à caractériser.	97
3.17	Résistances induites en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 1%.	100
3.18	Inductances induites en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 3%. . . .	101
3.19	Inductances induites en fonction de la permittivité relative de solution aqueuse d'éthanol pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 0,1%.	103

3.20	Résistances induites en fonction de la permittivité relative de solution aqueuse d'éthanol pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 15 %	104
3.21	Évolution des L_{i_n} corrigées en fonction de la fréquence du WMFR-8 pour plusieurs milieux présentés tableau 3.17 avec un écart entre deux mesures inférieur à 1,2 %	108
3.22	Évolution des R_{i_n} corrigées en fonction de la fréquence du WMFR-8 pour plusieurs milieux présentés tableau 3.17 avec un écart entre deux mesures inférieur à 4 %	108
3.23	Étude de la décomposition d'un morceau de veau avec l'extraction des paramètres d'intérêt du WMFR-8 R_{i_n} et L_{i_n} corrigées, en échelle logarithmique, en fonction de la fréquence, avec un écart entre deux mesures inférieur à 2 % et 1 % respectivement, pour chaque jour . . .	109
3.24	Évolution du ratio ρ_n pour les différents milieux considérés	112
4.1	Banc expérimental exploitant le WMFR à huit résonances	118
4.2	Module $ Z_{i_n} $ extrait du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de l'objet métallique dans le plan (yx)	121
4.3	Évolution des maximums des modules $ Z_{i_n} $ retenus en $y = 0$ pour chaque fréquence, en fonction de la profondeur x dans le milieu . . .	122
4.4	Module brut, $ Z_{i_n} $, extrait du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 S/m$ dans le plan (yx)	123
4.5	Résistance induite, R_{i_n} , extraite du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 S/m$ dans le plan (yx)	124
4.6	Inductance induite, L_{i_n} , extraite du WMFR-8 en $[nH]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 S/m$ dans le plan (yx)	124
4.7	Résistance induite, R_{i_n} , après seuillage, extraite du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 S/m$ dans le plan (yx)	125
4.8	Inductance induite, L_{i_n} , après seuillage, extraite du WMFR-8 en $[nH]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 S/m$ dans le plan (yx)	126

4.9	Résistances induites, \widehat{R}_{i_n} , combinées d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (xy)	128
4.10	Inductances induites, \widehat{L}_{i_n} , combinées d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (xy)	128
4.11	Résistances induites, \widehat{R}_{i_n} , combinées d'après l'équation (4.4), extraites du WMFR-8 en [m Ω] autour de $y = 0$, à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère avec différentes solutions salines selon la profondeur.	129
4.12	Inductances induites, \widehat{L}_{i_n} , combinées d'après l'équation (4.4), extraites du WMFR-8 en [nH] autour de $y = 0$, à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère avec différentes solutions salines selon la profondeur.	130
4.13	Résistances induites combinées, \widehat{R}_{i_n} , extraites du WMFR-8 en [m Ω] autour de $y = 0$, pour chacune des huit fréquences de résonances, en fonction de la profondeur pour les trois sphères de solutions salines.	131
4.14	Inductances induites combinées, \widehat{L}_{i_n} , extraites du WMFR-8 en [nH] autour de $y = 0$, pour les huit fréquences de résonance, en fonction de la profondeur pour les trois sphères de solutions salines.	131
4.15	Modules bruts $ Z_{i_n} $, extraits du WMFR-8 en [m Ω], pour chacune des huit fréquences de résonance, une sphère de solution saline à 1,5 S/m et résultat de la multiplication des huit modules entre eux en [m Ω^8].	134
4.16	Banc expérimental exploitant le WMFR à huit résonances.	137
4.17	Photographie présentant le banc de mesure du WMFR-4 et d'une sphère se déplaçant selon le plan (yx)	137
4.18	Modules $ Z_{i_n} $, après seuillage extraits du WMFR-4 en [m Ω], pour chacune des quatre fréquences de résonance, d'une sphère de solution saline à 5,7 S/m dans de l'eau déionisée.	137
4.19	Modules $ Z_{i_n} $, après seuillage, en $y = 0$, extraits du WMFR-4 en [m Ω], pour chacune des quatre fréquences de résonance, d'une sphère de solution saline à 5,7 S/m dans de l'eau déionisée.	138
4.20	Mêmes données que la figure 4.19, entre 1 et 4 cm.	139
4.21	Banc instrumental utilisant deux WMFR (WMFR-4 et WMFR-3) placés en quadrature.	140

4.22	Modules des impédances induites en $[\Omega]$ extraites à chaque position de l'objet métallique dans le plan (yx) pour les différentes fréquences de résonance des WMFR-3 (à gauche) et WMFR-4 (à droite) sauf pour le S14 où seule l'inductance L_{in} est représentée (en [H]) pour des problèmes expérimentaux sur la résistance R_{in} (cf tableau 4.4).	143
4.23	Modules des impédances induites en $[\Omega]$ extraites à chaque position de l'objet métallique dans le plan (yx) pour les différentes fréquences de résonance des WMFR-3 (à gauche) et WMFR-4 (à droite) sauf pour le S14 où seule l'inductance L_{in} est représentée (en [H]) pour des problèmes expérimentaux sur la résistance R_{in} (cf tableau 4.4).	144
4.24	Module en $[\Omega]$ extrait à chaque position de la sphère à $\sigma_s = 5,7 \text{ S/m}$ dans le plan (yx) pour les différentes fréquences des WMFR-3 et WMFR-4 (cf tableau 4.4).	146
4.25	Module seillé en $[\Omega]$ extrait à chaque position de la sphère à $\sigma_s = 5,7 \text{ S/m}$ dans le plan (yx) pour les différentes fréquences des WMFR-3 et WMFR-4 (cf tableau 4.4).	147
4.26	Schéma présentant le banc de mesure d'un WMFR-8 interagissant avec le milieu stratifié (du bas vers le haut : solution saline de conductivité $0,57 \text{ S/m}$, air, paroi de verre, solutions salines de conductivité variant de $1,73 \text{ S/m}$ à $4,17 \text{ S/m}$).	148
4.27	Résistances induites en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8, les barres d'erreur correspondent à deux écarts-types calculés cinq mesures successives.	151
4.28	Résistances équivalentes du WMFR-8 à vide en fonction du temps pour chacune des huit fréquences de résonance et température (T) mesurée simultanément.	153
4.29	Inductances équivalentes du WMFR-8 à vide en fonction du temps pour chacune des huit fréquences de résonance et température (T) mesurée simultanément.	154
4.30	Comparaison des résistances équivalentes à vide avant compensation (R_n) et après compensation en température (R_{nCT}) en fonction du temps.	155
4.31	Comparaison des inductances équivalentes à vide avant compensation (L_n) et après compensation en température (L_{nCT}) en fonction du temps.	155

4.32	Résistances équivalentes brutes et compensées avec le STLR S25 (82 MHz), au cours du temps.	157
4.33	Inductances équivalentes brutes et compensées avec le STLR S25 (82 MHz), au cours du temps.	158
4.34	Bilan des réalisations et pistes de développement des TLR.	162
4.35	Bilan des réalisations et pistes de développement des WMFR.	162
4.36	Proposition de système permettant l'interrogation à distance de trois WMFR distincts spatialement avec une voie de mesure unique.	164
4.37	Proposition de schéma du problème inverse pour la caractérisation diélectrique du milieu environnant à partir de mesures d'impédances induites multifréquences d'un ou plusieurs WMFR.	164
4.38	Différentes applications et modalités des antennes et capteurs pour applications médicales [66].	165
A.1	Représentation d'un STLR, adaptée de [131].	171
A.2	Schéma de la ligne de transmission avec les courants associés adapté de [119] et [131].	172
A.3	Schéma électrique équivalent du STLR adapté de [119].	174
A.4	Évolution de l'inductance induite, L_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère vide selon y et chaque courbe correspond à z différent.	178
A.5	Évolution de la résistance induite, R_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère d'eau salée selon y et chaque courbe correspond à z différent.	179
A.6	Évolution de l'inductance induite corrigée, L_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère vide selon y et chaque courbe correspond à z différent.	179
A.7	Évolution de la résistance induite corrigée, R_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère d'eau salée selon y et chaque courbe correspond à z différent.	180
B.1	Résistance induite en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec un écart entre deux mesures inférieur à 1,6 %.	182

B.2	Inductance induite en fonction de la permittivité de solution aqueuse d'éthanol pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec un écart entre deux mesures inférieur à 0,2%.	183
C.1	Résistance induite, R_{i_n} , seuillée d'après l'équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	185
C.2	Inductance induite, L_{i_n} , seuillée d'après l'équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	186
C.3	Résistance induite, \widehat{R}_{i_n} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	186
C.4	Inductance induite, \widehat{L}_{i_n} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	187
C.5	Résistance induite, R_{i_n} , seuillée d'après l'équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	188
C.6	Inductance induite, L_{i_n} , seuillée d'après l'équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	188
C.7	Résistance induite, \widehat{R}_{i_n} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5$ S/m dans le plan (yx).	189
C.8	Inductance induite, \widehat{L}_{i_n} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5$ S/m dans le plan (yx).	189
C.9	Module, seuillé d'après l'équation (4.2), extrait du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (yx).	190
C.10	Module, seuillé d'après l'équation (4.2), extrait du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5$ S/m dans le plan (yx).	191
C.11	Module, seuillé d'après l'équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).	191

C.12 Module, combiné d'après l'équation (4.4), extrait du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 \text{ S/m}$ dans le plan (yx).	192
C.13 Module, combiné d'après l'équation (4.4), extrait du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5 \text{ S/m}$ dans le plan (yx).	192
C.14 Module, combiné d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5 \text{ S/m}$ dans le plan (yx).	193
C.15 Modules combinés, extraits du WMFR-8 en $[m\Omega]$, d'après l'équation (4.4), extraites du WMFR-8 en $[m\Omega]$ autour de $y = 0$, à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère avec différentes solutions salines selon la profondeur.	194
C.16 Modules combinés, extraits du WMFR-8 en $[m\Omega]$ autour de $y = 0$, pour les huit fréquences de résonance, en fonction de la profondeur pour les trois sphères de solutions salines.	194

Liste des tableaux

1.1	Tableau récapitulatif des différents capteurs présentés. Chaque schéma correspond à une représentation du capteur : ligne d'alimentation (marron), pistes du capteur (orange), substrat (gris) et le milieu à étudier (bleu). T/R Transmission/Réflexion.	26
2.1	TLR réalisés avec leurs paramètres géométriques, r_{int} , l_c , e_p , et leurs fréquences déterminées par la modélisation semi-analytique, f_A , et par mesure expérimentale inductive, f_E ainsi que les écarts relatifs entre ces fréquences, \mathcal{E}_{AE}	44
2.2	STLR réalisés avec leurs paramètres géométriques, r_{int} , l_c , et leurs fréquences déterminées par la modélisation semi-analytique, f_A , et par mesure expérimentale inductive, f_E ainsi que les écarts relatifs entre ces fréquences, \mathcal{E}_{AE}	44
2.3	STLR fabriqués, configurations et fréquences de résonances, mesurées (f_E), simulées (f_S), calculées analytiquement (f_A) et calculées analytiquement après correction (f_{CA}), avec écarts relatifs respectifs.	51
2.4	Concentration en [NaCl] dans les solutions salines préparées et conductivités associées [191], autour de 100 MHz.	60
2.5	Concentrations en volume [éthanol] et permittivités relatives théoriques ε_r associées aux solutions d'éthanol [192], autour de 100 MHz.	60
2.6	Paramètres géométriques et électriques équivalents des deux TLR utilisés.	68
2.7	$PSNR$ et résolution spatiale SR pour la détection de sphères diélectriques, pour les deux TLR, seuls et combinés.	72
3.1	Paramètres géométriques du WMFR-4 (à quatre STLR) et WMFR-8 (à huit STLR).	80
3.2	Comparatif des fréquences déterminées semi-analytiquement des STLR en configuration WMFR-8 avec les STLR S2x pris isolément.	84

3.3	Comparatif des fréquences déterminées semi-analytiquement des STLR en configuration WMFR-4 avec les STLR S1x pris isolément.	85
3.4	Comparatif des fréquences simulées dans la configuration WMFR-8 avec celles des STLR S2x.	88
3.5	Comparatif des fréquences simulées dans la configuration WMFR-4 avec celles du STLR S1x.	88
3.6	Comparatif des fréquences expérimentales dans la configuration WMFR-8 avec STLR S2x.	90
3.7	Comparatif des fréquences expérimentales dans la configuration WMFR-4 avec STLR S1x.	91
3.8	Caractérisation du WMFR-4 (à quatre STLR S1x) par la mesure et par modélisations.	92
3.9	Caractérisation du WMFR-8 (à huit STLR S2x) par la mesure et par modélisations.	92
3.10	Facteurs de qualité mesurés lorsque les STLR sont pris individuellement ou en formation WMFR-4 et leur écart relatif associé.	94
3.11	Facteurs de qualité mesurés lorsque les STLR sont pris individuellement ou en formation WMFR-8 et leur écart relatif associé.	94
3.12	Facteurs de qualité et fréquences de résonances mesurés lorsque les STLR sont agencés avec différents angles 0° , 45° , 180° .	96
3.13	Concentration [NaCl] et conductivité théorique σ associée aux solutions de NaCl pour l'étude du WMFR-8 [191].	99
3.14	Récapitulatif de l'ajustement linéaire des R_{i_n} autour de chacune des huit résonances, avec f_E en [MHz], origine ($\times 10^{-2}$) en [Ω] et pente ($\times 10^{-2}$) en [$\Omega/S/m$].	102
3.15	Concentration en volume [éthanol] et permittivité relative tabulée ϵ_r associées aux solutions d'éthanol pour WMFR-8 d'après la relation de [192].	102
3.16	Récapitulatif des ajustements linéaires des L_{i_n} autour de chacune des huit résonances, avec f_E [MHz], pente ($\times 10^{-12}$) en [H] et origine ($\times 10^{-10}$) en [H].	103
3.17	Différents milieux utilisés avec leurs propriétés associées approximatives autour de 100 MHz.	106

4.1	Récapitulatif des fréquences de résonance du WMFR-8 et des rayons respectifs des STLR composant le WMFR-8.	119
4.2	$PSNR$ (2.19) et résolution spatiale SR (2.20) pour la détection de sphères diélectriques, pour le WMFR-8 et le STLR S21 pour une sphère à 1,5 S/m.	133
4.3	Récapitulatif des fréquences de résonance du WMFR-4 et des rayons respectifs des STLR composant le WMFR-4.	136
4.4	Récapitulatif des fréquences de résonance des STLR composants les WMFR-4 et WMFR-3 et leurs rayons respectifs.	141
4.5	Concentration en [NaCl] dans les solutions salines et conductivités associées, d'après la loi de Kohlrausch [191].	149
4.6	Récapitulatif de l'ajustement linéaire des R_{i_n} aux fréquences de résonances du WMFR-8, avec f_E en [MHz], origine en $[\Omega]$ et pente en $[\Omega/S/m]$	150
B.1	Concentration [NaCl] et conductivité théorique σ associée aux solutions de NaCl pour l'étude du WMFR-4.	181
B.2	Récapitulatif de l'ajustement linéaire des R_i pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec pente ($\times 10^{-2}$) en $[\Omega/S/m]$, origine ($\times 10^{-2}$) en $[\Omega]$	181
B.3	Concentration en volume [éthanol] et permittivité relative théorique ε_r associées aux solutions d'éthanol pour WMFR-4.	182
B.4	Récapitulatif de l'ajustement linéaire des L_i pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec une pente ($\times 10^{-12}$) en $[H]$, origine ($\times 10^{-10}$) en $[H]$	182

Glossaire

PC	Permittivité Complexe, ϵ^*
RF	Radiofréquence
TLR	Transmission Line Resonator - résonateur à ligne de transmission
MTLR	Multi-turn Transmission Line Resonator - résonateur multitours à ligne de transmission
STLR	Single-turn Transmission Line Resonator - résonateur simple tour à ligne de transmission
RSB	Rapport Signal sur Bruit
WMFR	Wireless Multifrequency Resonator - résonateur multifréquence sans contact
DAS	Débit d’Absorption Spécifique - SAR Specific Absorption Rate
Ri	Résistance induite
Li	Inductance induite
PSNR	Peak Signal to Noise Ratio - Rapport entre le maximum du signal et le bruit
SR	Spatial Resolution - Résolution spatiale
VNA	Vector Network Analyzer - Analyseur de réseau vectoriel

Introduction

Les matériaux complexes, en particulier les tissus biologiques, sont des milieux difficiles à caractériser. Ils sont fréquemment étudiés non seulement pour comprendre les processus complexes dans lesquels ils sont impliqués (compréhension de pathologies type cancer du sein), mais également pour suivre leur évolution (effet du vieillissement, suivi de thérapie). Compte tenu de leur structure hétérogène, le suivi exhaustif de tels processus suppose une investigation multiéchelle spatio-temporelle : de la molécule à l'interaction entre cellules, microorganismes, polymères, peptides, protéines et organes.

La mesure, non invasive, de grandeurs significatives à différentes échelles, devient de fait un enjeu majeur. Parmi les grandeurs d'intérêt, la caractérisation des propriétés diélectriques des milieux biologiques est prometteuse. La déformation des champs électromagnétiques induits découle de multiples interactions tant dans la cohésion macromoléculaire, du type de milieux rencontrés que des liaisons moléculaires.

Dans ce contexte, les enjeux de la caractérisation des propriétés diélectriques de tels milieux sont présentés dans un premier temps. Le premier chapitre, aborde ainsi l'évolution des grandeurs électriques caractéristiques qui permettent de déterminer la nature des milieux ainsi que leur évolution. Les techniques associées existantes y sont également décrites. Suivant les échelles et les processus étudiés, plusieurs capteurs et systèmes de caractérisation des propriétés diélectriques existent, balayant ainsi un large spectre de fréquence. Ils utilisent les interactions des champs électromagnétiques avec les milieux pour en déduire leur conductivité et / ou leur polarisabilité à travers la permittivité diélectrique. Peu d'entre eux utilisent comme vecteur de caractérisation sans-contact l'induction magnétique dans le domaine des radiofréquences. Pourtant, à ces fréquences, il est possible d'accéder simultanément à ces deux paramètres avec une bonne sensibilité. C'est précisément l'objet de la thèse où un nouveau système de détection multiéchelle est proposé.

Ce système est basé sur un capteur dont le principe est décrit dans le deuxième chapitre. C'est un capteur à ligne de transmission circulaire fendue, résonant et rayonnant un champ magnétique intense. Pour en comprendre son fonctionnement et

optimiser son architecture, deux modèles analogique et numérique par éléments finis sont proposés. Ces modèles sont comparés aux mesures expérimentales à l'aide d'un système de mesure d'impédance sans contact. Outre des mesures à vide (c'est-à-dire avec le capteur seul), des mesures en présence de solutions homogènes de propriétés connues (eau / éthanol et salines) permettent de valider son utilisation en tant que capteur de suivi des propriétés diélectriques de milieux peu conducteurs. La preuve de concept s'achève par la mise en œuvre de deux applications originales. La première tente de montrer qu'un tel système est capable de détecter une inclusion, source de variation des propriétés diélectriques spatiales. La seconde suggère d'améliorer la sensibilité et la résolution par l'utilisation d'un réseau de capteurs découplés fréquentiellement. Le cas de deux résonateurs à deux fréquences distinctes mesurées simultanément permet de prouver l'hypothèse.

Un tel réseau multifréquence permet également de sonder le milieu à différentes échelles d'investigations. Dans le troisième chapitre, un nouveau type de capteur multifréquence monolithique nommé WMFR est donc introduit. Ce capteur est constitué de plusieurs lignes de transmissions concentriques dont les dimensions permettent de contrôler les fréquences de résonance distinctes. Comme précédemment deux modèles permettent de prédire les fréquences de résonances en fonction de l'architecture et d'optimiser le découplage inter-résonateurs. Une étape de validation expérimentale confirme la pertinence d'un tel capteur pour caractériser les milieux complexes (fluides complexes et tissus biologiques). Un morceau de viande en décomposition est ensuite utilisé pour montrer l'intérêt d'un tel système multifréquence.

Le dernier chapitre aborde la question de l'intérêt de capteurs WMFR multifréquence pour de la caractérisation spatiale. La question de la détection de variations de propriétés diélectriques dans l'espace à différentes profondeurs est ainsi d'abord traitée. La mise en œuvre d'un système avec deux capteurs WMFR, interrogés de manière simultanée grâce à une seule sonde de mesure montre la faisabilité d'un système monovoie de mesure multi-WMFR. Grâce aux multiples résonateurs, une compensation des évolutions environnementales au cours du temps est envisageable. Elle s'appuie sur l'utilisation d'une des fréquences comme référence. Il devient alors raisonnable de penser qu'un tel réseau puisse être implanté dans système de cartographie bas coût.

Outre le bilan de ce travail de thèse, une perspective à court et long terme de l'utilisation de ces nouveaux capteurs sans contact multifréquence est tracée en guise de conclusion.

Le début ne laisse pas présager la fin...

— Histoires *Hérodote*

1

Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

1.1	Introduction	4
1.2	Observation des milieux organiques	4
1.2.1	Vers une caractérisation multiéchelle des milieux organiques	4
1.2.2	Les modalités de caractérisation associées	6
1.3	Propriétés diélectriques de la matière organique	10
1.3.1	La permittivité complexe	10
1.3.2	Lien entre la permittivité complexe et les phénomènes biologiques	11
1.3.3	Cas particulier des interactions champs/milieu en RF	13
1.4	Dispositifs dédiés à la caractérisation diélectrique radiofréquences	17
1.4.1	Les capteurs RF en contact avec le milieu	17
1.4.1.1	Les capteurs large bande	18
1.4.1.2	Les résonateurs RF	20
1.4.2	Les capteurs RF sans contact	23
1.4.2.1	Capteurs à cavités résonantes	23
1.4.2.2	Capteurs RF inductifs non-invasifs « basses fréquences »	24
1.4.3	Vers un capteur inductif sans contact pour la caractérisation diélectrique	25
1.5	Conclusion	31

1.1 Introduction

La caractérisation des milieux occupe un large pan de la recherche actuelle que cela soit exprimé sous les termes de contrôle non destructif, contrôle santé intégré, imagerie médicale, ou simplement en terme de capteur. Cette caractérisation peut être non destructive, non invasive, quelquefois sans contact, et s'applique à de nombreux milieux d'analyse (organiques, inorganiques, complexes, etc). Pour ces raisons, de multiples techniques, utilisant des grandeurs physiques, biologiques ou chimiques différentes, sont largement utilisées dans de très nombreux secteurs d'activité : la santé, les transports, la défense, le génie civil, l'agriculture, l'agroalimentaire, la biologie, la cosmétique, etc.

Ce chapitre est consacré aux enjeux de la caractérisation des milieux organiques. La pertinence de la mesure des propriétés diélectriques des tissus au regard de leur évolution biologique, sera mise en exergue. Une revue des systèmes existants permettant cette mesure sera débattue afin de justifier le choix du système envisagé dans cette thèse.

1.2 Observation des milieux organiques

1.2.1 Vers une caractérisation multiéchelle des milieux organiques

Les milieux organiques sont par définition des milieux relatifs aux tissus vivants [1], ils évoluent donc au cours du temps. Ces évolutions peuvent s'effectuer sur une échelle de temps longue, plusieurs décennies, voire plusieurs générations (certaines tumeurs, la myopie), ou très courte, quelques secondes pour une hémorragie, une ischémie, etc. Une partie de ces évolutions est considérée comme étant constructive : la croissance, l'adaptation neuronale, une grossesse, une musculature qui augmente avec le travail effectué, etc. Une autre partie, en revanche, est considérée comme destructive : l'altération de capacités mentales, les intrusions bactériennes ou virologiques, les traumatismes corporels ou les pathologies issues d'agressions environnementales, les maladies conformationnelles, les cancers, les vieillissements prématurés, etc. Médecins et chercheurs tentent de comprendre ces évolutions soit pour mieux les accompagner (ex : il est recommandé de développer une musculature importante que post-adolescence, de contrôler son alimentation et les carences, d'éviter de longues expositions au soleil et de se protéger contre ces expositions) ; soit

pour les limiter et les empêcher (ex : thérapies naturelles ou chimiques, interventions chirurgicales, ablation d'organe ou de membre).

Tous ces changements sont le résultat d'un équilibre complexe physique, chimique et biologique à différentes échelles : moléculaire, cellulaire, tissulaire, macroscopique. Compte tenu de la diversité des processus mis en jeu, de leurs évolutions et de leurs impacts, il est nécessaire de les caractériser, c'est-à-dire de déterminer leurs natures biologiques, leurs effets et de distinguer leurs interactions. Une compréhension exhaustive suppose donc une analyse complète dans le temps et à toutes les échelles observables (de la micro à la macro-échelle). On comprend alors pourquoi, grâce aux récentes avancées scientifiques du XX^e siècle dans différents domaines (mathématiques, physique, chimie, biologie, informatique et électronique), le domaine de l'imagerie et de la caractérisation pour le vivant est un secteur en pleine expansion. Derrière cette dernière se cache aussi des enjeux économiques très importants notamment en raison du vieillissement de la population mondiale et à l'augmentation des maladies chroniques, entre autres [2], [3].

Nos travaux s'inscrivent dans cette dynamique. Nous allons plus particulièrement nous focaliser sur l'étude de l'évolution atypique des tissus biologiques qui caractérise plusieurs pathologies ou processus de reconstruction tissulaire. Il peut s'agir par exemple de détecter l'apparition d'une tumeur, la nécrose de tissus, les saignements, la guérison d'une brûlure, la moisissure d'un fruit, la réparation d'un os, etc). Le domaine d'investigation spatio-temporel considéré ici concerne des échelles de temps relativement longs (de quelques minutes à plusieurs années) et des phénomènes observables à l'échelle mésoscopique (entre le micromètre et le centimètre).

Dans l'histoire, la compréhension de ces milieux vivants, est passée par plusieurs étapes au fur et à mesure des avancées scientifiques et technologiques. Les dissections sur des corps humains morts ont en premier lieu permis d'appréhender la constitution des organes et l'anatomie. Dès lors, pour comprendre les pathologies et pour développer leurs traitements associés, les tests *in vivo* sur les animaux ont été privilégiés. Les tests *in vivo* sur corps humain ont également été réalisés suite à des accidents n'entraînant pas la mort. Ils ont contribué à de grandes avancées en médecine et biologie, comme pour le cas de Phineas Gage, ouvrier du bâtiment de la fin du XIX^e siècle, dont un tuyau métallique lui avait traversé le crâne sans entraîner sa mort. Lors de cet accident le cortex préfrontal fut complètement détruit, lui changeant ainsi sa personnalité et permettant une avancée majeure en neurologie dans la compréhension du cerveau [4].

Aujourd'hui, les techniques d'imagerie utilisant des dispositifs de caractérisation très évolués permettent non seulement de sonder et de visualiser les différents organes du corps humain, mais aussi de donner accès à des informations relatives aux processus d'interactions chimiques, biologiques et physiques qui participent à leurs fonctions et leur vieillissement. Même si les progrès technologiques ont permis une énorme évolution de notre manière d'observer le vivant quelles que soient les échelles d'investigation spatio-temporelles (des molécules aux cellules et à l'organisme tout entier, de leur caractérisation et de leur localisation à leur suivi en temps réel), la mise au point de méthodes les moins invasives possibles reste un enjeu. En effet, pour observer et analyser les milieux investigués, ces techniques interagissent obligatoirement avec ceux-ci. Ces interactions sont parfois destructives, comme c'est le cas de l'imagerie à rayons-X. L'utilisation intensive de celle-ci au début du XX^e siècle, a entraîné plusieurs décès dus à des cancers radio-induits par la surexposition à la radioactivité. Cette même propriété est en revanche aujourd'hui utilisée comme traitement anti-cancéreux avec la radiothérapie et la curiethérapie [5]. La qualité des techniques instrumentales dépend donc de leur capacité à sonder le corps de manière non destructive et non invasive, c'est-à-dire sans dégrader le milieu, et sans introduire un biais lié à l'observation. En ne modifiant pas le milieu observé de manière irréversible et en préservant l'intégralité de la fonctionnalité du milieu observé, elles permettent aussi de réduire le recours aux modèles animaux.

Ce chapitre vise à introduire les contraintes scientifiques et techniques qui sous-tendent ce travail de thèse. Pour cela, nous présenterons les grandeurs physiques permettant de caractériser les milieux organiques visés et les contraintes associées à leur évaluation.

1.2.2 Les modalités de caractérisation associées

Pour caractériser les milieux organiques, il est nécessaire de développer des systèmes instrumentaux adaptés à la grandeur physique à observer, elle-même liée à la nature biologique du milieu. Selon l'échelle d'investigation et les grandeurs d'influence caractéristiques, ces systèmes doivent être sensibles aux évolutions de nature :

- mécaniques : variation d'une onde acoustique, et évolution des contraintes/déformations en fonction de la structure des tissus ;
- thermodynamiques : température, chaleur relative aux réactions biologiques et chimiques associées ;

- électromagnétiques : variations de champs électriques / magnétiques dues à la constitution des tissus et leurs évolutions. Les systèmes instrumentaux sont extrêmement nombreux compte tenu de l'ampleur des longueurs d'ondes utilisables pour explorer le vivant ;
- optiques : évolution des interactions lumière-matière, relatives à la composition moléculaire et biologique et leurs interactions électromagnétiques ;
- chimiques : détection/quantification de particules, molécules propres à un phénomène biologique.

Il est important de noter que toute modification du milieu organique induit souvent une évolution simultanée de plusieurs grandeurs physiques de natures différentes. Il existe alors deux stratégies pour développer un système d'observation instrumental optimisé :

- Soit le système est optimisé pour observer une grandeur physique particulière. L'enjeu est alors de choisir la ou les bonnes échelles d'investigation pour détecter une signature significative de l'évolution recherchée ;
- Soit le système est sensible à plusieurs grandeurs physiques distinctes. L'enjeu est alors de corrélérer les observations pour en déduire une signature représentative de l'évolution du milieu investigué.

Les dispositifs sensibles aux variations de champ électromagnétique peuvent prendre plusieurs formes selon la fréquence de l'onde mesurée. La figure 1.1 présente les différents systèmes déjà développés pour la caractérisation électromagnétique des milieux organiques selon la longueur d'onde. Ces dispositifs incluent des systèmes mesurant les grandeurs électriques existant au sein des milieux observés, d'autres excitent le système à l'aide d'un champ électromagnétique et recueillent les interactions onde/milieu. Comme on peut le voir, il existe des systèmes exploitant une gamme de fréquences qui diffère selon l'échelle d'investigation visée. Par ailleurs, pour caractériser spatialement on peut avoir recours à plusieurs éléments émetteurs et récepteurs mis en réseaux grâce auxquels les propriétés de propagation des ondes dans le milieu peuvent être étudiées. Des éléments tournants permettant un enrichissement spatial de la mesure peuvent être également utilisés. Il est ainsi possible de caractériser spatialement un milieu et d'obtenir une information 2D (image), 3D (volume) voire 4D (volume+temps).

Tous ces systèmes peuvent être classés selon plusieurs critères. L'un des premiers est le caractère ionisant/non ionisant de l'onde électromagnétique utilisée. Ce dernier est susceptible de perturber la structure atomique et moléculaire du milieu [7]. En

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

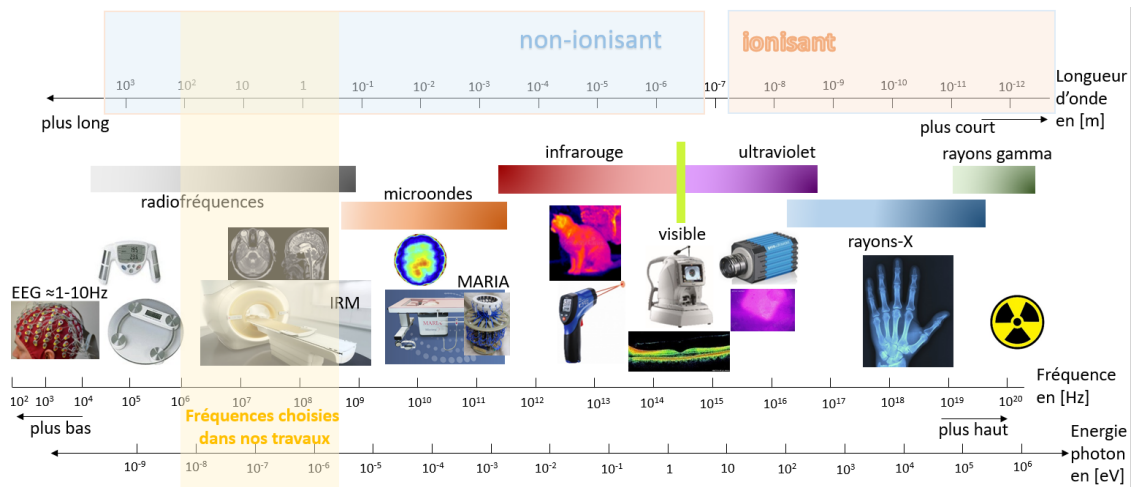


Figure 1.1 – Spectre électromagnétique et différents systèmes médicaux développés, adapté de [6].

effet, lorsqu'une onde électromagnétique ayant une longueur d'onde de l'ordre de $0,1 \mu\text{m}$ traverse un milieu organique, celui-ci peut être modifié, voire détérioré en fonction de l'énergie de l'onde cédée au milieu [8], [9]. Les tissus biologiques peuvent survivre par des mécanismes de réparation enzymatique, si la puissance de l'onde induite dans le milieu n'est pas trop élevée. En revanche, une exposition prolongée et/ou répétée à une onde ionisante peut entraîner une évolution fatale pour le tissu et l'organisme visé (cancer radio-induits, brûlure aux UV, etc) [10]. Si l'on souhaite pouvoir suivre l'évolution dans le temps d'un milieu organique, il est donc préférable d'utiliser des ondes non ionisantes. Des exemples de systèmes non ionisants ainsi que les phénomènes qu'ils permettent d'observer sont listés ci-dessous par ordre croissant des fréquences mises en jeu :

- l'électroencéphalographie (EEG), reposant sur des réseaux de capteurs de champ électrique autour de quelques Hz et la magnétoencéphalographie (MEG) en utilisant des capteurs de champ magnétique autour d'une centaine de Hz, capables de détecter le signal électrique émit par les neurones lors de leur activation [11] ;
- les systèmes de bio-impédance qui consistent à faire passer un courant électrique de très faible intensité via des électrodes dans un tissu autour de 10-100 kHz pour déterminer les quantités d'eau, de graisse et de muscle présentes [12] ;
- l'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique) qui est un système d'imagerie permettant de détecter le signal de résonance magnétique nucléaire de plusieurs atomes selon les différents types de tissus traversés (liquide, graisse, os, matière

grise, etc). Des antennes dites RF émettent et reçoivent un signal de quelques kHz pour les IRM bas champ à plusieurs centaines de MHz pour les IRM haut champ [13];

- les systèmes d'imagerie microonde, qui consistent à transmettre une onde microonde de quelques GHz sur un tissu, un organe, et à recueillir le signal réfléchi ou transmis par un ou par une combinaison d'émetteurs afin de déterminer les propriétés électriques des tissus traversés [14].

Selon les fréquences utilisées à l'émission et/ou à la réception de l'onde électromagnétique, les milieux investigués et les phénomènes biologiques rencontrés sont très différents. Par exemple, la référence [15] recense trois techniques réparties sur un large spectre d'ondes électromagnétiques pour effectuer l'examen du sein : les infrarouges, les microondes et les basses fréquences. L'ensemble des interactions mises en jeu permet de remonter aux propriétés diélectriques du milieu à des échelles très différentes, et donc de fournir une information riche sur l'état physiopathologique de l'organe investigué. Excepté les IRM, peu de systèmes radiofréquences (RF) sont utilisés pour caractériser les tissus. Pourtant, l'utilisation de cette gamme de fréquences présente beaucoup d'avantages, que nous nous attachons à souligner au cours de ce chapitre. Par exemple dans la gamme de quelques MHz à plusieurs centaines de MHz, la profondeur de pénétration de l'onde peut atteindre plusieurs centimètres dans le corps humain (voir figure 1.3a). Sous réserve d'une puissance d'émission suffisamment faible qui respecte une limite fixée quantifiée par le débit d'absorption spécifique (DAS) [16], dont nous discuterons ultérieurement, ces ondes sont considérées comme non invasives pour les milieux organiques. Cette gamme de fréquence étant étudiée depuis de nombreuses années a entraîné le développement de nombreux dispositifs utilisant des émetteurs et des récepteurs radiofréquences à faibles coûts et dont l'impact sur les milieux organiques est très documenté [17], [6], [18], [19], [20]. Pourtant, en dehors des systèmes IRM, il reste difficile dans cette gamme de fréquence de réussir à extraire une cartographie 2D ou 3D des caractéristiques diélectriques ou structurelles du milieu, à l'aide de systèmes à émission / réception RF.

La mise au point d'un système de caractérisation RF bas coût, capable de suivre les propriétés diélectriques et l'évolution de la structure des tissus biologiques reste un enjeu, et constitue le cœur de ces travaux de thèse. Un tel système permettrait notamment de suivre des maladies conformationnelles telles que le cancer du sein dont l'évolution des propriétés diélectriques sur une échelle de temps longue et dans une zone millimétrique, voire centimétrique, est une des signatures [21], [22].

1.3 Propriétés diélectriques de la matière organique

Il est établi que les propriétés complexes des milieux organiques sont de très bons indicateurs de leur état physico-chimique ou physiopathologique [23]. Pour justifier de l'intérêt de l'utilisation d'ondes électromagnétiques dans la gamme RF pour la caractérisation de ces milieux, il convient d'explicitier les interactions entre un milieu et une onde électromagnétique.

1.3.1 La permittivité complexe

Pour les milieux biologiques, donc non ferromagnétiques, la densité de courant électrique induite dans le milieu à caractériser, \vec{J} en $[\text{C.m}^{-2}]$, est liée au champ électrique \vec{E} en $[\text{V/m}]$, et à la permittivité complexe ε^* du milieu environnant en $[\text{F/m}]$ [18], [24], [23] :

$$\vec{J} = j\omega\varepsilon^*\vec{E} \quad (1.1)$$

où ω en $[\text{rad/s}]$ est la pulsation de l'onde incidente associée au champ \vec{E} et j est le nombre complexe avec $j^2 = -1$.

Les parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe sont données par :

$$\begin{aligned} \varepsilon^* &= \varepsilon' - j\varepsilon'' & (1.2) \\ &= \varepsilon_0\varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega} \end{aligned} \quad \tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (1.3)$$

où :

- ε' la partie réelle de ε^* $[\text{F/m}]$;
- ε'' la partie imaginaire de ε^* $[\text{F/m}]$;
- $\varepsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 c^2} \approx 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ la permittivité du vide ;
- ε_r la permittivité relative (sans unité) ;
- σ la conductivité $[\text{S/m}]$ (dite statique) ;
- $\tan(\delta)$ est le facteur de perte (sans unité) où δ est l'angle et $\tan(\delta) \approx \delta$ pour les milieux à faibles pertes.

1.3.2 Lien entre la permittivité complexe et les phénomènes biologiques

La permittivité complexe est caractéristique de la manière dont le milieu dissipe l'énergie électromagnétique qui lui est transmise. Telle que définie dans l'équation (1.2), ε'' est représentative de la mobilité des porteurs de charge et est liée aux pertes à travers sa conductivité électrique σ (voir figure 1.2). ε' est liée à la polarisabilité effective du milieu et est représentative de la façon dont le milieu stocke l'énergie électromagnétique transmise. La permittivité diélectrique relative ε_r est de ce fait l'image de l'interdépendance entre les macromolécules, les cellules et les réseaux fibrillaires des tissus [18].

Les tissus biologiques étant structurellement désordonnés, cette permittivité complexe apparente dépend fortement de la fréquence du champ électromagnétique. Les propriétés radiofréquences, vues à l'échelle mésoscopique, sont déterminées par la somme des interactions dipôle-dipôle. Il en résulte de multiples processus de relaxation sur la bande de fréquence considérée. Des modèles analytiques tenant compte des propriétés dispersives du milieu sont donc nécessaires pour évaluer la permittivité complexe. Un modèle général d'estimation de la permittivité complexe apparente sur un large spectre est d'après [25] :

$$\frac{\varepsilon^*(w)}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r(w \rightarrow \infty) + \sum_{n=1}^N \frac{\Delta\varepsilon_{r_n}}{\Gamma_n(j\omega\tau_n)} + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} \quad (1.4)$$

$$\Delta\varepsilon_{r_n} = \varepsilon_r(w \rightarrow \infty) - \varepsilon_r(w \rightarrow 0)$$

Dans l'équation (1.4), N correspond au nombre de phénomènes de relaxation sur le spectre et Γ_n à la loi de dispersion correspondante, $\varepsilon_r(w \rightarrow \infty)$ et $\varepsilon_r(w \rightarrow 0)$ sont respectivement les valeurs asymptotiques de la permittivité relative à hautes fréquences et à basses fréquences. Cette loi de dispersion dépend de la fréquence et de la constante de temps du milieu dont le temps de retour à l'équilibre pour chaque dispersion est caractérisé par les instants τ_n . Cette loi est décrite par plusieurs expressions classiquement utilisées : expressions de Debye [26], Cole-Cole [27], Cole-Davidson [28], Havriliak-Negami [29] ou Raicu [30]. Dans le cas le plus simple, le modèle de Debye décrit un phénomène de polarisation unique. C'est un phénomène qui pour des milieux organiques est assez lent. On considère alors que cette polarisation effective atteint une saturation après une constante de temps de relaxation τ . La loi de dispersion dans l'équation (1.4), s'écrit alors simplement [26] :

$$\Gamma(j\omega\tau) = 1 + j\omega\tau \quad (1.5)$$

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

D'après [30], la loi de dispersion large bande dans sa version simplifiée introduit des coefficients de puissance réels α , β et γ ($\in [0, 1]$) :

$$\Gamma(j\omega\tau) = [(j\omega\tau)^\alpha + (j\omega\tau)^{1-\beta}]^\gamma \quad (1.6)$$

Il devient alors possible de caractériser le milieu, à une échelle d'investigation donnée, par une permittivité relative effective et par les coefficients représentatifs de la structure. Comme explicité dans l'équation (1.4), une représentation large bande, et pour les milieux biologiques multiphasiques, introduit plusieurs temps de relaxation et donc plusieurs coefficients de structure [31], [32], [18]. Chaque milieu possède des propriétés diélectriques particulières. En pratique un ajustement de ces paramètres est réalisé à partir de ces modèles plus ou moins simplifiés, par exemple pour des feuilles de végétaux [33].

Une représentation spectrale d'un exemple schématique de permittivité complexe avec d'une part, sa partie réelle ϵ' et d'autre part sa partie imaginaire ϵ'' est proposée figure 1.2 dans le cas d'une cellule biologique. Les phénomènes de polarisation prédominants et leurs noms correspondants y sont indiqués en fonction de la fréquence.

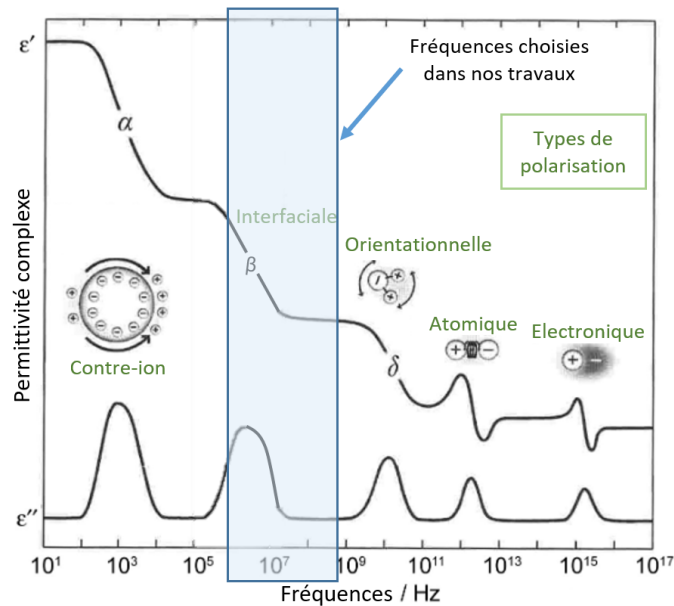


Figure 1.2 – Exemple de représentation schématique de différentes polarisations de la permittivité complexe d'une cellule en fonction de la fréquence et de leur origine adaptée de [34], [35].

À titre indicatif, la permittivité complexe d'un milieu organique peut atteindre des valeurs proches de 10^6 pour des basses fréquences (< 100 Hz). Avec l'augmentation de la fréquence, celle-ci diminue généralement en trois paliers distincts correspondant aux phénomènes de polarisation à l'échelle d'investigation. Pour détecter et analyser

ces milieux, il est intéressant de travailler à une fréquence où les variations des parties réelle et imaginaire de la permittivité sont importantes. D'un point de vue instrumental, la condition selon laquelle que le facteur de perte (équation (1.3)) est proche de 1 est optimale pour mesurer simultanément ε'' et ε' . Les deux termes à mesurer sont alors en effet comparables [36], [37].

Les propriétés diélectriques des tissus sont gouvernées principalement par trois types de polarisation : la polarisation dipolaire, la polarisation interfaciale et la diffusion ionique. Chacune de ces polarisations découle des interactions à différentes échelles du champ électromagnétique avec le milieu :

- la dispersion α , associée à la polarisation "contre-ion" ou encore ionique, est relative au temps que mettent les contre-ions, responsables de la neutralité électrique, au niveau de la membrane cellulaire à retrouver leur état d'origine (avant l'application du champ), par diffusion [38] ;
- la dispersion β , associée à la polarisation interfaciale, provient de la polarisation de la membrane, appelé effet Maxwell-Wagner, qui s'apparente à un courant passant au travers de deux diélectriques [39] ;
- la dispersion γ , associée à la polarisation dipolaire, est issue de l'alignement des moments des molécules dipolaires au champ appliqué. L'eau étant l'un des constituants majeurs des tissus, c'est sa relaxation, modifiée par les autres constituants, qui prédomine [40].

Les interactions milieux/ondes pour différents milieux et à différentes échelles sont présentées dans [32], cela montre tout l'intérêt d'étudier ces propriétés électromagnétiques.

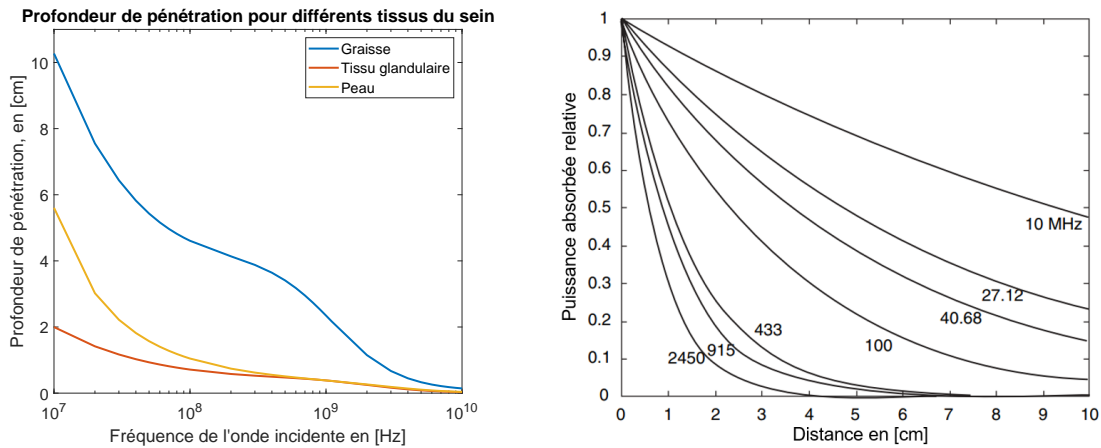
1.3.3 Cas particulier des interactions champs/milieu en RF

Lors de la transmission d'un champ électromagnétique, la réponse des tissus biologiques résulte de la superposition des différents phénomènes de polarisation décrits plus haut. Ces milieux faisant partie des plus complexes à évaluer, le choix d'une gamme de fréquence réduite permet de privilégier un type de polarisation : dans la gamme RF, ce sont les polarisations interfaciales qui sont prédominantes. Celles-ci présentent des variations très fortes avec la fréquence, ce qui ouvre des perspectives intéressantes de caractérisation spectrales des tissus dans la gamme RF.

Le choix de la fréquence de l'onde électromagnétique transmise conditionne également fortement la profondeur d'investigation du milieu [41]. À titre d'exemple,

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

les profondeurs de pénétration théoriques d'une onde plane électromagnétique dans différents tissus associés au sein (peau, graisse, tissu glandulaire) sont présentées figure 1.3a dans la gamme 10 MHz à 10 GHz. On remarque que pour ces milieux organiques de natures différentes, la pénétration de l'onde varie fortement en fonction de la fréquence d'investigation choisie. Nous observons dans cet exemple que la pénétration de l'onde est fortement réduite à partir du GHz, ce qui peut justifier l'utilisation de RF plutôt que des microondes pour la caractérisation.



(a) Profondeur de pénétration théorique du champ électromagnétique en fonction de la fréquence de l'onde incidente dans différents tissus, issus de [23], [42].

(b) Représentation de la puissance absorbée par les muscles en fonction de la distance à la source à différentes fréquences de l'onde incidente en [MHz] de [18].

Figure 1.3 – Exemples de puissance absorbée et de pénétration de l'onde dans un milieu biologique en fonction de la fréquence.

Par ailleurs, nous représentons figure 1.3b la puissance absorbée par un muscle à différentes fréquences de l'onde incidente. On voit que plus la fréquence est élevée, plus la puissance est absorbée dans la partie superficielle du tissu. Pour compenser cette atténuation, il est toujours possible d'augmenter la puissance de l'onde émise pour assurer qu'un champ suffisant pénètre dans le milieu. Cependant, même si la gamme RF / microonde est appréciée pour son rayonnement non-ionisant, il a été démontré que pour de fortes puissances, les milieux peuvent être dégradés voir détruits sous l'effet d'une puissance d'émission trop forte. Il suffit de considérer l'exemple du four microonde de cuisine pour s'en convaincre, ou encore les recherches en cours sur la transmission d'énergie sans fil vers des implants in vivo [43]. Ces aspects ont conduit à l'établissement d'un critère de régulation des rayonnements par l'agence nationale des fréquences, associée aux différentes parties du corps humains [44]. Ce critère, intitulé débit d'absorption spécifique (DAS) est exprimé en puissance reçue par le milieu rapporté à sa masse [W/kg]. Cet aspect d'absorption de

l'onde radiofréquence constitue un point de vigilance lorsqu'on cherche à mettre au point un système instrumental exploitant le champ magnétique RF ou microondes dans le domaine médical. On remarque qu'à puissance égale, l'usage de fréquences RF est à ce titre potentiellement plus adapté que celui des fréquences microondes pour investiguer le milieu dans la profondeur.

Outre ces restrictions instrumentales, la résolution du problème inverse, qui consiste à déterminer les propriétés diélectriques du milieu à partir des données d'acquisition, reste très délicate et repose essentiellement sur des modèles empiriques. Seules des simulations numériques permettent une résolution des équations de Maxwell locales dans ces milieux [45], [46]. Il est donc très difficile d'estimer de manière absolue la permittivité complexe à partir de données de mesure. Si l'on se réfère aux nombreuses études menées pour caractériser les tissus ou organes et leurs évolutions, on peut comprendre que des différences soient notables entre les expériences *in vivo* et *in vivo* et selon les méthodes utilisées [23].

Toutefois, une étude de référence portant sur le contraste de permittivité complexe observé entre des tissus de différents organes a été proposé dans la gamme des RF/microonde par [47]. La figure 1.4 présente les variations de ces grandeurs en fonction de la fréquence et pour différents organes atteints, ou non par des tumeurs.

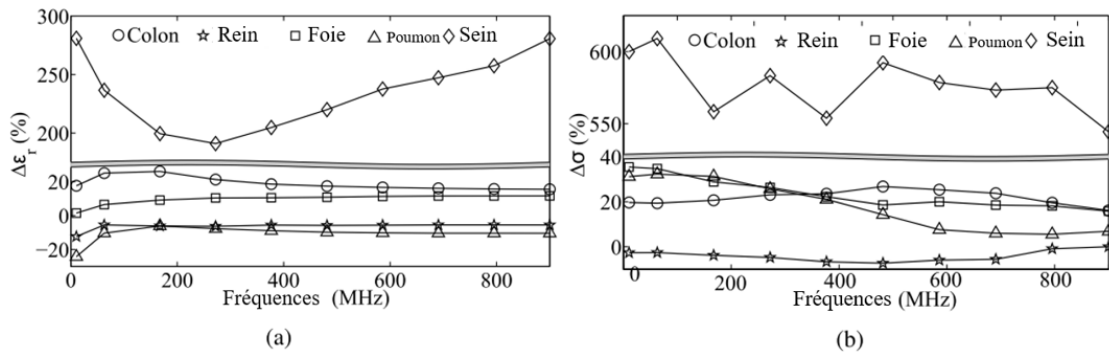


Figure 1.4 – Variations relatives de permittivité relative et de conductivité entre un tissu sain et tumoral pour différents organes tiré de [48] et des mesures *in vivo* de [49].

On observe que les contrastes de conductivité et de permittivité relative entre tissus et tumoraux sont très importants pour tous les organes considérés, et en particulier pour le sein [50], [51], [52], [22]. Par exemple, dans le domaine RF, ce contraste très élevé sur les propriétés diélectriques du sein permettrait de faire une distinction claire entre un tissu sain ($\epsilon_r \simeq 20,5$, $\sigma \simeq 0,11$ S/m à 100 MHz), une tumeur ($\epsilon_r \simeq 69$, $\sigma \simeq 0,78$ S/m à 100 MHz) et un kyste (cavité remplie d'un liquide) bénin, dont la permittivité complexe est proche de l'eau (figure 1.5, [49]).

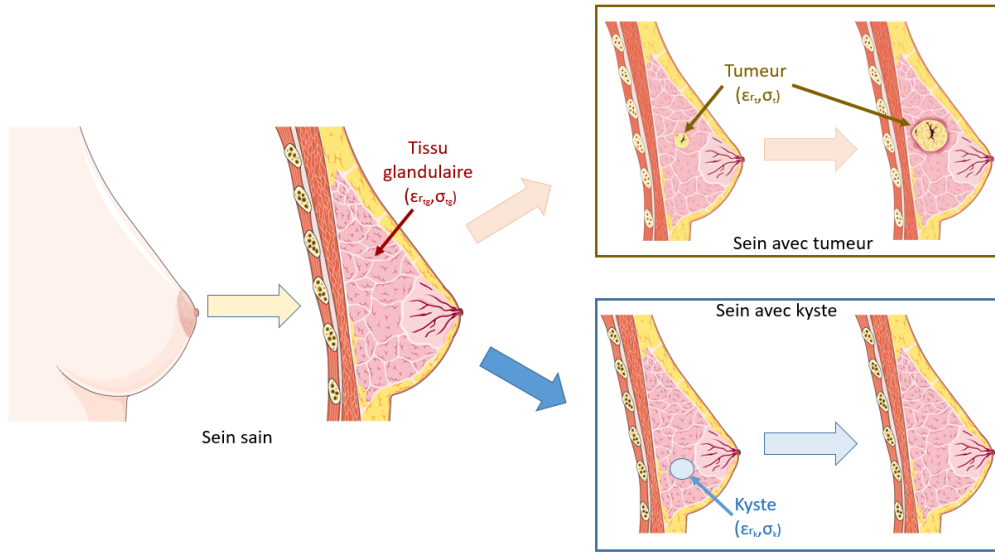


Figure 1.5 – Différents types de situation à discriminer, tissu sain, tumoral et présence d'un kyste tiré de [53].

Pour une onde incidente autour de 100 MHz, cela représente donc un facteur de 3,5 selon ϵ_r et un facteur 7 selon σ entre tissu sain et tumoral.

Les résultats présentés ici montrent que la gamme RF apparaît bien adaptée pour mettre en œuvre des systèmes d'émission/réception ayant une résolution millimétrique/centimétrique et une profondeur d'investigation suffisante. Cette gamme de fréquence permet également d'avoir une sensibilité aux deux grandeurs ϵ_r et σ respectant la condition $\tan(\delta) \simeq 1$. Elle permet aussi d'être à la frontière de plusieurs phénomènes de dispersion, dont les temps de relaxation devraient changer significativement en fonction de la présence d'une tumeur dans un tissu. Pour toutes ces raisons, le système de caractérisation que nous souhaitons développer dans cette thèse s'appuiera sur le développement de dispositifs d'émission/réception opérant dans ce domaine de fréquences RF, qui s'étend de quelques MHz à quelques centaines de MHz, particulièrement pertinent pour la caractérisation de l'évolution des tissus organiques.

1.4 Dispositifs dédiés à la caractérisation diélectrique radiofréquences

Les ondes générées par un dispositif RF ont une longueur d'onde centimétrique dans la gamme de fréquences choisies. Les champs électromagnétiques mis en jeu sont donc des champs proches à l'échelle des dispositifs d'émissions et ou de réception réalisés. La distribution de ces champs dépend donc des propriétés électriques de l'environnement dans lequel l'onde électromagnétique se propage, de la fréquence de l'onde, mais aussi de la géométrie de l'ensemble constitué du ou des dispositifs d'émission / réception RF et du milieu d'investigation. Ainsi, la sensibilité du système instrumental mis à proximité du milieu à investiguer dépend très fortement du dimensionnement des dispositifs d'émission et de réception. Il est donc important de passer en revue les différents types de dispositifs d'émission et de réception existants qui opèrent dans la gamme RF (que nous étendrons dans cette revue à quelques GHz pour tâcher d'être plus complet) afin d'en décrire les avantages et inconvénients. Les principaux dispositifs mentionnés au fur et à mesure pour la caractérisation de milieux biologiques seront répertoriés à la fin de ce paragraphe dans le tableau 1.1 page 26. Compte tenu du fait que la plupart des dispositifs électromagnétiques développés dans ces gammes de fréquences opèrent en mode émission et réception (sauf précision contraire), nous les désignerons indifféremment sous les termes de « sonde », « antenne » ou « capteur », selon l'usage courant utilisé dans la littérature, quand bien même le terme « capteur » pourrait paraître impropre en toute rigueur pour désigner un dispositif émetteur.

La figure 1.6, représente une manière de répertorier les capteurs existants selon différentes caractéristiques qui nous seront utiles pour établir une comparaison qualitative.

1.4.1 Les capteurs RF en contact avec le milieu

Nous nous intéressons dans un premier temps aux capteurs RF dont la mise en œuvre nécessite un contact avec le milieu d'investigation. Nous distinguerons les capteurs large bande, exploités pour caractériser le milieu de manière spectroscopique, puis les capteurs à résonance opérant de manière sélective dans une bande de fréquences réduite.

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

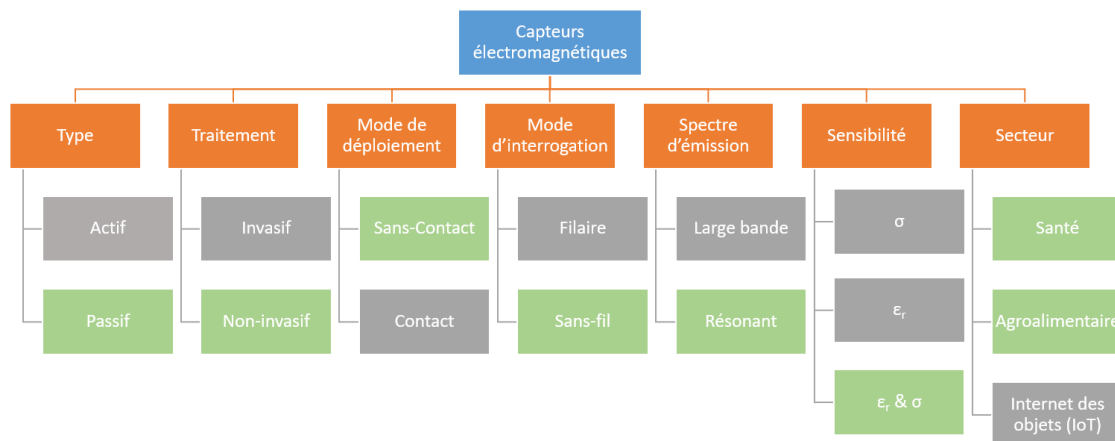


Figure 1.6 – Schéma représentant les différentes catégories de capteurs selon la technologie utilisée adapté de [54], les cases vertes correspondent au choix de développement de cette thèse.

1.4.1.1 Les capteurs large bande

Le premier dispositif mentionné pour la caractérisation diélectrique de nombreux milieux est une sonde coaxiale ouverte, dont le principe a été développé dans les années 50 [55], et qui reste très utilisée depuis les années 80 [56]. Son principe de fonctionnement est présenté dans la figure 1.7. Il repose sur l'analyse des propriétés de la ligne de transmission coaxiale formée par la sonde. Cette ligne n'étant pas considérée infinie, ses propriétés changent en fonction des terminaisons et de leur charge associée. Si la sonde est adaptée, il est alors possible d'évaluer la valeur de la charge par réflectométrie.

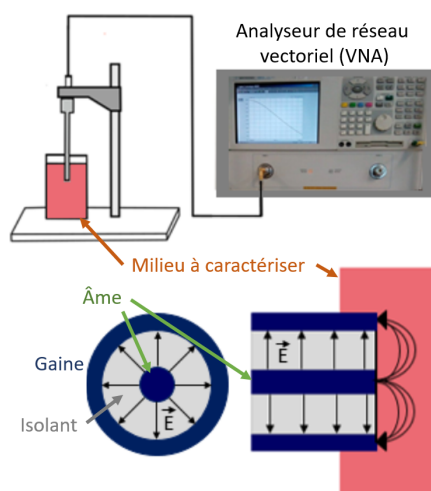


Figure 1.7 – Schéma représentant le fonctionnement d'une sonde coaxiale ouverte pour la caractérisation de milieux, issu de [57].

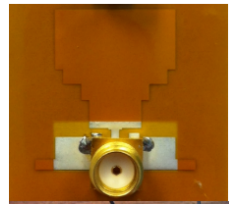
Au niveau de sa terminaison ouverte (au contact avec le milieu à étudier), cette sonde a la particularité de rayonner un champ électrique, \vec{E} , sur une large gamme de fréquence (de quelques centaines de kHz au GHz). Lorsque le milieu à étudier est en contact avec la terminaison de la ligne, les propriétés de propagation du champ sont modifiées par le milieu à cause de la désadaptation d'impédance à l'interface de contact. À l'aide d'un analyseur de réseau, on peut mesurer le coefficient de réflexion de l'onde propagée dans la ligne de transmission chargée, sur toute la bande de fréquences considérée et en extraire la permittivité complexe. La qualité du contact est toutefois une contrainte majeure. En effet, à ces fréquences, la résistance de fuite et les capacités parasites à l'interface limitent la sensibilité du capteur, et compliquent le modèle d'interaction associé, surtout pour les milieux complexes. En outre, pour les mesures *in vivo*, la présence d'air à l'interface est un élément critique.

Une variante de ce dispositif consiste à remplacer le matériau isolant de la ligne de transmission par le milieu à étudier. Les propriétés du guide d'onde ainsi réalisé sont directement liées aux propriétés diélectriques du milieu [57]. En pratique, cette technique convient bien pour les liquides, mais est peu adaptée aux tissus *in vivo*.

Le principal avantage de ces dispositifs de mesure en contact, est la possibilité d'effectuer une analyse large bande. La simplicité de mise en œuvre a également favorisé le développement de ces capteurs, qui sont actuellement commercialisés par plusieurs entreprises [58]. Cependant, leur usage est souvent limité à des caractérisations *in vivo* de petits échantillons de milieux étant donné la géométrie de la sonde. De plus l'effet électrique équivalent modélisé est principalement capacitif alors que les effets inductifs sont non négligeables en pratique [31]. Enfin, en raison de leur géométrie, ces capteurs permettent une caractérisation globale du milieu investigué, mais ne sont pas bien adaptés à une caractérisation locale, nécessaire par exemple pour des milieux complexes [41].

Pour s'affranchir des problèmes de géométrie des sondes coaxiales, et disposer de capteurs plus compacts et/ou mieux résolus spatialement, de nombreux systèmes ont été développés à partir d'antennes microondes large bande. Celles-ci émettent dans la gamme de quelques GHz et leur principe de fonctionnement repose sur l'émission d'une onde électromagnétique en champ lointain, dont la transmission à travers le milieu est modifiée par les propriétés diélectriques de celui-ci. Ces antennes présentent une grande variété de topologies [59], comme des micro-rubans flexibles [60] ou des monopoles [61], et viennent se placer autour de l'organe à étudier (sein, crâne...) [62] dans une approche le plus souvent multi-capteurs. Des exemples de telles antennes sont présentés figure 1.8.

En raison de leurs faibles dimensions et de leur fonctionnement au-delà du GHz, ces antennes opèrent en champ lointain. Elles permettent ainsi de caractériser des organes entiers, avec des techniques dérivées des méthodes radar [63]. Cependant, les systèmes exploitant ces antennes sont confrontés au problème de la réflexion de l'onde électromagnétique à l'interface avec la peau, et aux limitations intrinsèques de profondeur de pénétration [64]. De plus, elles ne peuvent pas être utilisées en tant que capteur unique, car il faut au minimum deux antennes (une en émission et une autre en réception) et leur sensibilité est souvent présentée comme une caractéristique limitante [65], [66], [67].



(a) Antenne micro-ruban flexible [2,5] GHz [60].



(b) Antenne large fente [2,10] GHz [68].

Figure 1.8 – Exemples d'antenne large bande développés pour la caractérisation du sein [69], [70].

1.4.1.2 Les résonateurs RF

D'autres capteurs ont été développés pour obtenir une sensibilité élevée adaptée à des variations faibles des propriétés diélectriques des milieux biologiques. Il s'agit de capteurs résonants, dont le schéma électrique équivalent est un circuit LC à haut facteur de qualité. De nombreuses configurations de tels dispositifs résonants ont été élaborées : planaire, cylindrique, circulaire, rectangulaire, antennes patch, substrat flexible, rigide, composants discrets ou réalisation monolithique... Leur point commun est de présenter une résonance autour d'une fréquence prédéterminée afin d'obtenir une grande sensibilité au milieu environnant [71]. Ces systèmes résonants sont bien adaptés à la caractérisation diélectrique à haute sensibilité des milieux biologiques, par exemple dans des applications microfluidiques dans lesquelles peu de milieu de caractérisation est disponible [31] - ou bien lorsque les variations diélectriques du milieu sont faibles (recherche de changements précoces, détection de molécules en faible concentration ex. glycémie), [60].

Afin de disposer de résonateurs à haute sensibilité et facilement intégrables pour constituer des capteurs de faible encombrement, l'usage de dispositifs résonants issus des structures formant les métamatériaux, rencontrent un fort succès depuis une vingtaine d'années. Ces structures sont des antennes ouvertes auto-résonantes, constituées de lignes de transmissions de géométries variées déposées sur un substrat faible pertes. Des exemples de résonateurs de type SRR (Split Ring Resonators pour résonateur en anneau fendu) sont présentés figure 1.9. En couplant de multiples antennes grâce à une ligne de transmission et en les encapsulant dans un substrat, celles-ci permettent de modifier la réponse électromagnétique globale du complexe ainsi formé. Ces structures permettent alors de confiner le champ localement et de manière périodique de sorte à contrôler les propriétés diélectriques et de perméabilité du matériau composite, ou métamatériau, au point de rendre ces grandeurs négatives à l'échelle du réseau formé [72].

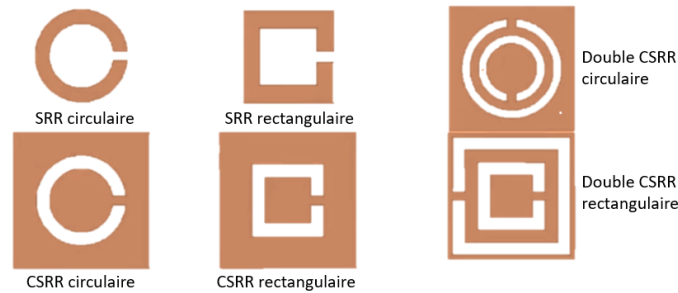


Figure 1.9 – Différents résonateurs de type SRR et CSRR (Complementary SRR) d'après [73], [74], [75], en orange sont représentées les pistes conductrices et en blanc le substrat diélectrique. D'autres formes plus « élaborées » sont répertoriées dans [76].

Le développement des technologies de fabrication facilitant l'intégration et la miniaturisation des éléments résonants est à l'origine de l'essor des métamatériaux. Les structures utilisées offrent de nombreux avantages tels qu'une sensibilité élevée, une efficacité de radiation, ou une grande compacité, et ouvrent la voie à une grande variété d'applications nouvelles [76], [77].

Au-delà d'un usage au sein de métamatériaux, ces structures peuvent être avantageusement utilisées comme capteur pour détecter des variations de propriétés diélectriques d'un milieu environnant biologique [78], [76]. Par exemple, dans [79], les auteurs ont réussi à caractériser entre 400 MHz et 1400 MHz, des solutions aqueuses absorbées par une membrane d'hydrogel placée entre un anneau de cuivre et sa ligne de transmission, en extrayant ϵ_r et σ à partir des données expérimentales d'une bande de fréquences relativement large autour de la résonance des SRR. D'une manière générale, les capteurs SRR présentent une bonne sensibilité aux différentes

grandeurs visées, ainsi qu'une bonne adéquation entre modèle et réalisation, ce qui en rend l'usage particulièrement pertinent. Toutefois, sur le plan pratique, ils présentent l'inconvénient de devoir être placés en contact avec le milieu à caractériser, et sont le plus souvent couplés électriquement à une ligne de transmission (filaire) placée à proximité immédiate et de manière permanente avec le SRR. Même si dans [80] seul un contact avec le milieu est nécessaire.

Ces structures peuvent aussi être conçues pour rendre possible une excitation et une interrogation à distance, par couplage inductif. C'est le cas de certains Broadside Coupled SRR « BC-SRR » qui sont constitués de deux SRR identiques placés de part et d'autre d'un substrat [81]. Ceux-ci peuvent être utilisés pour leur capacité à être interrogés à distance (tag RFID par exemple, pour des applications IoT) sans pour autant exploiter la résonance électromagnétique comme principe de mesure à haute sensibilité [82], [71]. Par exemple, les capteurs de glucose à base de BC-SRR présentés dans [83] reposent sur l'exploitation des modifications de la capacité équivalente d'un substrat fonctionnalisé pour déterminer la concentration de glucose dans les fluides interstitiels. Ce substrat est dans ce cas un hydrogel fonctionnalisé capable de capturer les molécules de glucose, et de « gonfler » en conséquence, de manière à modifier la capacité formée entre les deux SRR. La fréquence de résonance globale est alors analysée à distance par couplage inductif avec un lecteur distant. Une autre manière d'utiliser un SRR pour caractériser un milieu diélectrique est proposée dans [84]. L'originalité de ce système est de placer le SRR de manière perpendiculaire avec le milieu pour avoir son ouverture directement en contact avec celui-ci. Pour transmettre et recevoir le champ du SRR deux boucles inductives sont placées de part et d'autre du SRR. Une étude comparative de l'utilisation des métamatériaux avec différentes formes et utilisations comme capteurs est proposée dans [85].

Compte tenu des dimensions des SRR couramment utilisés (en général quelques millimètres pour garantir une forte compacité), les fréquences de résonance résultantes appartiennent plutôt au domaine des microondes ($> \text{GHz}$). En conséquence, ils ne permettent pas une propagation très importante de l'onde électromagnétique dans les milieux biologiques [18]. Enfin, leur facteur de qualité reste peu élevé ($Q < 100$), dès que le milieu devient conducteur (même faiblement conducteur $\sigma \geq 0,5 \text{ S/m}$). Dans ces conditions, il peut être difficile d'atteindre une bonne sensibilité lorsque l'on cherche à effectuer une mesure simultanée des deux paramètres de la permittivité complexe. Souvent, seule la variation de la fréquence de résonance du capteur est aisément observable, ce qui ne rend compte que de la permittivité relative ϵ_r . Il faut alors avoir recours à des algorithmes d'estimation avancés pour extraire par ces méthodes la permittivité complexe du milieu [86].

1.4.2 Les capteurs RF sans contact

À l'inverse des capteurs discutés ci-dessus, les capteurs RF visent à investiguer le milieu d'intérêt à l'aide d'un champ magnétique rayonné, sans nécessité d'un contact avec ce milieu, et à exploiter les modifications du champ électromagnétique qui a pénétré dans ce milieu. Pour ce faire, ces capteurs doivent être formés d'une boucle de courant dont la forme peut être adaptée au milieu à investiguer, afin d'optimiser la pénétration du champ magnétique dans le milieu. Ce champ émis étant proportionnel au courant circulant dans la boucle, ce type de capteur peut être avantageusement accompagné d'une partie capacitive d'accord, afin d'être résonant et d'augmenter ainsi sa sensibilité. Il présente également l'avantage d'être facilement ajustable en géométrie, de manière à s'adapter au milieu d'investigation, et d'être potentiellement excitable / interrogeable à distance par couplage inductif avec un lecteur distant. Pour toutes ces raisons, les capteurs RF trouvent un grand nombre d'applications et une grande variété de mise en œuvre¹.

1.4.2.1 Capteurs à cavités résonantes

Parmi les capteurs résonants, se trouvent des capteurs à « cavité résonante » volumique [90], [91], [92]. Ceux-ci sont principalement des capteurs en forme de cylindres creux conducteurs au centre desquels un champ magnétique est rayonné. La cavité centrale est dimensionnée de telle sorte que le champ magnétique soit contrôlé dans le volume d'étude souhaité. Un milieu placé dans cette cavité modifie les lignes de champ magnétique. En fonction de la composition du centre du cylindre (air ou matériau diélectrique poreux connu), il est possible d'optimiser la sensibilité du capteur. Si par exemple le matériau diélectrique présente des cavités remplies par le milieu à caractériser, le capteur ainsi développé devient très sensible aux petits volumes de la matière à caractériser. Une simple mesure des variations du facteur de qualité et/ou de la fréquence de résonance en présence du milieu permet

1. Parmi les capteurs RF résonants, il existe un grand nombre de dispositifs qui exploitent la partie inductive du résonateur pour communiquer sans connexion filaire avec un lecteur distant, et non pour induire un champ magnétique dans le milieu à caractériser. On peut par exemple citer ceux utilisés dans un pansement connecté pour mesurer l'humidité de la plaie (à l'aide de la partie capacitive du résonateur) et sa température [87], et qui communiquent avec un lecteur externe. On peut également citer le tag résonant fonctionnalisé et intégré sur une dent pour contrôler l'apparition de bactéries [88], ou encore un capteur de température communiquant [89]. Cette famille de capteurs sort quelque peu du spectre de cette revue, puisqu'ils ne visent pas à caractériser les propriétés diélectriques du milieu par induction d'un champ magnétique. Néanmoins, nous avons souhaité y faire référence ici, afin de mettre en évidence cette différence et éviter une éventuelle confusion avec les capteurs traités dans cette thèse.

d'estimer sa permittivité complexe. On utilise alors, comme précédemment, un analyseur directement connecté au capteur.

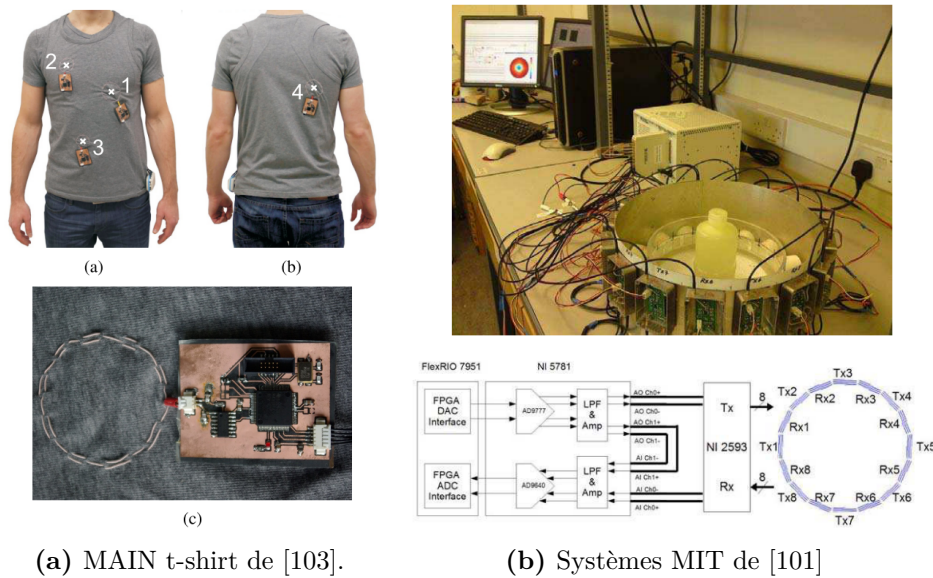
Des cylindres résonants type « bracelets » ont été développés depuis plusieurs années dans notre équipe pour des applications d'études de milieux biologiques. Ces cylindres ont pour propriétés d'être équivalents à des lignes de transmission et de rayonner un champ magnétique très intense, leur conférant un facteur de qualité à plus de 1000, [93], [94], [95]. Ce type de dispositif est très sensible à des variations de propriétés diélectriques du milieu environnant. De plus, ce type de système est interrogeable à distance inductivement à l'aide d'une sonde placée à proximité.

Bien que plus sensible que les sondes en contact, ces cavités résonantes inductives sont néanmoins moins utilisées. Ce du fait de leur limitation spectrale, comparativement aux sondes coaxiales large bande, et de leur mise en œuvre pratique qui nécessite « d'entourer » le milieu à caractériser.

1.4.2.2 Capteurs RF inductifs non-invasifs « basses fréquences »

Différents systèmes inductifs ont été développés pour la caractérisation des milieux organiques depuis une vingtaine d'années [96]. Ils s'inspirent des techniques inductives basses fréquences (≤ 1 MHz) développées dans le domaine du contrôle non-destructif d'objets métalliques. Ces systèmes reposent sur l'induction de courants de Foucault dans le milieu investigué et sur l'analyse du champ magnétique de réaction, liés à la conductivité du milieu exploré. Pour adapter ces techniques aux milieux organiques, faiblement conducteurs, il est nécessaire de monter en fréquences pour gagner en sensibilité. De nombreuses réalisations sont ainsi développées entre quelques MHz et quelques dizaines de MHz. En exploitant plusieurs capteurs, en émission et/ou réception, et éventuellement avec plusieurs fréquences d'investigation, il est possible de développer une approche de « tomographie inductive » [97], [98], [99], [100] qui vise à restituer la cartographie 2D ou 3D de conductivité du milieu, à l'instar du système présenté figure 1.10b [101]. Pour gagner encore en sensibilité, des dispositifs RF inductifs résonants ont également été proposés dans ce contexte. Ainsi, un T-shirt instrumenté de différentes boucles inductives résonantes autour de 17 MHz, (cf figure 1.10a) a été développé pour suivre la respiration, le rythme cardiaque ou encore les mouvements corporels [102], [103]. De même, un dispositif résonant à 12,25 MHz, constitué de dix boucles inductives utilisées en émission/réception a été réalisé pour caractériser une partie de colonne vertébrale [104], [105]. Le succès de ce type de capteurs tient dans la facilité d'utilisation sans contact et

non invasive, la possibilité d'élaborer des dispositifs portables et leur sensibilité aux variations de conductivité du milieu. Toutefois, leur mise en œuvre ne permet pas d'être sensible aux variations de la permittivité complexe du milieu, mais uniquement aux variations de conductivité.



(a) MAIN t-shirt de [103].

(b) Systèmes MIT de [101]

Figure 1.10 – Différents exemples de réalisations utilisant des réseaux d'antennes d'induction magnétique.

Le tableau 1.1 regroupe de manière aussi synthétique que possible les principaux types de capteurs évoqués dans cette revue, en faisant apparaître les différents critères de comparaison évoqués en début de chapitre figure 1.6. Nous avons cherché à y faire figurer aussi bien les principes de fonctionnement, les géométries, les modes d'utilisation et les modes d'interaction avec le milieu de ces différents capteurs. Le capteur à ligne de transmission résonant TLR (Transmission Line Resonator), qui constitue l'objet de nos travaux figure finalement comme le seul capteur qui est à la fois interrogeable à distance à l'aide d'une boucle inductive, sans contact avec le milieu d'investigation, et susceptible de remonter à la fois aux variations des deux paramètres diélectriques σ et ϵ_r .

1.4.3 Vers un capteur inductif sans contact pour la caractérisation diélectrique

À l'image des antennes RF développées pour l'IRM, il est possible de concevoir des capteurs rayonnants et résonants dans la gamme RF et de les utiliser en émission et en réception pour la caractérisation diélectrique complexe des milieux. Ces

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

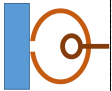
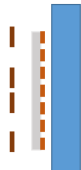
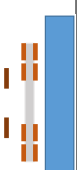
Type de capteur	Contact milieu	Grandeurs électriques	Gamme de fréquences	Mode de transmission	Sensibilité	Milieu étudiés	Références
Sonde coaxiale 1.7	oui	Réflexion	[10Hz, 20 GHz]	Coaxiale	ϵ_r et σ	Milieux organiques Liquides	[57], [47]
Antenne large bande	oui	T/R	[0.5, 10] GHz	Ligne de transmission	ϵ_r et σ	Organes	[60], [106]
Antenne résonante	oui	T/R	[0.5, 3.5] GHz [12, 35] GHz	Ligne de transmission	ϵ_r	Organes, liquides	[107], [31] [108]
SRR	oui	$\Delta f / \Delta C$ Δf et ΔQ	[0.5, 5] GHz [1.8, 2.4] GHz	Ligne de transmission	ϵ_r ϵ_r et σ	Tissus Liquides	[109] [110]
CSRR	oui	Δf et Transmission antenne E/R $\Delta f / \Delta C$ Δf et Transmission	[0.5, 1.2] GHz [1.8, 4.5] GHz [1.5, 4.5] GHz [1, 6] GHz	Ligne de transmission	σ ϵ_r $\Delta \epsilon_r$ $\Delta \sigma$ ϵ_r σ ϵ_r	Liquides Eau dans sols Glucose	[111] [112] [113] [114]
Anneau	oui	Δf et ΔQ	[0.4, 1.4] GHz	Ligne de transmission	σ et ϵ_r	Fluides poreux dans hydrogel Mousses	[79], [115]
 SRR	oui	$\Delta f / \Delta C$	[0.5, 3] GHz	Deux boucles inductives	ϵ_r	Composites de céramiques	[84]
Boucle inductive 1.10a	non	Δf et ΔQ	17 et 20 MHz	Intégré	Variations	Constantes physiologiques	[103]
 Spirale	non	Δf et Transmission	[10, 250] MHz	Double boucles inductives	$\Delta \epsilon_r$ $\Delta \sigma$	Tissus	[116]
 TLR	non	Δf et ΔQ	[100, 300] MHz	Boucle inductive	$\Delta \epsilon_r$ $\Delta \sigma$	Tissus Milieux organiques	[117], [118]

Tableau 1.1 – Tableau récapitulatif des différents capteurs présentés. Chaque schéma correspond à une représentation du capteur : ligne d'alimentation (marron), pistes du capteur (orange), substrat (gris) et le milieu à étudier (bleu). T/R Transmission/Réflexion.

antennes IRM sont initialement fabriquées pour être électriquement équivalentes à des circuits LC et pour résonner à la fréquence de Larmor [119] (dans une bande de quelques MHz à quelques centaines de MHz). Le dimensionnement et la technologie de réalisation de ces antennes dépendent du contexte applicatif, de la fréquence souhaitée, du volume, du type de phénomène visé (visualisation d'un œdème, d'une tumeur, etc), et de la zone de l'anatomie étudiée (tête, genou, sein, corps entier, etc.) [120], [121].

Les principaux critères de conception de ces antennes RF sont [122], [123] :

- générer et/ou recevoir un champ magnétique de manière aussi homogène que possible dans le volume d'investigation de l'antenne (de quelques mm à plusieurs dizaines de cm) ;
- respecter les normes de DAS pour chaque tissu, afin que la puissance émise ne soit pas trop importante au regard de la surface irradiée ;
- présenter un facteur de qualité Q élevé, typiquement d'une valeur de plusieurs centaines, pour obtenir un bon rapport signal sur bruit (RSB).

En pratique, ces antennes peuvent être constituées d'une simple boucle de cuivre reliée à un condensateur accordé. Elles peuvent être plus complexes selon le volume ou la géométrie de la partie du corps à étudier, voire organisées en réseau d'antennes entrelacées ou découplées [124], [125], [126], [127], [128], [129]. Pour augmenter le coefficient de qualité, il est classique de refroidir l'antenne, voire d'utiliser des matériaux à faibles pertes (exemple capteurs supraconducteurs à haute température critique) [130], [131]. Il est alors préférable de recourir à des antennes à éléments LC répartis, c'est-à-dire reposant sur des lignes de transmission autorésonantes et rayonnantes, cylindriques [93] ou planaires [132]. Ces résonateurs monolithiques seront désignés sous le terme de résonateurs à lignes de transmission, ou TLR, dans le reste du document. Dans leurs versions planaires, ces TLR sont formés de pistes conductrices de type micro-ruban circulaires ouvertes, réparties de part et d'autre d'un diélectrique à faibles pertes (ex : FR4, Kapton, Teflon) dont les fentes sont diamétralement opposées. Étant donné la similitude de structure entre ces antennes planaires et les BC-SRR, il n'est pas surprenant de trouver dans les travaux récents des structures issus des métamatériaux pour élaborer des antennes IRM [133]. Quelques exemples de structures de TLR sont présentés figure 1.11. Cette géométrie leur confère plusieurs avantages [119] :

- utilisation possible en émission/réception ;
- champ émis localement homogène et intense dans le volume de rayonnement ;

- fréquence de résonance facilement ajustable par dimensionnement géométrique (voir ci-après) ;
- facteur de qualité très élevé, jusqu'à près de 700 à vide selon la qualité du substrat utilisé $Q_{\max} \simeq \frac{1}{\tan(\delta)}$ avec δ l'angle de perte du substrat [134] ;
- réalisation potentiellement flexible selon le substrat utilisé (par exemple, le Kapton).

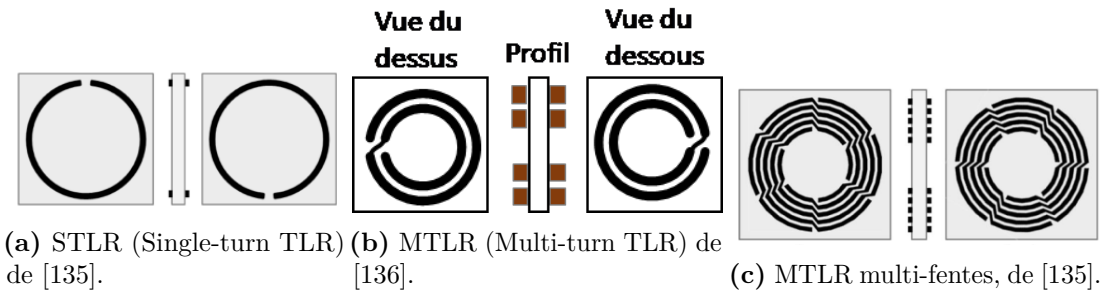


Figure 1.11 – Différents exemples de réalisations de TLR avec plusieurs formes géométriques, une ou plusieurs fentes, TLR simple tour (STLR) ou TLR multitours (MTLR).

Ces antennes ont depuis plusieurs années été utilisées comme capteurs inductifs sans contact pour caractériser les propriétés diélectriques d'un milieu. La gamme de fréquences des TLR couramment développés est particulièrement bien adaptée à la caractérisation de la permittivité complexe des tissus biologiques [137], car elle permet d'accéder avec une sensibilité équivalente aux parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe. Concrètement lorsque ces TLR sont excités autour de leur fréquence de résonance, ils émettent un champ magnétique de grande amplitude dans le volume de rayonnement de l'antenne. Ce champ est modifié par les propriétés diélectriques du milieu dans lequel il est émis et, par réciprocité, viennent modifier le flux du champ rayonné à travers le TLR. Finalement, ces variations de champ magnétique peuvent être caractérisées à travers la mesure de l'évolution de l'impédance du capteur autour de la fréquence de résonance du TLR.

Pour exploiter ces TLR comme capteur sans contact, on peut utiliser une méthode de mesure inductive initialement développée pour caractériser la qualité des antennes IRM à fort coefficients de qualité [138]. En utilisant les TLR cylindriques, il a été prouvé que par une mesure de l'impédance complexe de l'antenne, il est possible d'extraire des grandeurs proportionnelles aux propriétés diélectriques du milieu environnant grâce à une résolution du problème inverse simplifiée, qui s'appuie sur une hypothèse de champ magnétique uniforme dans le volume considéré et pour des solutions homogènes [139], [140], [141]. Mise en œuvre dans des applications

de caractérisation, cette technique a permis par exemple le suivi de propriétés diélectriques de la fermentation d'un lait dans le processus de fabrication d'un yaourt [118], ou encore, en extrapolant aux TLR planaires, le suivi d'une brûlure sur un muscle de cochon [117].

Le problème inverse, qui vise à estimer les propriétés diélectriques du milieu, à partir des variations d'impédance du capteur, se résout à partir du lien existant entre le potentiel vecteur induit dans le milieu et l'impédance ramenée aux bornes de l'antenne. Ce lien s'exprime en utilisant le théorème de réciprocité, qui permet d'écrire que [94] :

$$Z_m = \iiint_{\text{milieu}} j\omega^3 \varepsilon^* \frac{\vec{A}^2}{|I|^2} dV \quad (1.7)$$

où :

- Z_m correspond à l'impédance induite par le milieu dans l'antenne ;
- ε^* est la permittivité complexe du milieu ;
- \vec{A} est le potentiel vecteur associé au champ magnétique généré par le TLR ;
- I est le courant circulant dans le TLR ;
- ω est la pulsation de l'onde du TLR.

L'utilisation de TLR en tant que capteur inductif présente a priori de nombreux avantages, que nous résumons ci-dessous :

- une émission/réception sans contact entre le milieu et le résonateur ;
- des rayonnements non-ionisants, dans une gamme de fréquence (entre 1 MHz et plusieurs centaines de MHz) adaptée à la caractérisation de la permittivité complexe des milieux biologiques ;
- une non invasivité qui rend possible un suivi de variation des propriétés diélectriques dans le temps pour des phénomènes biologiques en évolution ;
- une profondeur de pénétration de l'onde dans le milieu organique d'un ordre de grandeur centimétrique, supérieure à la pénétration des ondes microondes.
- pas de nécessité d'utilisation d'un couplant pour adapter l'impédance entre l'onde émise et le milieu ;
- une réalisation à faible coût des TLR inductifs, y compris sur PCB souple ;
- une simplicité de mise en œuvre du système de mesure associé (que nous détaillerons dans le prochain chapitre) ;

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

- un dimensionnement du TLR adaptable à un large éventail d'applications et réalisable dans des géométries de plusieurs dizaines de cm à quelques mm [134];

Pour toutes ces raisons, nous envisageons l'utilisation de ce type de résonateurs RF pour le développement de dispositifs de caractérisation de la permittivité complexe de milieux organiques, et pour le suivi de l'évolution de tissus en particulier.

1.5 Conclusion

Nous avons pu montrer dans ce chapitre que la mise en œuvre de dispositifs capables de suivre les évolutions de milieux organiques, en particulier pour une tumeur dans un sein. Ceci suppose en premier lieu l'utilisation de capteurs adaptés, et qui disposent idéalement :

- d'une mise en œuvre par couplage inductif avec le milieu à investiguer, afin d'estimer les propriétés diélectriques complexes de manière robuste et non invasive ;
- de caractéristiques fréquentielles et spatiales optimisées, non seulement pour détecter le plus finement possible toute variation des propriétés diélectrique du milieu, mais encore pour en suivre les évolutions spatiales.

Dans l'idéal, le système instrumental exploitant ces capteurs doit être peu coûteux, afin d'élaborer des systèmes de suivi de routine largement diffusables, ou mieux encore, des systèmes portables, [142], [48], [143], [144]. Il doit également être résolu spatialement, afin de viser à la localisation de tumeurs dans le volume d'investigation, et suffisamment sensible pour éviter les faux-positifs dus à une excroissance bénigne contrairement aux difficultés actuelles de la mammographie [145]. Dans le cas du cancer du sein, les contrastes diélectriques des tissus adipeux étant importants (figure 1.4 et 1.5), beaucoup de systèmes d'imagerie électromagnétiques cherchant à quantifier les variations de propriétés diélectriques du sein ont ainsi été développés pour atteindre ces objectifs [49], [52]. Une classification des réalisations existantes, élaborées en termes de spécificité, sensibilité et exactitude, est détaillée dans [146], [37] et pour des applications plus vastes dans [48].

Le principe de ces systèmes repose généralement sur l'émission et l'analyse de champs rayonnés par un réseau d'antennes microondes multiples, inspirées des techniques radar [147], [48], [66]. La tumeur peut alors être localisée grâce à une cartographie 2D ou 3D du contraste diélectrique. Celle-ci peut être obtenue à l'aide d'un réseau de capteurs fixes [70], [148], [66], [108], ou bien au moyen d'une ou plusieurs antennes mobiles qui effectuent un balayage du domaine investigué [45], [149], [150], [151], [152], [153].

Dans la pratique, l'emplacement, la taille, la forme de chaque capteur du réseau d'antennes peuvent différer selon leur sensibilité, leur directivité et la gamme de fréquences utilisée, celle-ci étant le plus souvent large bande dans le domaine des

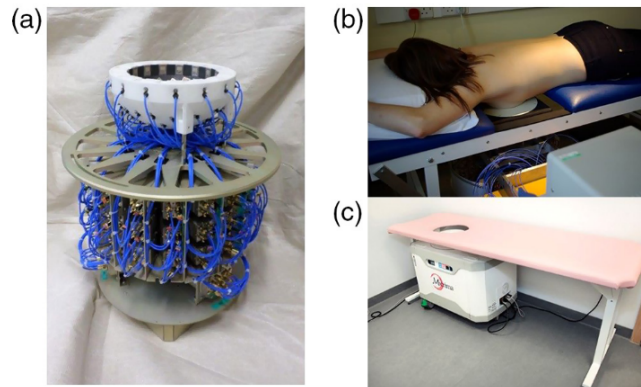


Figure 1.12 – Photographies du système d'imagerie microonde pour le sein MARIA. Ce système de détection radar repose sur 60 antennes et un signal large bande entre 3 et 8 GHz [14], [70]. Le taux de détection annoncé est autour de 78 %.

GHz (entre 0,5 et 10 GHz) [154], [155], [21], [59]. Un exemple de réalisation d'un tel système, commercialisé par la société Micrima [156] est présenté dans la figure 1.12.

Même si la patiente dans cet exemple est confortablement installée, un suivi temps réel n'est pas possible avec un tel système de caractérisation, une version portable du système n'étant pas envisageable. Des versions s'appuyant sur l'utilisation de réseaux d'antennes souples, destinés à s'adapter à la morphologie de la patiente, ont également été proposés [157], [69], de même que des dispositifs utilisant un réseau d'antennes microondes distantes sans contact [158]), mais ces systèmes souffrent du même inconvénient.

En outre, pour la plupart des systèmes multicapteurs microondes développés, avec ou sans contact, la désadaptation de l'onde à l'interface air/peau joue un rôle important dans la perte de sensibilité du système. Pour cette raison, une grande variété de produits de couplage a été proposée pour modifier les propriétés de réflexion de l'onde à l'interface, comme un mélange de glycérine/eau [153], [159], un gel ultrason [148], un mélange huile/eau [14] ou encore de l'huile de catharme [108]. Cette nécessité de couplant limite également la possibilité d'envisager l'élaboration d'un système de suivi en temps réel, ou d'un système portable. Il faut toutefois noter que l'usage plus récent de métamatériaux permet de développer des films équipés de réseaux de SRR qui, placés au contact du milieu à étudier, facilitent la pénétration dans le milieu de l'onde émise par les antennes du système d'imagerie. Ce film présente l'avantage d'être éventuellement jetable [160] ou d'être utilisé comme lentille pour des antennes patch [161]. Ces développements récents offrent des alternatives séduisantes au problème de couplage entre l'antenne et le milieu. À ce titre, l'usage de TLR que nous envisageons dans ces travaux, pourrait contourner

les inconvénients mentionnés ici. Intégrés au sein de systèmes multicapteurs, ils joueraient à la fois le rôle d'antenne en émission / réception, et de lentille de focalisation de l'onde transmise au milieu.

Il faut néanmoins que la mise au point de tels systèmes portables "temps réel" permettent une reconstruction de l'image à partir des informations fournies par le réseau d'antennes. Il faut alors non seulement affiner les algorithmes permettant de remonter à des cartographies de propriétés diélectriques [162], mais également découpler physiquement les signaux émis et/ou reçus par chacun des éléments du réseau d'antenne, afin de faciliter la reconstruction des propriétés diélectriques du milieu. Ces deux aspects doivent de ce fait être pris en compte dès la conception de nouveaux capteurs afin de pouvoir garantir une bonne résolution spatio-temporelle. C'est en ce sens que le système micro-ondes à 16 antennes élaboré dans [153] permet une reconstitution d'image en quelques minutes grâce à un dispositif de multiplexage des antennes (tour à tour émettrices puis réceptrices) et à un algorithme de reconstruction tomographique 3D [48], ou qu'un système d'imagerie de contraste diélectrique permettant la détection de tumeur a été présenté dans [163], [164]. De telles approches pourraient s'envisager de manière pertinente avec des capteurs RF de type TLR. Un système à TLR pourrait alors constituer un dispositif de suivi de routine, complémentaire aux techniques d'examen par imagerie microonde, IRM, ultrasonore ou mammographique.

Enfin, grâce aux progrès techniques réalisés dans la miniaturisation et la conception de systèmes multicapteurs, ainsi qu'aux avancées en matière de traitement de données massives, les capteurs TLR que nous envisageons (inductifs et contrôlables à distance) pourraient intégrer une mesure multiphysique permettant une caractérisation multimodale [165]. L'intérêt de tels systèmes est d'améliorer la fiabilité des mesures, la détectabilité des phénomènes et de s'affranchir de certains paramètres environnementaux qui perturbent la mesure (comme la température, la transpiration, des perturbations électromagnétiques pour certaines applications). Un exemple représentatif de cette tendance est le capteur de glycémie développé par [166], [167]. Celui-ci possède : deux capteurs optiques, cinq antennes électromagnétiques (opérant à cinq fréquences différentes du MHz au GHz), un capteur d'humidité et deux capteurs de température, le tout intégré dans un brassard à placer autour du bras du patient. Dans les systèmes d'imagerie, des équipes ont couplé des systèmes électromagnétiques (ici par des antennes émettant un champ électrique) et ultrasonores permettant d'avoir une cartographie de variations de propriétés mécaniques et de propriétés électriques et rendant ainsi plus robuste

1. Les enjeux de la caractérisation diélectrique des milieux organiques

l'estimation de la localisation d'une tumeur dans un sein par exemple [168]. La possibilité de cette multimodalité à l'aide de capteurs RF inductifs est donc très intéressante et devrait ouvrir le champ d'applications potentielles.

La suite du document s'attache à évaluer les possibilités offertes par l'utilisation de capteur TLR pour une caractérisation RF avancée des tissus organiques, et du sein en particulier.

[...] Être utile ou du moins ne pas nuire.

— Epidémies I.5 *Hippocrate*

2

Principe et applications des capteurs inductifs TLR

2.1	Introduction	37
2.2	Principe de fonctionnement et modélisation du TLR	38
2.2.1	Détermination analytique de la fréquence de résonance d'un TLR	38
2.2.2	Détermination expérimentale de la fréquence de résonance d'un TLR	42
2.2.3	Étude du cas particulier des STLR	45
2.2.3.1	Modélisation numérique par éléments finis	46
2.2.3.2	Correction proposée	49
2.2.3.3	Comparaison du modèle corrigé aux données expérimentales	50
2.2.4	Conclusion	50
2.3	Mise en œuvre des TLR comme capteurs inductifs RF	53
2.3.1	Interaction du TLR avec un milieu diélectrique environnant	53
2.3.2	Modélisation électrique équivalente d'un TLR en interactions avec un milieu diélectrique	55
2.3.3	Caractérisation diélectrique d'un milieu homogène à l'aide d'un TLR	58
2.4	Caractérisation diélectrique d'un milieu non homogène à l'aide d'un TLR	62
2.4.1	Banc instrumenté	62
2.4.2	Résultats expérimentaux	64
2.4.2.1	Contraste sur la conductivité	64
2.4.2.2	Contraste sur la permittivité	65
2.4.2.3	Bilan général	66

2.5	Combinaison de TLR pour la détection de contrastes diélectriques locaux	67
2.5.1	Banc instrumenté adapté à deux TLR	67
2.5.2	Résultats expérimentaux pour deux TLR	69
2.5.2.1	Contraste sur la conductivité	69
2.5.2.2	Contraste sur la permittivité relative	70
2.5.2.3	Détection de contrastes diélectriques par combinaison de plusieurs TLR	70
2.6	Conclusion	73

2.1 Introduction

Compte tenu du domaine de fréquences RF choisi (quelques MHz à quelques centaines de MHz) pour étudier les variations diélectriques complexes dans les tissus biologiques, nous avons vu dans le chapitre précédent que les structures TLR en anneau fendu double face semblent particulièrement bien adaptées. Dans un format centimétrique et réalisés en cuivre sur des substrats diélectriques à faibles pertes, éventuellement flexibles, ce type de capteur présente l'avantage de rayonner un champ magnétique intense dans la gamme de fréquence souhaitée, et d'être facile à mettre en œuvre. Les TLR planaires sont donc potentiellement bien adaptés à une utilisation en tant que capteurs inductifs sans contact pour la caractérisation de tissus.

Dans ce chapitre, nous souhaitons donc mettre en évidence les points forts de ce type de capteurs. Son principe de fonctionnement électromagnétique est donc présenté dans une première partie. Des modélisations fines analytique et numérique par éléments finis sont également développées dans cette partie afin d'optimiser la mise en œuvre de capteurs TLR planaires circulaires à un tour, puis des TLR circulaires planaires à plusieurs tours. La validation expérimentale est ensuite décrite dans une deuxième partie tant pour le capteur seul que lorsqu'il est chargé par le milieu à caractériser. L'enjeu étant d'identifier le potentiel des TLR en termes de capacité de caractérisation diélectrique du milieu environnant, de robustesse et d'aptitude à détecter simultanément les variations de conductivité et de permittivité dans l'espace, plusieurs configurations milieux/capteurs sont étudiées. Outre des milieux constitués de fluides homogènes peu conducteurs, des milieux présentant des hétérogénéités diélectriques locales mimant par exemple des zones tumorales dans les tissus sains seront caractérisés. L'étude de contraste (variations de conductivité de permittivité dans l'espace) permettra finalement d'estimer la pertinence d'utilisation d'un capteur TLR et d'une combinaison de plusieurs TLR.

2.2 Principe de fonctionnement et modélisation du TLR

Pour cela, nous établissons la condition de résonance à l'aide d'une modélisation analytique du résonateur « inductance-capacité » (LC) équivalent à la structure à ligne de transmission. Nous présentons également la mise en œuvre expérimentale associée permettant de valider ce modèle. Enfin, nous utilisons une modélisation numérique commerciale par éléments finis afin d'analyser, puis d'ajuster, les écarts constatés entre modèle analytique et expérimentations, en particulier dans le cas de structures de résonateurs monotours.

2.2.1 Détermination analytique de la fréquence de résonance d'un TLR

Les TLR sont des résonateurs monolithiques à lignes de transmissions circulaires, dont le schéma général est donné figure 2.1. Ils sont composés de pistes conductrices circulaires formant généralement plusieurs tours figure 1.11b page 28. Dans le cas d'une structure à un seul tour figure 1.11a page 28, on parle alors de STLR (pour « single turn transmission line resonator »), et de MTLR (pour « multiple turn transmission line resonator ») dans le cas des TLR multitours. Ces pistes sont déposées sur les deux faces d'un substrat diélectrique planaire à faibles pertes (figure 2.1).

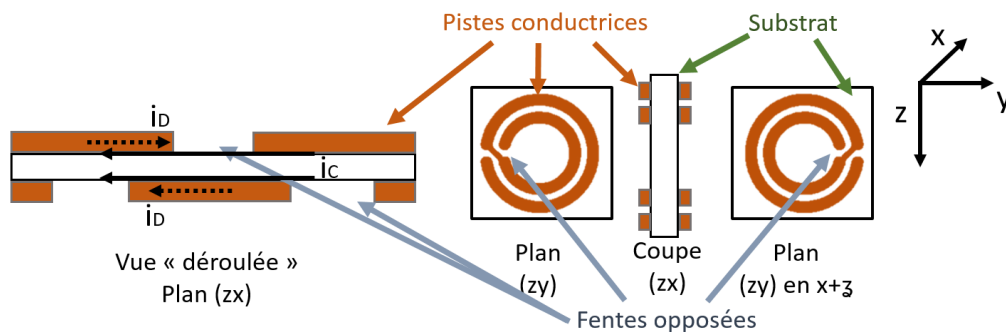


Figure 2.1 – Schéma d'un MTLR avec ses caractéristiques principales et les courants circulants du mode commun, i_C et de mode différentiel i_D .

D'un point de vue électrique, la circulation du courant dans la ligne de transmission induit l'apparition d'un champ électromagnétique. Les fentes diamétralement opposées sur les deux conducteurs déséquilibrent la circulation des charges dans la ligne. Les courants du mode différentiel notés i_D , sont ainsi modifiés par les conditions aux limites (imposées par les fentes). Les courants prépondérants dans la

ligne, i_C , qui circulent dans le même sens, sont issus du mode commun. Ils favorisent le rayonnement du champ. En première approximation quasi-statique, le TLR peut être considéré comme une structure à deux inductances fortement couplées (une inductance pour chaque face du TLR) de manière inductive, mais aussi capacitive (due aux pistes superposées et séparées par le substrat). Ces aspects sont détaillés dans l'Annexe A.1 page 171, d'après [169], [132], [119] et [131].

A l'échelle des longueurs d'ondes radiofréquences, la géométrie et la distribution du champ électromagnétique le long des lignes de transmissions sur un substrat à faibles pertes confèrent au TLR un comportement équivalent à un résonateur à fort coefficient de qualité dont les propriétés de résonances sont ajustables par les dimensions de la ligne. Ces structures ont donc un intérêt certain dans le développement de capteurs inductifs à grande sensibilité sans capacité discrète rapportée [170], [117], [118]. À titre d'exemple, nous représentons un TLR à deux tours, simple fente, constitué de deux pistes conductrices ouvertes, et disposées en vis-à-vis de part et d'autre d'un substrat diélectrique, figure 2.2.

L'optimisation de ces structures nécessite une parfaite connaissance de leurs caractéristiques électriques. La condition de résonance du TLR peut se déterminer à partir d'un modèle analytique impliquant les éléments constitutifs et géométriques du résonateur. L'expression analytique permettant de déterminer la fréquence de résonance du TLR est issue de travaux pour un bracelet résonant [169]. Elle est donnée par l'équation 2.1. Son adaptation pour l'utilisation du TLR planaire précise les moyens de calculer l'inductance totale L et l'impédance caractéristique Z_S en fonction du design [132]. Cette estimation analytique est détaillée en Annexe A.1 page 171. Les paramètres géométriques définissant la fréquence de résonance sont explicités et listés ci-dessous :

- rayon extérieur : r_{ext}
- largeur de conducteur : l_c
- épaisseur de conducteur : e_c
- épaisseur de diélectrique : e_d
- nombre de tours : N_r
- écart entre les pistes : e_p

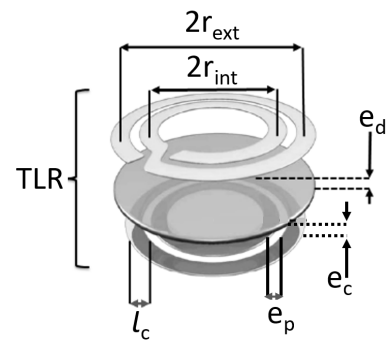


Figure 2.2 – Vue 3D éclatée d'un TLR avec ses paramètres géométriques adaptée de [141].

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

L'ensemble de ces paramètres contribue à la condition de résonance du TLR, qui s'écrit d'après [132] :

$$\frac{L \cdot \omega}{4N_f Z_C} \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot \sqrt{\varepsilon_{re}} \cdot x_l}{4N_f \cdot c}\right) = 1 \quad (2.1)$$

où :

- ω est la fréquence angulaire
- N_f le nombre de fentes par conducteur
- L l'inductance totale équivalente du résonateur
- Z_S l'impédance caractéristique de la ligne de transmission
- ε_{re} permittivité relative effective de la ligne
- x_l la longueur de ligne moyenne
- c la vitesse de la lumière dans le vide

À partir de l'inversion de l'équation (2.1), et des travaux développés dans [171], [172], [173], [174] qui permettent de déterminer les couplages entre les lignes de transmission et leurs impédances caractéristiques, il est finalement possible de prédéterminer la fréquence de résonance du TLR, son inductance totale L et sa capacité équivalente C . Ces déterminations sont détaillées en Annexe A page 171. Dans le cas particulier d'un seul tour mono-fente (STLR), présenté figure 1.11a page 28, ces déterminations se simplifient ($N_f = 1$). Nous leur donnons ici un éclairage spécifique dans la mesure où les structures STLR seront largement exploitées dans ce qui suit. Les déterminations de l'impédance caractéristique de la ligne Z_S et de la permittivité relative effective ε_{re} sont inchangées (Annexe A.2 page 174). Toutefois, le calcul de l'inductance totale L est également simplifié. Celle-ci peut s'exprimer par :

$$L = 2(L_p + M) \quad (2.2)$$

où L_p est l'inductance de la piste conductrice présente sur une face du STLR et M la mutuelle entre les deux pistes conductrices en vis-à-vis. L'inductance L_p peut être estimée par [175] :

$$L_p = \frac{2\mu_0\pi}{3(\alpha - 1)^2} \times \left[\frac{\alpha^3 + 1}{\pi} (2G - 1) - \frac{1}{6^3} F_2\left(\frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \frac{3}{2}; 2, \frac{5}{2}; \frac{1}{\alpha^2}\right) - \ln 2 + \frac{1}{4} - \frac{1}{2} \ln \alpha \right. \\ \left. + \frac{3}{32\alpha^2} {}_4F_3\left(1, 1, \frac{3}{2}, \frac{5}{2}; 2, 2, 3; \frac{1}{\alpha^2}\right) \right] \quad (2.3)$$

où $\alpha = \frac{r_{\text{ext}}}{r_{\text{int}}}$, F_2 et F_3 sont les fonctions hypergéométriques, et G est la constante de Catalan.

La mutuelle M est déterminée quant à elle à l'aide de la formule de Maxwell, dans laquelle les deux pistes sont considérées comme des boucles filiformes équivalentes de rayon r_{fil} espacées de l'épaisseur e_d du substrat diélectrique [173] :

$$M = \mu_0 r_{\text{fil}} \left[\left(\frac{2}{n} - n \right) K(n) - \frac{2}{n} E(n) \right] \quad (2.4)$$

$$n = \frac{2r_{\text{fil}}}{\sqrt{4r_{\text{fil}}^2 + e_d^2}}$$

et où K et E sont les intégrales elliptiques de première et de secondes espèces (voir Annexe A.2 page 174). Le calcul de la capacité équivalente C s'effectue à partir de l'inductance L totale de la ligne et de la pulsation de résonance ω selon :

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (2.5)$$

Si l'on souhaite compléter le schéma électrique équivalent LC du TLR avec un terme de pertes résistives R , il est possible d'estimer la résistance équivalente du résonateur, à partir de considérations sur la géométrie des pistes, de la nature des conducteurs utilisés et de leur état de surface, comme présenté dans [170]. Toutefois, en pratique, cette détermination de R est assez empirique. Afin de déterminer un modèle RLC équivalent plus robuste, nous préférons déduire la résistance équivalente R d'une mesure expérimentale directe du facteur de qualité Q , opérée autour de la fréquence de résonance du TLR. Dans nos travaux, nous avons construit ce modèle RLC semi-analytique du TLR sous environnement Matlab, et nous désignerons par la suite ce modèle par l'acronyme MSA (Modèle Semi-Analytique), et la fréquence de résonance estimée par ce modèle par f_A .

Enfin, pour mettre en résonance le TLR, il est possible de l'exciter, en pratique, via une connexion filaire au sein d'un circuit électrique, ou bien encore d'induire la circulation de courant par couplage inductif avec une sonde distante rayonnant un champ magnétique [176] et [138]. Cette dernière option permet d'exploiter le TLR comme une antenne émettrice et réceptrice, sans contact électrique. Cette dernière utilisation est présentée dans la section suivante, et exploitée pour caractériser expérimentalement quelques échantillons de TLR réalisés et s'assurer de la validité du modèle semi-analytique.

2.2.2 Détermination expérimentale de la fréquence de résonance d'un TLR

La mise en fonctionnement du résonateur se fait par couplage inductif avec une sonde distante, dite de sonde de contrôle, connectée à un analyseur de réseau vectoriel (VNA), comme présenté figure 2.3.

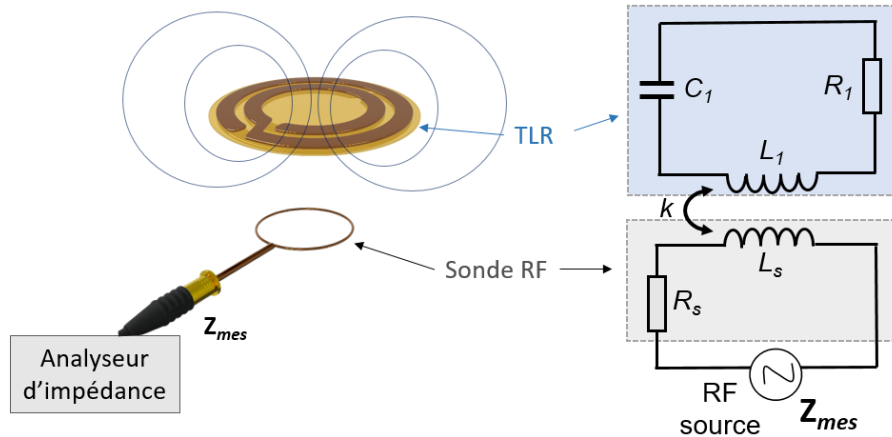


Figure 2.3 – Schéma de caractérisation inductive du MTLR à l'aide d'une sonde de contrôle et schéma électrique équivalent associé.

Cette sonde inductive, constituée d'une ou plusieurs spires, a pour double rôle :

- d'exciter le TLR autour de sa fréquence de résonance (excitation) ;
- d'être sensible à l'impédance du TLR qui interagit avec le milieu (lecture).

Via sa source RF, le VNA délivre un signal harmonique qui alimente la sonde de contrôle. Le champ magnétique généré par la sonde induit, par couplage inductif, un courant dans les pistes du TLR placé à proximité, d'autant plus intense que la fréquence d'émission est proche de la fréquence de résonance du TLR. Autour de la résonance, le TLR induit à son tour un champ magnétique qui se superpose au champ d'excitation, et qui, par réciprocité, vient modifier la circulation de courant dans la sonde de contrôle. C'est cette modification qui est « lue » par le VNA à travers la mesure de la variation d'impédance de la sonde de contrôle, et qui est due au couplage avec le résonateur. Le schéma électrique équivalent permettant de modéliser ce couplage est présenté figure 2.3. Dans ce schéma, R_1 , L_1 , C_1 sont les éléments électriques équivalents du résonateur, R_s , L_s sont les éléments électriques propres de la sonde de contrôle, k est le coefficient de couplage inductif sonde/résonateur et Z_{mes} est l'impédance lue aux bornes de la sonde de contrôle par le VNA.

En pratique, on cherche à coupler la sonde et le résonateur de manière « suffisamment » forte pour transmettre de la puissance, mais aussi « suffisamment »

faible pour ne pas perturber la résonance du TLR. Il est donc nécessaire de choisir une distance sonde / TLR qui résulte de ce compromis, comme cela a été étudié dans [170]. Dans nos travaux, nous avons établis expérimentalement que pour les sondes planaires utilisées, une distance sonde / TLR de l'ordre du rayon du TLR constitue un compromis acceptable. La sonde est dimensionnée de manière à présenter un rayon moyen inférieur à celui du TLR, et à travailler en régime de fonctionnement inductif, c'est-à-dire en deçà de sa propre fréquence de résonance. À vide, elle est alors correctement décrite par son modèle $L_S R_S$. Finalement, la mise en fonctionnement du TLR selon ce principe instrumental permet de mesurer l'impédance de la sonde de contrôle couplée avec le TLR, dans une bande de fréquence située autour de la résonance du TLR, et donc d'estimer la fréquence de résonance dite « expérimentale », notée f_E dans la suite.

Afin de confronter le modèle semi-analytique du TLR avec des mesures expérimentales, plusieurs configurations de TLR ont été réalisées et exploitées. Les TLR considérés dans ces travaux ont été fabriqués en technologie de circuits imprimés (PCB) double face conventionnelle, par dépôt de cuivre sur substrat diélectrique à faibles pertes. Ces réalisations ont pour caractéristiques :

- épaisseurs de piste de conducteur (cuivre) $e_c = 35 \mu\text{m}$;
- épaisseurs de substrat diélectrique $e_d = 50 \mu\text{m}$;
- substrat à faibles pertes ($\tan(\delta) = 0,001$ à 100 MHz [134]) Kapton polyimide souple ; $\varepsilon_r = 3,4$;
- nombre de fente $N_f = 1$.

Ce choix de fabrication est dicté par la facilité et la fiabilité de réalisation des technologies conventionnelles de PCB souple. Trois exemples de réalisations sont présentés en figure 2.4. Il s'agit de deux TLR simple tour (également nommé STLR) de diamètres différents et d'un exemple de TLR double tour. Ces TLR sont décrits plus complètement dans les tableaux 2.2 2.1.

Pour un ensemble de 24 TLR de structures et de dimensions variées, nous comparons les fréquences de résonances données par le modèle semi-analytique et celles données par la détermination expérimentale. Nous définissons pour cela un écart relatif, \mathcal{E}_{AE} en [%], tel que :

$$\mathcal{E}_{AE} = \frac{f_A - f_E}{f_E} \quad (2.6)$$

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

n°	N_r	r_{int} [mm]	l_c [mm]	e_p [mm]	f_E [MHz]	f_A [MHz]	\mathcal{E}_{AE} [%]
1	2	3,70	1,00	0,60	189,1	190,1	0,53
2	4	3,30	1,00	0,60	61,7	63,2	2,40
3	6	2,80	1,00	0,60	29,9	29,9	0,00
4	6	2,5	1,00	0,70	31,0	32,3	4,19
5	4	3	1,00	0,80	63,0	64,6	2,54
6	2	6,05	1,00	0,90	130,0	130,7	0,54
7	4	2,5	1,00	1,00	67,0	68,6	2,39
8	2	5,5	1,00	1,00	134,0	130,0	-2,99
9	5	2,5	1,00	1,00	47,0	43,4	-7,66
10	3	32,5	3,00	1,50	7,1	7,0	-1,83
11	2	23	2,00	2,00	22,1	21,1	-4,39
12	1	9	1,00	1,00	104,0	95,3	-8,37

Tableau 2.1 – TLR réalisés avec leurs paramètres géométriques, r_{int} , l_c , e_p , et leurs fréquences déterminées par la modélisation semi-analytique, f_A , et par mesure expérimentale inductive, f_E ainsi que les écarts relatifs entre ces fréquences, \mathcal{E}_{AE} .

STLR	r_{int} [mm]	l_c [mm]	f_E [MHz]	f_A [MHz]	\mathcal{E}_{AE} [%]
S21	6,50	1,50	295,0	257,7	-12,6
S12	9,50	1,00	241,0	207,9	-13,7
S22	9,00	2,00	192,0	159,5	-16,9
S23	12,00	2,50	132,2	105,9	-19,9
S24	15,50	3,00	91,7	74,1	-19,1
S12	16,25	2,50	92,3	77,1	-16,5
S25	19,50	4,00	62,9	50,6	-19,5
S26	24,50	5,00	45,1	35,7	-20,8
S13	25,00	5,00	44,0	35,0	-20,5
S27	30,50	6,00	33,3	26,0	-22,0
S28	37,50	7,00	24,9	19,4	-22,1
S14	37,50	10,00	21,1	16,1	-23,7

Tableau 2.2 – STLR réalisés avec leurs paramètres géométriques, r_{int} , l_c , et leurs fréquences déterminées par la modélisation semi-analytique, f_A , et par mesure expérimentale inductive, f_E ainsi que les écarts relatifs entre ces fréquences, \mathcal{E}_{AE} .

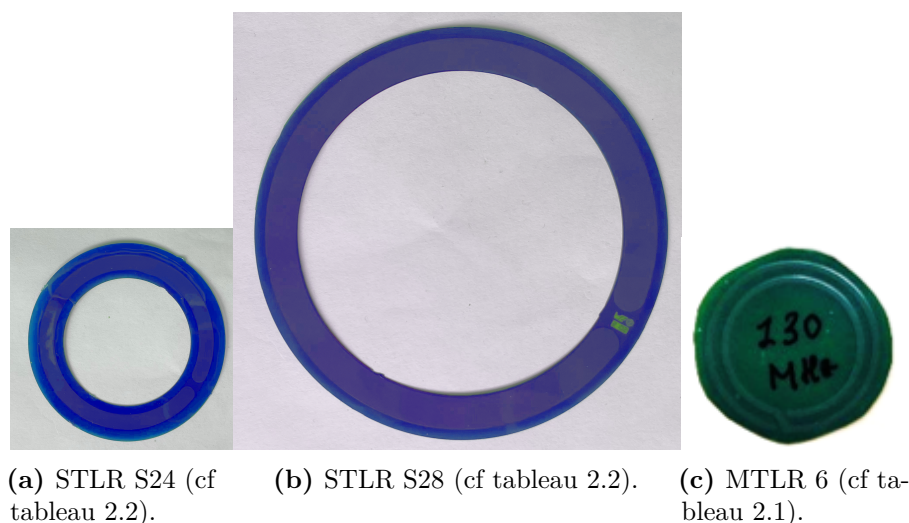


Figure 2.4 – Photographies d'exemples de réalisations de TLR.

Les caractéristiques de ces TLR, les fréquences de résonances modélisées et mesurées et les écarts constatés sont regroupées dans les tableaux 2.1 pour les MTLR et 2.2 pour les STLR.

Les incertitudes liées à la mesure de f_E et de Q , pour un système instrumental fixe, sont à respectivement 0,018 ‰ et 1,14 ‰, déterminées sur 18 mesures réparties sur 3 h. Étant donné l'écart très faible, celles-ci ne sont pas reportées à chaque mesure. D'après ces résultats, on peut en conclure que le modèle MSA est en adéquation avec les mesures expérimentales. Pour l'ensemble des TLR, les fréquences de résonances modélisées sont toujours sous-estimées par rapport aux fréquences mesurées expérimentalement. Toutefois l'écart relatif constaté est compris entre 4,5 % et -9 % et de moyenne -3 % pour les MTLR considérés. Pour les STLR, cet écart est compris entre -12 % et -24 %, et présente une dépendance directe avec la largeur de piste l_c du STLR. Ces écarts peuvent s'expliquer par la formulation utilisée dans [171] qui suppose que les lignes micro-rubans considérées sont rectilignes, ce qui n'est évidemment pas le cas avec les TLR. Cet effet est particulièrement marqué pour les STLR dont le rayon de courbure (ou le rayon interne r_{int}) de la piste n'est pas suffisamment grand comparé à sa largeur l_c . Dans le cas des STLR, le modèle nécessite donc un ajustement qui va être déterminé par la suite.

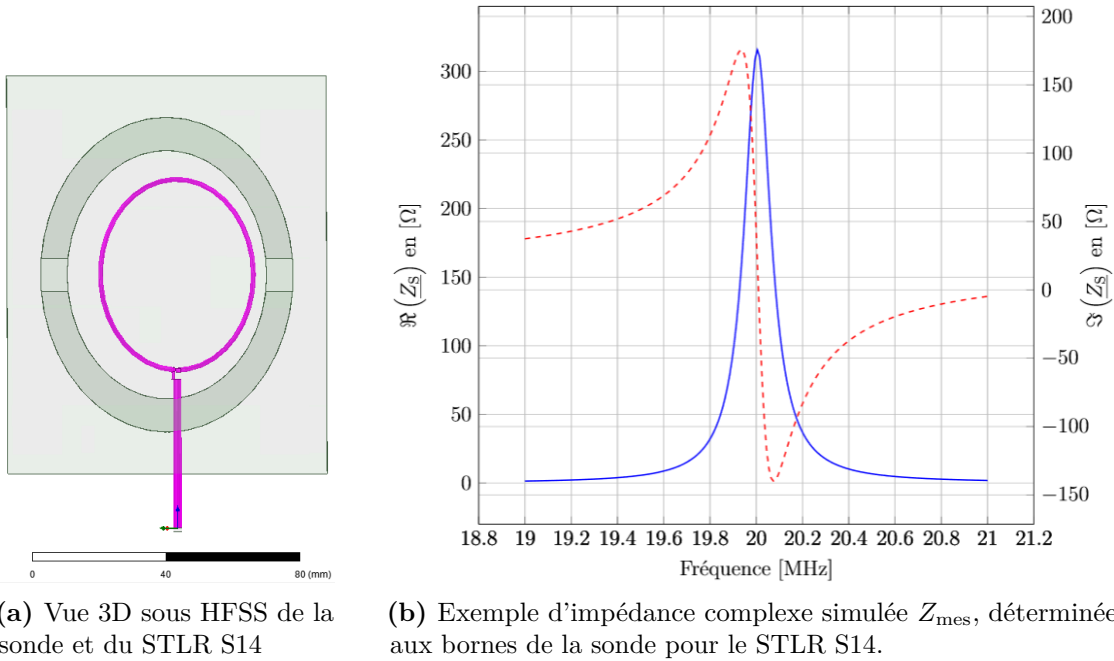
2.2.3 Étude du cas particulier des STLR

Dans ce paragraphe, une étude de l'origine des écarts entre le modèle semi-analytique et l'expérimentation est abordée. Pour cela, une modélisation numérique

est entreprise afin d'interpréter les écarts constatés et de proposer une correction du modèle analytique.

2.2.3.1 Modélisation numérique par éléments finis

Nous mettons en œuvre une modélisation par éléments finis des TLR couplés avec leur sonde de contrôle à l'aide du logiciel commercial HFSS d'Ansys. Celui-ci permet de calculer les interactions TLR/sonde dans un environnement de travail tridimensionnel, comme celui représenté figure 2.5a. Dans cet exemple, un STLR est excité par une boucle inductive de rayon 30 mm placée à une distance de 10 mm. La simulation permet de calculer l'évolution en fréquences de l'impédance Z_{mes} observée aux bornes de la sonde. Les parties réelle et imaginaire de cette impédance sont présentées autour de la fréquence de résonance du STLR figure 2.5. Des spectres obtenus, il est possible d'extraire la fréquence de résonance simulée du STLR, qui sera notée f_S dans la suite.



(a) Vue 3D sous HFSS de la sonde et du STLR S14

(b) Exemple d'impédance complexe simulée Z_{mes} , déterminée aux bornes de la sonde pour le STLR S14.

Figure 2.5 – Espace de travail sous HFSS d'acquisition de l'impédance complexe du STLR 14 (voir tableau 2.2).

Pour l'ensemble des 12 STLR considérés dans le tableau 2.2, l'écart relatif moyen constaté entre fréquence de résonance simulée f_S et fréquence de résonance expérimentale f_E est de l'ordre de -10%, écart relatif noté \mathcal{E}_{SE} dans le tableau 2.3. Ceci confirme la validité de la simulation par éléments finis pour ces configurations.

Pour analyser l'origine du manque de justesse de la modélisation semi-analytique des STLR par rapport à celle des MTLR, nous traçons la distribution des densités de courant sur les pistes de la face supérieure d'un STLR (S14) et d'un MTLR (n°10) de dimensions sensiblement égales, à la résonance, figure 2.6.

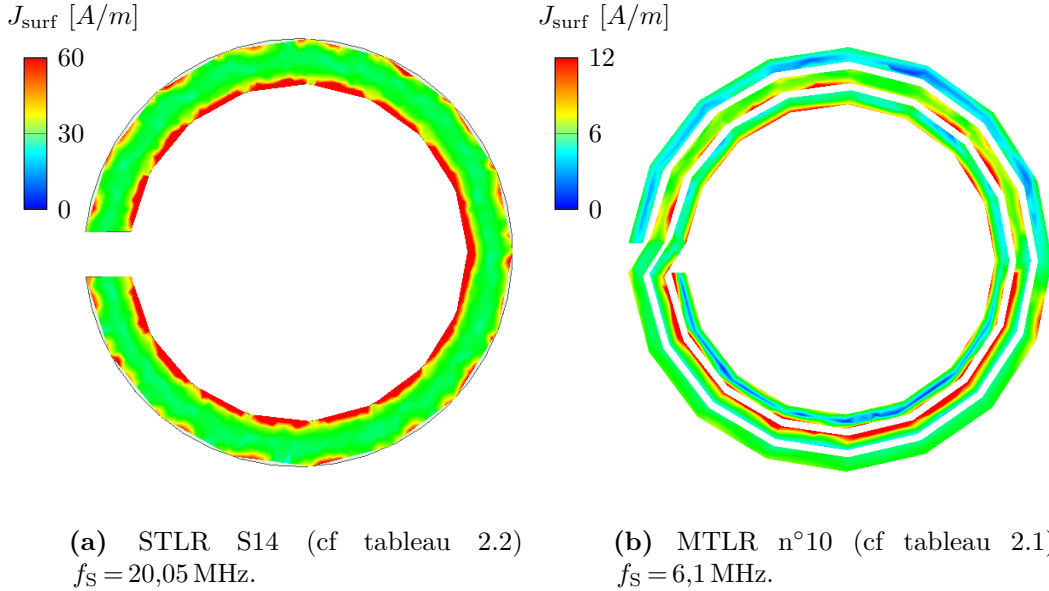


Figure 2.6 – Distributions des densités de courants de surfaces à la résonance pour un STLR et un MTLR, pour un courant d'un ampère dans la sonde de contrôle.

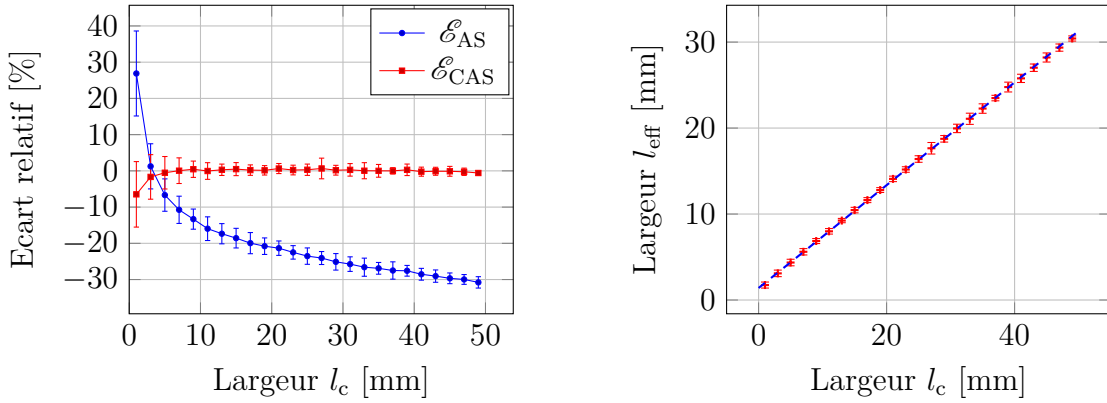
On remarque que dans le cas du MTLR, les distributions de courant dans les pistes ne sont pas identiques sur toute la circonférence du résonateur, ni sur les différents tours. Dans ce cas, il n'est pas choquant que le modèle semi-analytique s'appuie sur l'approximation d'une distribution moyenne, c'est-à-dire que les différents tours soient confondus avec des spires filiformes dont le rayon correspond au rayon moyen du MTLR. En revanche, dans le cas du STLR, on remarque que la distribution de courant est principalement localisée sur le périmètre interne de la piste, ce qui s'accorde de manière moins évidente avec un modèle de spire de rayon "moyen". Cette différence de répartition de courant explique probablement en partie la perte de justesse de la modélisation du STLR par rapport à celle du MTLR. Pour vérifier ce point, nous menons une étude paramétrique afin d'étudier l'influence de la géométrie de la piste du STLR sur la justesse du modèle.

Pour effectuer une comparaison entre le modèle analytique et les simulations numériques, un panel regroupant des géométries variées et représentatives de STLR a été simulé. Pour ces STLR, nous conservons les mêmes caractéristiques concernant les matériaux (pistes et substrat) que celles présentées au paragraphe 2.2.2. En revanche, nous considérons des STLR présentant 25 valeurs de rayon interne (r_{int}

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

linéairement distribués de 7 mm à 79 mm et 25 valeurs de largeur de piste l_c linéairement distribuées de 1 mm à 49 mm. En tout, nous simulons un ensemble de 625 configurations différentes de STLR, qui incluent les 12 configurations réalisées présentées dans le tableau 2.2. Finalement, l'ensemble présente des fréquences de résonance s'étalant de 8,5 MHz à 280 MHz. Pour chacune de ces configurations, la fréquence de résonance f_A a été calculée avec le MSA et f_S par éléments finis. Les résultats sont présentés dans le tableau 2.3. Comme précédemment, un écart relatif entre le modèle analytique et les simulations numériques est considéré, tel que :

$$\mathcal{E}_{AS} = \frac{f_A - f_S}{f_S} \quad (2.7)$$



(a) Écart relatif des fréquences de résonance \mathcal{E}_{AS} , et \mathcal{E}_{CAS} .

(b) Estimation de l_{eff} pour les 625 STLR simulés.

Figure 2.7 – La figure 2.7a représente l'écart relatif des fréquences de résonance entre les fréquences simulées numériquement et modélisées analytiquement (\mathcal{E}_{AS}), et le même écart après correction du modèle analytique par l'introduction d'une largeur effective de piste (\mathcal{E}_{CAS}), en fonction de la largeur de piste l_c du STLR. La figure 2.7b représente l'estimation de la largeur effective l_{eff} en fonction de l_c pour les 625 STLR simulés.

Dans la figure 2.7a, il apparaît que l'écart relatif simulé/analytique est d'autant plus grand que la largeur de piste est importante : il atteint près de 30% (en valeur absolue) pour des largeurs de pistes de 48 mm, alors qu'il n'est que de quelques% pour $l_c = 5$ mm. Aussi, il nous semble intéressant de considérer une correction du modèle analytique pour les fortes largeurs de pistes. Nous remarquons aussi que l'écart devient élevé ($> 30\%$) lorsque la largeur de piste tend vers 1 mm. Pour ces très faibles largeurs, nous attribuons les écarts constatés à des limitations numériques susceptibles d'apparaître lorsque les rapports de formes de la géométrie de travail deviennent trop importants pour construire un maillage adapté à la résolution numérique.

2.2.3.2 Correction proposée

Étant donné que les différences observées semblent principalement dépendantes des largeurs de pistes des STLRL, nous proposons de déterminer une largeur de piste "effective", notée l_{eff} , qui rende mieux compte de la distribution de courant réelle dans le modèle analytique. Pour cela, nous nous plaçons dans un schéma d'optimisation du modèle analytique dans lequel la largeur de piste l_c est le paramètre à optimiser, le rayon interne des STLRL restant inchangé. En pratique, nous mettons en œuvre l'algorithme de minimisation suivant :

$$\hat{l}_{\text{eff}} = \underset{l_c > 0}{\operatorname{argmin}} (\mathcal{E}_{\text{AS}}) \quad (2.8)$$

dans lequel la valeur de l_c qui minimise l'écart \mathcal{E}_{AS} est la largeur de piste effective \hat{l}_{eff} recherchée. Le schéma de minimisation de l'équation (2.8) est implanté avec un algorithme de minimisation de Newton-Raphson, conduit sur les 625 configurations de STLRL, avec comme critère d'arrêt $\mathcal{E}_{\text{AS}} \leq 10^{-6} \%$. Les résultats d'optimisation sont présentés figure 2.7b. On remarque que la largeur de piste effective obtenue l_{eff} a un comportement globalement linéaire avec la largeur de piste réelle l_c . L'ajustement linéaire donne, avec $R^2 \simeq 0,9979$:

$$l_{\text{eff}}(l_c) \simeq 1,399 + 0,5978 \times l_c \text{ [mm]} \quad (2.9)$$

Nous notons que la largeur de piste effective qui minimise l'écart de modélisation représente environ 60 % de la largeur réelle. Cela traduit bien l'observation faite figure 2.6 selon laquelle les courants sont distribués principalement sur le périmètre interne de la piste conductrice du STLRL. L'ordonnée à l'origine apparaissant équation (2.9) semble indiquer que cette propriété devient moins marquée pour les faibles largeurs de piste, et que donc une réduction de la piste réelle dans le modèle n'est plus nécessaire. Toutefois, nous n'accordons pas une confiance très forte dans la valeur trouvée, dans la mesure où la simulation numérique ne semble pas aussi juste pour les faibles valeurs de pistes, comme mentionné précédemment.

Dans la suite, nous substituons la largeur de piste effective à la largeur de piste réelle dans le modèle analytique, afin d'obtenir une version corrigée du modèle. Cette correction a été effectuée pour les 625 configurations, et nous avons déterminé la nouvelle valeur analytique corrigée de la fréquence de résonance du STLRL, notée f_{CA} . L'écart relatif associé devient :

$$\mathcal{E}_{\text{CAS}} = \frac{f_{\text{CA}} - f_{\text{S}}}{f_{\text{S}}} \quad (2.10)$$

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

Dans la figure 2.7a, \mathcal{E}_{CAS} et \mathcal{E}_{AS} apparaissent en fonction de la largeur de piste des STLR considérés. nous observons que la correction améliore bien la justesse du MSA. En effet l'écart relatif devient inférieur à 1 % pour des configurations de STLR dans la gamme $5 \text{ mm} \leq l_c \leq 49 \text{ mm}$. Pour les valeurs de l_c inférieures à 5 mm, l'écart \mathcal{E}_{CAS} augmente jusqu'à 7%. Cette baisse d'efficacité de la correction pour les pistes fines peut être associée à la moindre justesse de la modélisation numérique déjà évoquée pour les pistes fines.

2.2.3.3 Comparaison du modèle corrigé aux données expérimentales

Nous comparons ici les données du modèle corrigé aux données expérimentales. Pour ce faire, nous choisissons d'appliquer la correction issue de l'équation (2.9), mais sans tenir compte de l'ordonnée à l'origine, à l'ensemble des 12 STLR définis au tableau 2.2. Comme précédemment, on définit l'écart relatif entre la fréquence analytique corrigée et la fréquence expérimentale, \mathcal{E}_{CAE} , par :

$$\mathcal{E}_{CAE} = \frac{f_{CA} - f_E}{f_E} \quad (2.11)$$

Cet écart relatif \mathcal{E}_{CAE} est représenté comparativement à l'écart relatif sans correction \mathcal{E}_{AE} , en fonction de la largeur de piste des STLR, figure 2.8.

Nous remarquons que l'écart relatif entre modèle analytique et expérimentation se réduit d'environ 15 points en moyenne, ce qui montre une bonne efficacité de la correction. De plus, ce modèle analytique corrigé est plus proche de l'expérience, en moyenne, que le modèle simulé par éléments finis, pour lequel un écart relatif avec la mesure a été calculé \mathcal{E}_{SE} . Cependant, même après correction, il reste une dérive du modèle avec la largeur de piste, qui pourrait sans doute être encore réduite avec une méthode de correction plus avancée. Toutes les données des STLR sont résumées tableau 2.3.

2.2.4 Conclusion

Dans cette partie, le principe du TLR a été explicité. Un modèle semi-analytique qui permet la détermination de ses paramètres équivalents de circuit résonant a été présenté et implanté. Une méthode de mesure inductive sans contact a été proposée et utilisée pour caractériser ces circuits résonants. Les écarts constatés entre le modèle analytique et l'expérimentation ont été analysés et une correction du modèle basée sur une étude par éléments finis a été proposée pour améliorer la

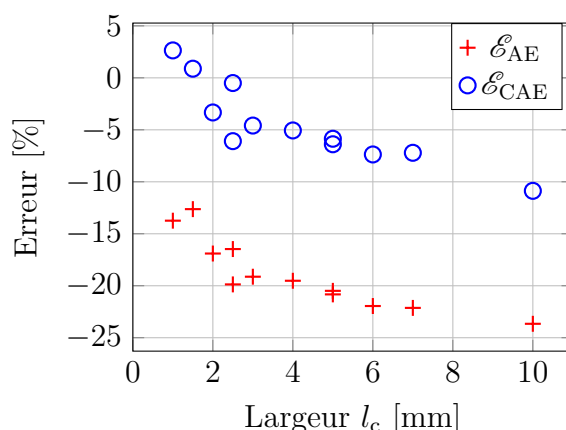


Figure 2.8 – Écart relatif entre la fréquence de résonance donnée par le modèle analytique et par l'expérience (\mathcal{E}_{AE}) et l'écart relatif entre la fréquence de résonance donnée par le modèle analytique corrigé et par l'expérience (\mathcal{E}_{CAE}).

No.	r_{int} [mm]	l_c [mm]	f_E [MHz]	f_S [MHz]	f_A [MHz]	f_{CA} [MHz]	\mathcal{E}_{AE} [%]	\mathcal{E}_{SE} [%]	\mathcal{E}_{CAE} [%]
S21	6,50	1,50	295,0	281,0	257,7	297,6	-12,6	-4,7	0,9
S11	9,50	1,00	241,0	205,1	207,9	247,3	-13,7	-14,9	2,6
S22	9,00	2,00	192,0	168,6	159,5	185,6	-16,9	-12,2	-3,3
S23	12,00	2,50	132,2	117,9	105,9	124,1	-19,9	-10,8	-6,1
S24	15,50	3,00	91,7	82,4	74,1	87,5	-19,1	-10,1	-4,6
S12	16,25	2,50	92,3	77,7	77,1	91,8	-16,5	-15,8	-0,5
S25	19,50	4,00	62,9	59,5	50,6	59,7	-19,5	-5,4	-5,1
S26	24,50	5,00	45,1	39,6	35,7	42,2	-20,8	-12,2	-6,4
S13	25,00	5,00	44,0	40,8	35,0	41,4	-20,5	-7,3	-5,9
S27	30,50	6,00	33,3	30,6	26,0	30,8	-22,0	-8,0	-7,4
S28	37,50	7,00	24,9	22,4	19,4	23,1	-22,1	-10,0	-7,2
S14	37,50	10,00	21,1	20,1	16,1	18,9	-23,7	-5,18	-10,9

Tableau 2.3 – STLR fabriqués, configurations et fréquences de résonances, mesurées (f_E), simulées (f_S), calculées analytiquement (f_A) et calculées analytiquement après correction (f_{CA}), avec écarts relatifs respectifs.

justesse de modélisation des STLR. Finalement, il est donc possible de modéliser les TLR quelle que soit leur configuration, avec une bonne adéquation avec la mise en œuvre expérimentale. Enfin, il faut souligner que les modélisations proposées ici sont appliquées à une famille de TLR de réalisation technologique unique en PCB souples. Ces modélisations sont bien entendu exploitables pour d'autres technologies et d'autres designs de TLR, dès lors que l'on connaît les dimensions et les propriétés des matériaux utilisés, par exemple les TLR présentés figure 2.9 et figure 1.11 page 28.

Il est donc possible de dimensionner les TLR en fonction des besoins applicatifs

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

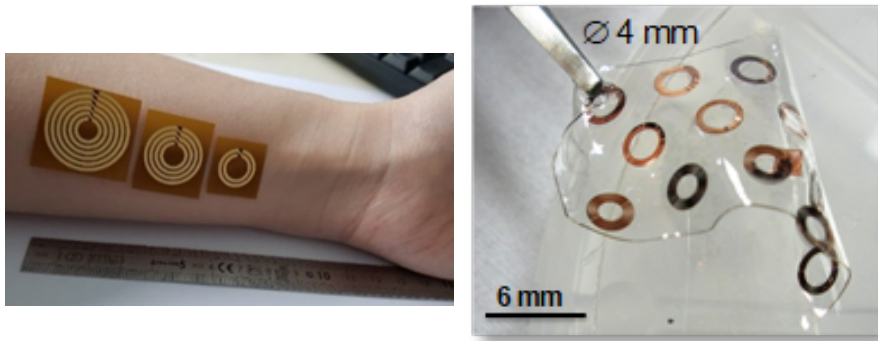


Figure 2.9 – Exemples de MTLR de [136], réalisés sur différents supports souples (Kapton à gauche, polymères à base de silicone à droite).

visés, et d'envisager leur utilisation en tant que capteurs.

2.3 Mise en œuvre des TLR comme capteurs inductifs RF

Grâce à leur structure de résonateurs électromagnétiques, les TLR sont de bons candidats pour être utilisés comme capteurs inductifs [176], [138]. En effet, excités par la sonde de contrôle, ils se comportent comme des amplificateurs de champ magnétique, qui rayonnent dans leur environnement immédiat, avec une intensité d'autant plus élevée que l'on est proche de la fréquence de résonance. Agissant en tant qu'émetteurs/récepteurs, leur comportement est modifié par les propriétés électromagnétiques de l'environnement. À la résonance, ils constituent donc un capteur à haute sensibilité du milieu environnant. Si jusque-là nous avons étudié le comportement des TLR à vide, c'est-à-dire pour lesquels le milieu environnant est de l'air, nous nous intéressons ici à leur utilisation en interaction avec un milieu à caractériser, et plus particulièrement avec un milieu diélectrique, ou faiblement conducteur, qui correspond aux milieux organiques qui nous intéressent plus particulièrement dans ces travaux. Typiquement les ordres de grandeurs de propriétés diélectriques pour la détection d'une tumeur dans un sein sont, en RF, autour de $\epsilon_r \simeq 20$, $\sigma \simeq 0,2 \text{ S/m}$ pour un tissu sain et de $\epsilon_r \simeq 70$, $\sigma \simeq 1 \text{ S/m}$ pour une tumeur (figure 1.5 page 16, [49]). Nous présentons plus précisément la mise en œuvre expérimentale des TLR, la modélisation électrique équivalente permettant de remonter aux propriétés diélectriques du milieu à caractériser, et des exemples d'applications pour la caractérisation de milieux homogènes ou inhomogènes.

2.3.1 Interaction du TLR avec un milieu diélectrique environnant

Si un TLR est placé à proximité immédiate d'un milieu à investiguer (c'est-à-dire typiquement à une distance faible par rapport à son diamètre), le TLR induit à la résonance un champ magnétique dans le milieu. Par réciprocité, les interactions du champ magnétique rayonné avec le milieu modifient l'impédance du TLR. Ces modifications d'impédances sont détectées par couplage inductif par la sonde de contrôle. Il est alors possible d'essayer de remonter aux propriétés diélectriques (ou permittivité complexe ϵ^*) du milieu investigué, à partir de cette mesure d'impédance [141].

Pour cela, nous considérons la notion d'impédance complexe « induite » dans le milieu, par le champ magnétique rayonné par le TLR dans un volume d'influence

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

donné, et que nous notons Z_i . Cette impédance induite peut s'exprimer en fonction des propriétés diélectriques du milieu, selon l'expression [94] :

$$Z_i = \iiint_{\text{milieu}} \omega^2 (\sigma + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r) \frac{\vec{A}^2}{|I|^2} dV \quad (2.12)$$

dans laquelle :

- σ est la conductivité électrique du milieu ;
- ε_r est la permittivité relative du milieu ;
- ε_0 est la permittivité du vide ;
- \vec{A} est le potentiel vecteur dans le volume d'intérêt ;
- I est le courant dans le résonateur ;
- ω est la pulsation.

Pour développer l'expression de l'impédance induite et lier les propriétés du milieu à l'impédance du résonateur couplé avec ce milieu, il est nécessaire de connaître la distribution des lignes de champ dans tout le volume d'intérêt. Cette détermination n'est pas du tout triviale dans le cas de la géométrie du TLR planaire que l'on considère ici. En effet, le rayonnement du champ magnétique se fait en champ proche ; il dépend de la géométrie du TLR, de la fréquence d'excitation, des propriétés du milieu et des phénomènes de diffusion associés de l'onde dans le milieu [177]. Dans le cas particulier des TLR de géométrie cylindrique, tels que les résonateurs bracelets présentés dans [178], [179], [139], [36], la distribution uniforme des lignes de champ au sein du résonateur permet d'exprimer analytiquement la relation recherchée. En intégrant l'expression de l'impédance induite dans le volume d'intérêt à partir de l'équation (2.12), il apparait alors que les parties réelle et imaginaire de Z_i sont toutes deux positives. On en déduit que cette impédance peut être modélisée par un circuit électrique équivalent composé d'une résistance induite et d'une inductance induite en série [180], telles que :

$$Z_i = R_i + j\omega L_i \quad (2.13)$$

En outre, le calcul analytique permet d'explicitier les éléments R_i et L_i , et de montrer que [139] :

$$\begin{aligned} R_i &\propto \sigma \quad \forall \varepsilon_r \\ L_i &\propto \varepsilon_r \quad \forall \sigma \end{aligned} \quad (2.14)$$

Ce résultat remarquable permet donc d'exploiter les données issues du TLR bracelet de manière simple pour détecter de manière découplée les variations de la conductivité σ à travers l'estimation de R_i d'une part, et les variations de la permittivité relative ε_r à travers les variations de L_i , d'autre part. Cette propriété a été validée notamment dans [181] qui met en œuvre un TLR bracelet pour la caractérisation expérimentale de solutions diélectriques de références. Dans le cas des TLR planaires, les mêmes hypothèses simplificatrices d'uniformité de la distribution du champ magnétique ne peuvent être appliquées. En conséquence, il n'est pas possible de retrouver formellement la relation (2.14). Intuitivement, il n'est d'ailleurs pas aisé de séparer les phénomènes induits par l'onde diffusée dans le milieu, de ses propriétés diélectriques : les courants de déplacement induits dans le milieu, associés à la permittivité, sont aussi liés à la présence de courants de conduction induits dans le milieu, qui sont associés à la conductivité électrique. Cela dit, une résolution semi-analytique reposant sur une modélisation approximée par une distribution discrète de points brillants faisant intervenir des fonctions de Green [182], a permis de montrer numériquement [137] un résultat qui s'approche de la relation (2.14). Toutefois, la condition de validité est ici que le facteur de perte dans le milieu soit tel que :

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \approx 1 \quad (2.15)$$

ou encore que la fréquence de résonance du TLR soit telle que :

$$f \approx \frac{\sigma}{2\pi\varepsilon_r\varepsilon_0} \quad (2.16)$$

2.3.2 Modélisation électrique équivalente d'un TLR en interactions avec un milieu diélectrique

Nous avons présenté figure 2.3 le modèle électrique équivalent des interactions inductives de la sonde de contrôle avec le TLR à vide (c'est-à-dire sans milieu diélectrique à caractériser). Ce schéma équivalent fait apparaître deux mailles couplées qui correspondent respectivement au TLR modélisé par le circuit résonant à constantes réparties L_1 , C_1 , et R_1 , et à la sonde de contrôle modélisée par ses éléments électriques équivalents propres L_S et R_S . L'impédance propre de cette dernière est notée dans la suite Z_S et est telle que :

$$Z_S = R_S + j2\pi fL_S$$

Le couplage inductif existant entre ces deux mailles permet de considérer l'ensemble comme un transformateur électrique, dont le primaire est connecté au VNA et

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

le secondaire est le TLR, couplé via un coefficient de couplage k au primaire (figure 2.3). L'impédance ramenée au primaire, vue du VNA, est notée Z_{mes} et s'exprime facilement à partir des éléments du circuit par [170] :

$$Z_{mes} - Z_S = \frac{k^2 C_1 L_S L_1 j (2\pi f)^3}{1 + C_1 R_1 j 2\pi f + C_1 L_1 (j 2\pi f)^2} \quad (2.17)$$

Considérons maintenant que le dispositif est à proximité d'un milieu à caractériser, comme présenté figure 2.10. Il apparaît un nouveau couplage inductif entre le TLR et le milieu, dû au champ magnétique rayonné dans le milieu. En toute rigueur, il apparaît également un couplage direct entre la sonde de contrôle et le milieu. Pour simplifier l'analyse, nous considérons que ce couplage sonde / milieu est négligeable en regard du couplage TLR / milieu [138]. Cette hypothèse est acceptable si l'on considère d'une part que la sonde est plus éloignée du milieu que le TLR, mais surtout que le champ magnétique rayonné par le TLR est amplifié à la résonance par le facteur de qualité du résonateur. Par ailleurs, toujours par souci de simplification, nous choisissons de modéliser le couplage TLR / milieu en ajoutant les termes d'impédance induite dans le milieu, R_i et L_i , en série avec les éléments électriques équivalents du TLR, comme représentés figure 2.10. En toute rigueur, la modélisation du couplage inductif entre ces deux circuits équivalents en une seule maille électrique, que l'on peut exprimer à partir des équations classiques du transformateur, doit faire apparaître des éléments induits R_i et L_i différents de ceux définis équation (2.13). Toutefois, pour alléger l'écriture, nous conserverons la même notation R_i et L_i pour ces éléments induits, dans le modèle électrique.

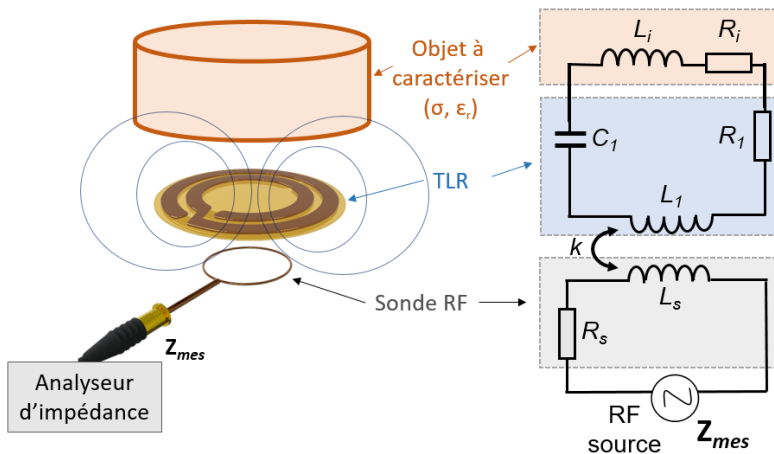


Figure 2.10 – Système de mesure inductif TLR et circuit électronique équivalent.

Finalement, considérant le schéma électrique équivalent des interactions du dispositif ainsi défini (figure 2.10), il est possible d'exprimer l'impédance Z_{mes}

vue par le VNA selon [179] :

$$Z_{\text{mes}} - Z_S = \frac{k^2 C_1 L_S L_1 j(2\pi f)^3}{1 + C_1(R_1 + R_i)j2\pi f + C_1(L_1 + L_i)(j2\pi f)^2} \quad (2.18)$$

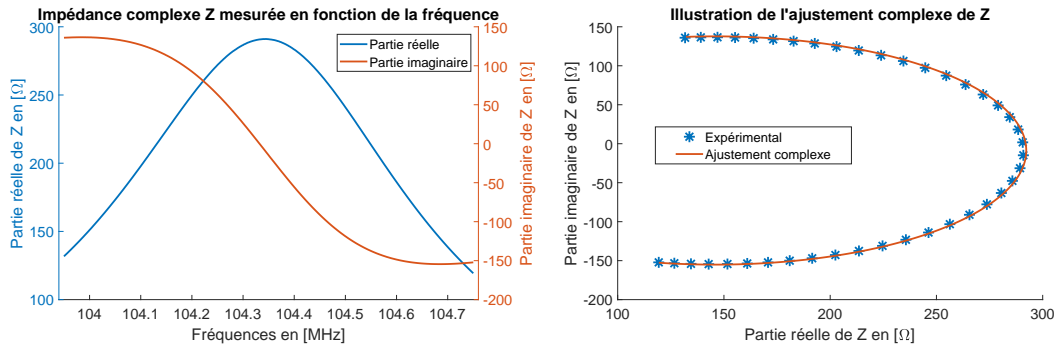
L'analyse de l'équation (2.18) montre que les propriétés diélectriques du milieu à analyser, associées aux grandeurs L_i et R_i , peuvent donc être détectées, à travers les valeurs de l'impédance lue Z_{mes} , dans une bande de fréquence centrée sur la fréquence de résonance du TLR. La détermination des grandeurs L_i et R_i à partir de la mesure de Z_{mes} , s'apparente à un problème inverse, que nous pouvons résoudre à travers les étapes suivantes :

1. calibration de l'appareil de mesure avec la procédure OSL (Open Short Load) à 50 Ohm [183] ;
2. détermination de R_S et L_S par une mesure à vide de Z_S ;
3. détermination de C_1 par un calcul analytique exploitant les formulations évoquées au paragraphe 2.2 ;
4. détermination de L_1 et R_1 à partir d'une mesure de Z_{mes} dans une bande de fréquence centrée autour de la résonance, et lorsque le TLR est à vide (configuration de la figure 2.11). Pour cela un ajustement complexe entre la mesure et le modèle de l'équation (2.17) est utilisé [170] ;
5. estimation de L_i et R_i à partir de la mesure de l'impédance de la sonde Z_{mes} , couplée avec le TLR et en présence du milieu à caractériser, dans une bande de fréquences centrée autour de la résonance. Un ajustement complexe est ensuite effectué entre la mesure et le modèle de l'équation (2.18), qui permet finalement d'extraire les paramètres recherchés, connaissant les paramètres de sonde et du TLR seuls.

Notons que dans les étapes décrites, nous choisissons de pré-déterminer analytiquement la valeur de C_1 , qui est fixée pour tout le processus. Cela permet de limiter le nombre de paramètres à déterminer dans les opérations d'ajustements complexes, et se justifie par le cadre d'hypothèse que nous nous donnons dans lequel les couplages entre le milieu et le TLR sont exclusivement de nature inductive.

La figure 2.11 montre un exemple de mesure de l'impédance Z_{mes} effectuée pour un résonateur TLR centré autour de 104 MHz et l'ajustement complexe associé permettant d'extraire les paramètres électriques équivalents du TLR.

Les différentes étapes décrites ci-dessus qui permettent la détermination des différents paramètres utiles seront systématiquement utilisées dans la suite dans les différentes mises en œuvre présentées.



(a) Parties réelle et imaginaire mesurées de Z_{mes} autour de sa résonance. (b) Données expérimentales et ajustement complexe de Z_{mes} .

Figure 2.11 – Mesure et traitement de Z_{mes} .

2.3.3 Caractérisation diélectrique d'un milieu homogène à l'aide d'un TLR

Dans cette partie, nous cherchons à vérifier de manière expérimentale le lien établi entre les paramètres induits L_i et R_i extraits des données du TLR en interactions avec un milieu diélectrique, et la permittivité complexe ε^* de ce milieu. Pour ce faire, nous appliquons l'approche de caractérisation diélectrique proposée avec la configuration expérimentale décrite figure 2.10, et les procédures de détermination des paramètres d'intérêts présentés au paragraphe 2.3.2.

Pour tester ce capteur, le plus simple des milieux mimant les caractéristiques diélectriques des tissus biologiques (« fantômes » [184]) est en première approximation l'eau salée, qui est utilisée couramment pour caractériser de multiples capteurs [79]. Pour introduire des variations de conductivité, les solutions salines de concentrations variées sont de bonnes candidates. Pour des variations de permittivité relative, différentes mixtures sont fréquemment utilisées : eau/gélatine, eau/huiles, eau/ Triton X-100, eau/glycérine [185], [186], [187], [188], [189], [190]. Ces mixtures ont des propriétés diélectriques qui peuvent être prédéterminées à l'aide de lois de mélange et de modèles tels que ceux présentés dans la partie 1.3. Pour les besoins de nos travaux, nous exploiterons ce type de milieux diélectriques liquides homogènes de référence, qui constituent des modèles diélectriques de milieux organiques grossiers, mais suffisant dans un premier temps pour un certain nombre de validations expérimentales.

Le TLR utilisé est présenté figure 2.12. Il s'agit d'un MTLR à deux tours, dont les caractéristiques dimensionnelles sont données ci-après :

- un nombre de tour $N_r = 2$;
- une largeur de piste $l_c = 2$ mm ;
- un écart entre-pistes $e_p = 1$ mm ;
- un rayon intérieur, $r_{\text{int}} = 5$ mm.



Figure 2.12 – Dessin de la ligne de transmission de la face supérieure du MTLR utilisé ($f_A = 104$ MHz).

Compte tenu de ses paramètres dimensionnels, le MTLR choisi présente une fréquence de résonance théorique à vide $f_A = 104$ MHz. La sonde de contrôle utilisée pour la mesure est une bobine planaire monopire filaire de rayon 7 mm. Sa fréquence d'auto-résonance est mesurée à 400 MHz, et son inductance propre est $L_S = 38,5$ nH. Elle est placée à 5 mm du TLR. La fréquence de résonance du MTLR mesurée à vide est autour 104,3 MHz et son facteur de qualité Q_{vide} est de 270.

Les milieux à caractériser sont des solutions présentant des propriétés diélectriques tabulées, et dont les valeurs évoluent dans un intervalle représentatif de tissus organiques, sains ou présentant une tumeur. Les solutions préparées présentent un volume identique de 700 mL, et sont versées tour à tour dans un cristalliseur en verre de dimensions 13,8 cm \times 7,5 cm, avec une épaisseur de paroi de 2 mm. Le TLR est placé directement contre la paroi externe du récipient. Le volume du milieu a été choisi suffisamment grand pour être considéré comme semi-infini vis-à-vis des dimensions du TLR.

Deux lots de solutions tabulées ont été élaborés pour réaliser ces essais. Le premier lot correspond à un ensemble de solutions salines présentant des conductivités différentes, alors que le second lot est composé des solutions éthanol / eau présentant des permittivités relatives différentes. Les solutions salines sont préparées par dilution de cristaux de NaCl dans de l'eau déionisée. Les conductivités des différentes solutions salines sont obtenues par dilutions successives avec des volumes croissants d'eau déionisée. Le lien entre la concentration de NaCl et la conductivité de la solution est donnée par la loi de Kohlrausch qui permet de connaître la conductivité attendue des solutions préparées [191]. Ici, nous préparons cinq solutions salines, dont les propriétés diélectriques tabulées à température ambiante de 22°C, sont données dans le tableau 2.4.

Les solutions éthanol/eau sont préparées par ajout d'éthanol pur dans de l'eau déionisée. Le lien entre la concentration en éthanol et la permittivité relative des solutions est issu de [192]. Nous préparons ici neuf solutions dont les propriétés diélectriques tabulées à température ambiante de 22°C, sont données dans le tableau 2.5.

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

[NaCl] en mol.m ⁻³	7,91	39,6	79	119	158
σ en S/m	0,1	0,5	1	1,5	2
ε_r	$\simeq 80$	$\simeq 80$	$\simeq 80$	$\simeq 80$	$\simeq 80$

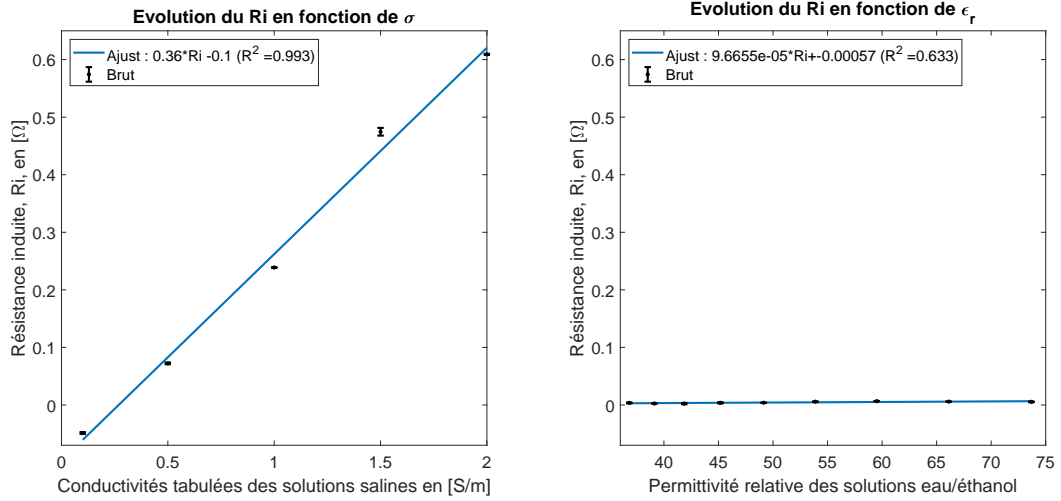
Tableau 2.4 – Concentration en [NaCl] dans les solutions salines préparées et conductivités associées [191], autour de 100 MHz.

[éthanol] en % du vol	14,3	2,5	3,0	4,0	53,7	60,3	66,0	70,9
ε_r	72,1	64,7	58,3	52,9	48,3	44,5	41,3	38,6
σ en S/m	5.10^{-4}	5.10^{-4}	5.10^{-4}	5.10^{-4}	5.10^{-4}	5.10^{-4}	5.10^{-4}	5.10^{-4}

Tableau 2.5 – Concentrations en volume [éthanol] et permittivités relatives théoriques ε_r associées aux solutions d'éthanol [192], autour de 100 MHz.

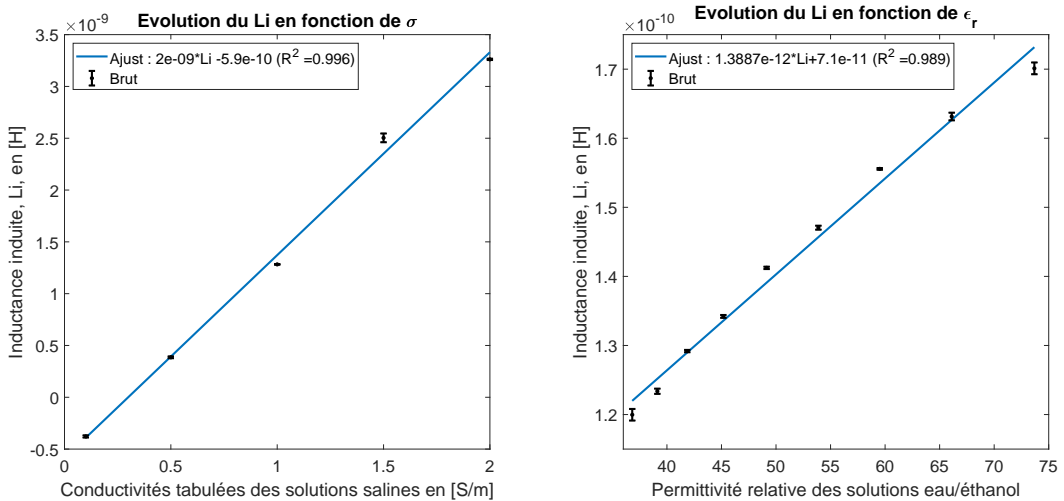
Nous mettons en œuvre le TLR en interactions avec les différentes solutions élaborées, et présentons les résultats figures 2.13 et 2.14. Pour l'ensemble de ces expérimentations, chaque point de mesure correspond à la moyenne de cinq mesures identiques successives et la barre d'erreur correspond à l'écart-type de ces mesures. Figure 2.13, nous présentons en 2.13a la valeur estimée de la résistance induite R_i en fonction de la conductivité attendue des solutions préparées. Nous observons une dépendance de R_i avec la conductivité, qui peut être ajustée de manière linéaire avec un coefficient de détermination R^2 supérieur à 0,99. Par ailleurs, nous présentons figure 2.13b l'évolution de la résistance induite R_i observée en fonction des permittivités relatives des solutions du lot 2. Nous remarquons ici que R_i est faible si l'on compare aux valeurs obtenues sur les solutions salines, quelles que soient les valeurs de la permittivité relative de la solution présentée. Nous en déduisons que, dans les conditions de l'expérience, les variations de la résistance induite sont conformes à celles exprimées équation (2.14), c'est-à-dire une proportionnalité de R_i avec la conductivité électrique et une sensibilité négligeable à la permittivité relative.

De même, nous présentons figure 2.14 l'évolution de l'inductance induite L_i du TLR en interactions avec les différentes solutions préparées. Nous remarquons figure 2.14b la relation linéaire qui lie L_i avec la permittivité relative des solutions éthanol / eau tabulées, qui est ajustée avec un coefficient de détermination R^2 de l'ordre de 0,99. Cette relation est à rapprocher de la proportionnalité exprimée équation (2.14) entre L_i et la permittivité relative du milieu. Toutefois, nous observons figure 2.14a qu'il existe également une dépendance directe entre l'inductance induite et la conductivité des solutions salines préparées. Ce phénomène se justifie par le fait



(a) Relation entre R_i et la conductivité. (b) Relation entre R_i et la permittivité relative.

Figure 2.13 – Évolution de R_i pour différentes solutions diélectriques de référence.



(a) Relation entre L_i et la conductivité. (b) Relation entre L_i et la permittivité relative.

Figure 2.14 – Évolution de L_i pour différentes solutions diélectriques de référence.

que les courants de déplacement induits dans le milieu, associés à la permittivité relative ϵ_r , sont fortement liés au champ électromagnétique induit dans ce milieu, et donc aux courants de conduction associés à la conductivité électrique σ du milieu [177].

Finalement, les essais de mise en interactions expérimentales d'un TLR avec des solutions diélectriques de référence permettent de formuler les conclusions suivantes : en premier lieu, le dispositif à TLR est pertinent pour suivre l'évolution des propriétés diélectriques complexes d'un milieu, avec une capacité de détection des évolutions de σ et ϵ_r avérée. En second lieu, dans le cas général, la conductivité σ et la permittivité relative ϵ_r ne peuvent pas être suivies de manière univoque à travers

les évolutions de respectives de R_i et L_i , comme pour le TLR cylindrique. Pour se rapprocher d'un tel fonctionnement, il est nécessaire de respecter la condition exprimée en équation (2.16) [137]. En pratique celle-ci reste toutefois difficile à satisfaire avec un TLR unique, en particulier si les paramètres diélectriques évoluent dans des gammes importantes comme c'est le cas des essais présentés, dans lesquels le facteur de perte évolue entre 0,01 et 4,3 pour la fréquence de résonance choisie. Dans le cas général, il sera donc nécessaire d'envisager des techniques de résolutions de problèmes inverses si l'on souhaite séparer l'observation des évolutions de σ et de ε_r à partir des estimations de R_i et L_i .

2.4 Caractérisation diélectrique d'un milieu non homogène à l'aide d'un TLR

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'utilisation du TLR pour caractériser un milieu diélectrique non homogène, c'est-à-dire un milieu présentant spatialement un contraste local de propriétés diélectriques. Un tel environnement peut s'apparenter à la présence d'un objet enfoui dans un tissu, à un hématome sous-cutané, à une plaie cutanée, ou encore de manière grossière, à la présence d'une tumeur dans un tissu. Pour construire cet environnement expérimental, nous avons élaboré le banc de mesure présenté dans ce qui suit.

2.4.1 Banc instrumenté

Le schéma général du banc instrumenté développé est présenté figure 2.15. Il est constitué :

- d'un milieu homogène d'investigation,
- d'un objet diélectrique immergé dans le milieu homogène et déplaçable à l'aide d'un bras robotisé,
- du dispositif de mesure avec un TLR.

L'ensemble est contrôlé par un ordinateur qui commande le déplacement de l'objet diélectrique et pilote l'acquisition des données.

Le milieu homogène est constitué d'un bac parallélépipédique en verre, de dimensions 18 cm \times 23 cm \times 9 cm et d'épaisseur de paroi de 2 mm, rempli d'eau déionisée chauffée à 27°C dans une pièce à température régulée autour d'une consigne

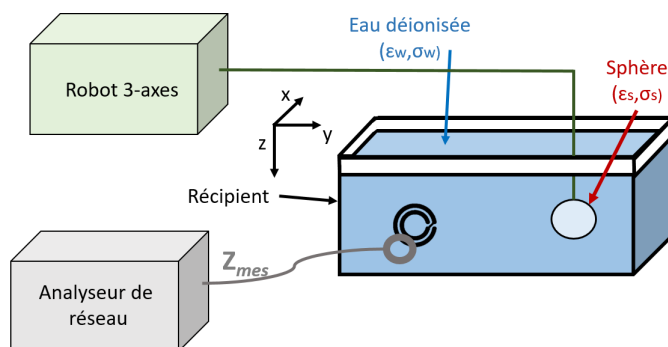


Figure 2.15 – Schéma du banc instrumenté comprenant un TLR 30 MHz et une sphère diélectrique se déplaçant selon le plan (yz) .

de 22°C. Le milieu est considéré comme homogène et semi-infini vis-à-vis du TLR, et ses propriétés diélectriques sont $\sigma \simeq 0$ et $\epsilon_r \simeq 80$.

L'objet diélectrique est une sphère creuse réalisée par impression 3D en polymère TPU 95A. Elle présente un diamètre de 1,5 cm, est immergée dans le milieu homogène au moyen d'un bras en plastique solidaire d'un robot de déplacement cartésien trois axes, dont la résolution de positionnement est de 0,1 cm sur chacun des axes. En pratique, la sphère est remplie avec un milieu diélectrique formant un contraste avec le milieu homogène dans lequel est elle immergée. Elle est déplacée autour de sa position initiale, dans un plan (yz) parallèle à la paroi du bac, dans un intervalle de $[-3,3]$ cm selon z et de $[-5,5]$ cm selon y , avec un pas de 0,5 cm.

Le dispositif de mesure est identique à celui présenté au paragraphe 2.3.2. Il est constitué de l'analyseur de réseau (HP 4195A), de la sonde de contrôle et du TLR. Le TLR utilisé ici est le n°4 du tableau 2.1, et sa fréquence de résonance attendue est de l'ordre de 30 MHz. Il est placé contre la paroi du bac, donc à 2 mm du milieu diélectrique investigué, en vis-à-vis direct de la position initiale de la sphère diélectrique. La sonde de contrôle utilisée est la même que dans le paragraphe précédent. Il s'agit d'une spire filaire de 7 mm de rayon, placée à 5 mm du TLR.

Pour chaque position de la sphère, cinq mesures successives d'impédance de la sonde de contrôle sont effectuées, et les paramètres d'intérêt R_i et L_i sont estimés conformément à la méthode présentée au paragraphe 2.3.2.

À des fins de démonstrations, deux expériences ont été effectuées. La première avec une sphère remplie de solution saline de conductivité 1,5 S/m, afin de produire un contraste local de conductivité électrique ; la seconde avec une sphère remplie d'air, ce qui permet de produire un contraste local sur la permittivité relative.

2.4.2 Résultats expérimentaux

2.4.2.1 Contraste sur la conductivité

Nous exploitons ici le système instrumental élaboré pour caractériser le milieu non homogène comprenant la sphère remplie de solution saline ($\sigma = 1,5 \text{ S/m}$, $\varepsilon_r \simeq 80$). Celle-ci présente un contraste en conductivité avec l'eau déionisée environnante ($\sigma \simeq 0$, mesurée à $5 \cdot 10^{-4} \text{ S/m}$ au conductimètre), mais aucun contraste en termes de permittivité relative. Pour alléger la présentation, nous ne montrons donc ici que les résultats d'estimation de la résistance induite R_i , issus de cette expérience. Ces résultats sont présentés figure 2.16.

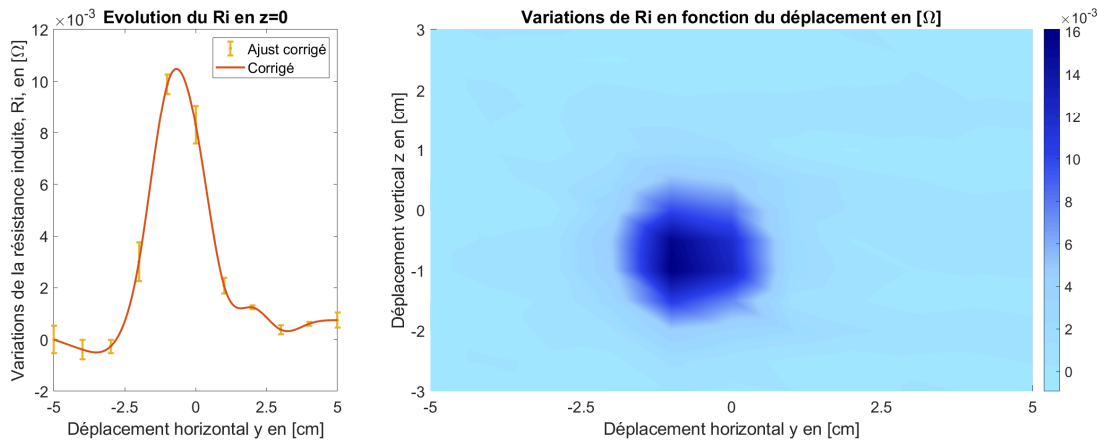


Figure 2.16 – Cartographie dans le plan (yz) des variations de la résistance induite, R_i , pour une sphère de 1,5 cm de diamètre remplie d'eau salée se déplaçant dans un aquarium d'eau déionisée. À gauche, extrait de la cartographie le long de y pour $z = -0,5 \text{ cm}$.

La cartographie obtenue par déplacement de la sphère dans le plan (yz) fait clairement apparaître la présence de la sphère conductrice, dès lors qu'elle est à proximité du TLR, avec un maximum d'intensité lorsque la sphère passe par le centre du TLR. Notons que dans l'expérience, le TLR n'était pas parfaitement centré avec la position initiale de la sphère placée en $(0,0)$. Néanmoins, la variation des propriétés diélectriques du milieu est clairement visible à proximité immédiate du TLR, sur une zone de 2,5 cm de diamètre, approximativement égale au diamètre du TLR utilisé. Pour une meilleure observation, nous présentons également figure 2.16 un extrait de l'évolution de R_i lorsque la sphère évolue le long de l'axe y à $z = 0 \text{ cm}$. Les points expérimentaux sont issus de la moyenne sur les cinq acquisitions et les barres d'erreurs représentent l'écart type de ces mesures. L'ajustement des données est effectué par lissage de spline [193]. Nous observons ici un contraste

significatif sur les valeurs de R_i qui témoigne de la capacité de détection d'un contraste diélectrique local par le système à TLR.

Cette capacité de détection peut être quantifiée via le $PSNR$ (Peak of signal to noise ratio), défini dans l'équation 2.19 comme le rapport entre l'amplitude maximum du signal correspondant à la sphère, à l'écart type (ξ) des données mesurées en l'absence de la sphère [194].

$$PSNR = \frac{\max(R_i(z, f))}{\xi(R_i(z, f))}, z \in [-4, 4] \quad (2.19)$$

De plus, un autre moyen de quantifier cette détection est de déterminer une résolution spatiale, notée SR que nous définissons équation 2.20, comme la largeur à mi-hauteur de la signature de détection :

$$\begin{aligned} z^+ \text{ tel que } R_i(z) &= \frac{\max(R_i(z))}{2}, z > 0 \\ z^- \text{ tel que } R_i(z) &= \frac{\max(R_i(z))}{2}, z < 0 \\ SR &= z^+ - z^- \end{aligned} \quad (2.20)$$

Ici, nous trouvons un $PSNR$ de 15,7 dB et une SR de 2,15 cm. Notons que pour représenter et caractériser ces données d'acquisition, nous avons utilisé préalablement un algorithme de suppression d'arrière-plan, qui repose sur la méthode des moindres carrés asymétriques [195]. Celui-ci a été utilisé pour faciliter l'interprétation des données. En effet, le temps d'acquisition pour cette expérience étant de l'ordre de quelques heures, les paramètres environnementaux sont susceptibles d'évoluer et de créer de légers décalages qui perturbent la bonne visualisation des données et des variations d'intérêt. L'une des grandeurs d'influence majeure est la température, aussi bien celle relative au milieu d'investigation, que celle du milieu dans lequel se trouve le capteur. Les effets de variations de température du milieu sur la mesure ont été abondamment décrits dans la littérature [192], [196], [197]. L'algorithme de suppression d'arrière-plan utilisé ici pour atténuer ces influences, ainsi que les images brutes initiales, sont présentés en annexe A.3 page 178.

2.4.2.2 Contraste sur la permittivité

Lorsque la sphère fermée hermétiquement est remplie d'air ($\varepsilon_r \simeq 1$), elle présente un contraste en termes de permittivité relative avec l'eau déionisée environnante ($\varepsilon_r \simeq 80$), mais pas en termes de conductivité, proche de zéro pour les deux milieux. On ne présente donc ici que l'inductance induite estimée à partir des données

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

de l'expérience. La figure 2.17 présente les variations des inductances induites L_i observées lors du déplacement de la sphère. Les résultats obtenus montrent que le dispositif à TLR permet de détecter la présence du contraste local de permittivité relative de manière significative avec un maximum d'intensité lorsque la sphère se trouve en face du TLR, et une signature de détection de diamètre proche du celui du TLR. Le $PSNR$ est ici de 15,6 dB et la SR de 2,8 cm.

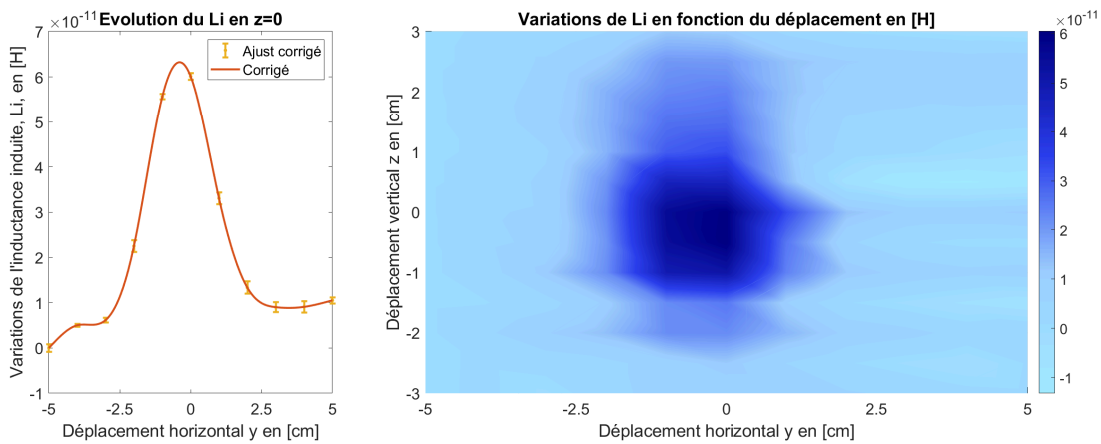


Figure 2.17 – Cartographie dans le plan (yz) des variations de l'inductance induite, L_i , pour une sphère de 1,5 cm de diamètre remplie d'air se déplaçant dans le bac d'eau déionisée. À gauche, extrait de la cartographie le long de y pour $z = -0,5$ cm.

2.4.2.3 Bilan général

Les essais de détection présentés ci-dessus, nous permettent de conclure quant à la faisabilité de caractérisation d'un contraste local des propriétés diélectriques d'un milieu d'investigation par un dispositif à TLR. En effet, les contrastes diélectriques introduits dans nos essais, dont les ordres de grandeurs sont comparables avec ceux mentionnés dans la littérature entre tissus sains et tumeurs [49], sont observables aussi bien à travers les variations de conductivité (via R_i) qu'à travers celles de la permittivité relative (via L_i). D'autre part les barres d'erreurs observées sont réduites, ce qui montre une certaine robustesse de détection. Bien entendu, une étude plus approfondie est nécessaire pour en quantifier les performances et les limites. Une étude sera abordée en ce sens dans le dernier chapitre du manuscrit. À ce stade, il nous a paru intéressant d'investiguer la possibilité d'augmenter le nombre de TLR, dans une perspective d'imagerie multi-capteurs du milieu, tout en cherchant à maintenir le dispositif instrumental associé aussi simple que possible.

2.5 Combinaison de TLR pour la détection de contrastes diélectriques locaux

D'après les résultats de simulations numériques présentés dans des travaux antérieurs [137], il apparaît judicieux d'exploiter simultanément plusieurs TLR, afin d'accroître la quantité d'information, et de faciliter ainsi la localisation et la caractérisation des contrastes diélectriques locaux. Afin de montrer la pertinence de la démarche de manière expérimentale, nous mettons donc en œuvre deux TLR, placés l'un à côté de l'autre et distants de quelques centimètres. Afin de ne pas rendre plus complexe l'instrumentation associée à l'usage de plusieurs TLR, nous explorons une technique de suivi des TLR à l'aide d'une voie unique de mesure sur le VNA, mais utilisant une sonde de contrôle à plusieurs bobinages. Afin de découpler les mesures effectuées par chacun des deux résonateurs, nous avons choisi d'utiliser deux TLR de fréquences de résonances différentes, suffisamment éloignées pour n'ils ne subissent aucun couplage et pour que l'extraction des impédances de mesures associées soit aisée. Pour ce faire, le banc instrumental utilisé précédemment a été adapté à l'exploitation de deux TLR, comme nous le décrivons ci-dessous.

2.5.1 Banc instrumenté adapté à deux TLR

Le banc instrumenté utilisé ici reprend les éléments précédents, mais exploite deux TLR différents, associés à une sonde de contrôle à deux bobinages en série, connectée au VNA, comme le montre le schéma de principe de la figure 2.18.

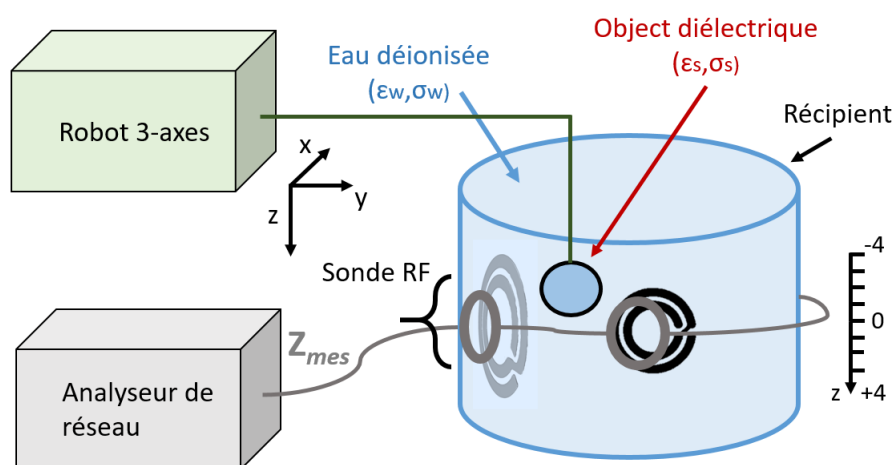


Figure 2.18 – Schéma de la mise en œuvre de la mesure des deux TLR (tableau 2.6) excités avec une sonde de contrôle à deux bobinages en série.

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

Dans cette expérience, un récipient de géométrie cylindrique (11 cm × 8 cm, épaisseur de paroi 2 mm) a été choisi pour constituer le milieu d'investigation. Le récipient est rempli d'eau déionisée ($\varepsilon_{rw} = 80$, $\sigma_w \simeq 0$ S/m) et contrôlée en température à 27 degrés. Une sphère en TPU 95A de diamètre 1,5 cm est remplie d'air ($\varepsilon_{rs} \simeq 1$, $\sigma_s \simeq 0$ S/m) ou de solution saline ($\varepsilon_{rs} \simeq 80$, $\sigma_s = 1,5$ S/m) pour constituer les contrastes diélectriques locaux dans le milieu.

Les deux TLR utilisés ici sont les TLR n°4 et n°7, déjà présentés tableau 2.1. Il s'agit de deux TLR de diamètres proches (une vingtaine de mm) mais de paramètres géométriques différents, rappelés tableau 2.6, qui leur confèrent les fréquences de résonances différentes, $f_4 \simeq 30$ MHz et $f_7 \simeq 70$ MHz.

TLR	f_E [MHz]	r_{ext} [mm]	N_r	l_c [mm]	e_p [mm]	C_1 [pF]	R_1 [Ω]	L_1 [μ H]	Q_{charge}
n°4	$f_4 = 30$	12	6	1	0,7	11,39	4,62	2,47	100
n°7	$f_7 = 70$	9,5	4	1	1	30,74	0,63	1,68	104

Tableau 2.6 – Paramètres géométriques et électriques équivalents des deux TLR utilisés.

Les paramètres f , R_1 , L_1 , des deux TLR sont estimés par une mesure "à vide", comme présenté au paragraphe 2.3.2. L'écart entre les fréquences de résonances ($f_7 - f_4 \simeq 40$ MHz), ainsi que leurs facteurs de qualité de l'ordre de $Q = 100$, (mesurés en charge en présence du milieu), sont suffisants pour extraire les paramètres d'intérêt de leur résonance individuelle, sans diaphonie entre les TLR.

La souplesse de la réalisation des TLR permet de les appliquer aisément et de manière reproductible contre la paroi du récipient. Ils sont ici maintenus directement contre la paroi et séparés de 4,5 cm l'un de l'autre. Pour s'adapter à la géométrie du milieu, la sonde de contrôle est également réalisée en technologie PCB double couche sur substrat souple. Son masque est représenté figure 2.19. La sonde comporte deux doubles boucles de diamètre externe 1,5 cm, espacées de 4,5 cm, afin d'être adaptées en dimensions, et en positions, aux TLR utilisés. La sonde est placée de telle sorte que chacune des boucles de la sonde soit en vis-à-vis direct des TLR, à 5 mm de distance. La sonde est reliée au VNA à l'aide de connexions filaires en cuivre de diamètre 1 mm, disposée de manière à faire une boucle autour du récipient cylindrique. Cette disposition a été choisie afin que le champ magnétique induit par les fils de connexion soit perpendiculaire aux champs de couplage sonde / TLR, et n'interfère pas avec la mesure. La fréquence de résonance de la sonde ainsi constituée est de 110 MHz, et son inductance totale est $L_S = 12,5$ μ H.



Figure 2.19 – Réalisation en circuit imprimé souple de la sonde de contrôle à double bobine.

Dans cette expérience, la sphère est déplacée devant chacun des TLR, le long de l'axe z dans un intervalle relatif de $[-4,4]$ cm autour de la position centrale de chaque TLR (figure 2.18). À chaque position de la sphère sur ce parcours, nous mesurons l'impédance complexe Z_{mes} de la sonde de contrôle dans des bandes de fréquences étroites centrées autour de chacune des deux fréquences de résonance des TLR, de manière à extraire les impédances induites R_i et L_i pour chacun des TLR. La mesure est effectuée cinq fois pour chacune des positions de la sphère.

2.5.2 Résultats expérimentaux pour deux TLR

Nous présentons ici les résultats expérimentaux obtenus avec les dispositifs à deux TLR, dans le cas du milieu présentant un contraste diélectrique sur la conductivité électrique uniquement, puis sur la permittivité relative uniquement. Pour ces deux expériences, afin d'alléger la présentation comme précédemment, nous ne montrons ici que les résultats de l'estimation de R_i et de L_i , pour ces deux contrastes, respectivement.

2.5.2.1 Contraste sur la conductivité

Les variations des résistances induites R_i observées pour les TLR n°4 et n°7 lors du déplacement de la sphère présentant un contraste de conductivité sont données figure 2.20a lorsque la sphère est déplacée au droit du TLR n°4, et figure 2.20b lorsque la sphère est déplacée au droit du TLR n°7. Chaque point de mesure correspond à la moyenne des cinq mesures effectuées et les barres d'erreur aux écarts types correspondants. Des ajustements par lissages de splines [193] sont effectués pour améliorer la lisibilité des courbes. Nous observons que la sphère conductrice est détectée tour à tour par chacun des deux TLR, avec des $PSNR$ de 13,9 dB pour le TLR n°4 et de 13,5 dB pour le TLR n°7. Ces valeurs sont légèrement inférieures aux valeurs trouvées dans les expériences réalisées avec un seul TLR, car les données n'ont pas fait l'objet de suppression d'arrière-plan préalable. Les résultats de détection sont néanmoins parfaitement comparables à ceux obtenus

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

dans les expériences précédentes, et sans diaphonie apparente d'un TLR sur l'autre. Ce résultat valide la détectabilité des contrastes locaux par dispositif à plusieurs TLR et une seule voie de mesure sur l'instrumentation associée.

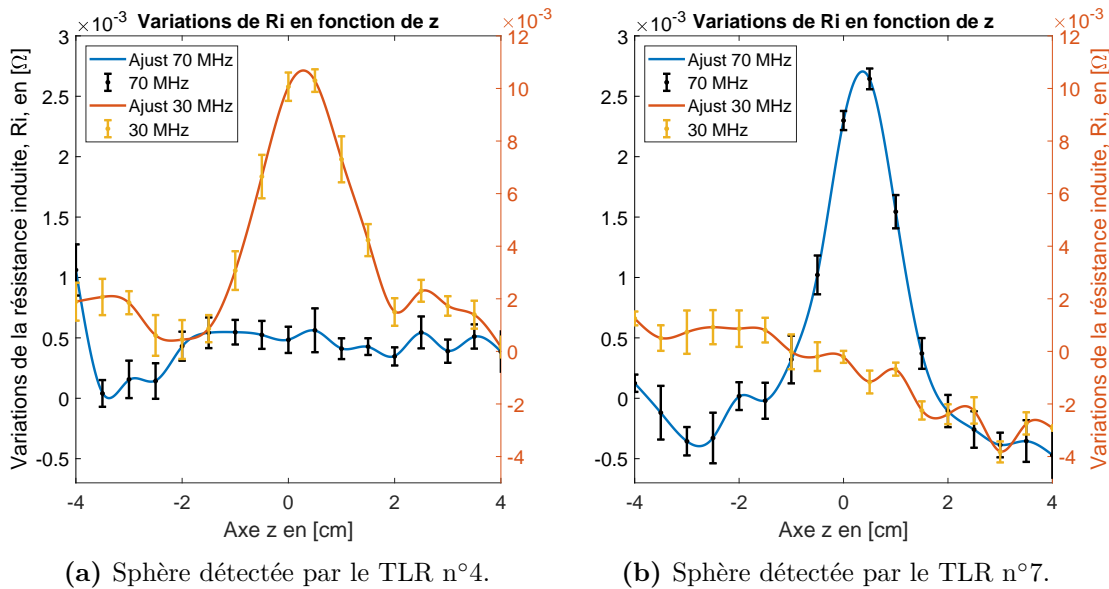


Figure 2.20 – Évolution de la résistance induite, R_i , extraite pour chacun des deux TLR en fonction de la position de la sphère d'eau salée.

2.5.2.2 Contraste sur la permittivité relative

Une expérience identique est conduite avec la sphère présentant un contraste de permittivité relative. Les variations de l'inductance induite L_i observées pour chaque TLR sont présentées données figure 2.21a au droit du TLR n°4 et figure 2.21a au droit du TLR n°7. De manière identique, la sphère est correctement détectée, avec un $PSNR=4,3$ dB pour le TLR n°4 et $PSNR=12,1$ dB pour le n°7, sans diaphonie apparente d'un TLR sur l'autre.

2.5.2.3 Détection de contrastes diélectriques par combinaison de plusieurs TLR

Les résultats présentés ci-dessus montrent la faisabilité de la détection de contrastes locaux de propriétés diélectriques, par utilisation de plusieurs TLR sans augmenter le nombre de voies de mesure. D'un point de vue théorique, cette approche pourrait être généralisée à un ensemble de TLR répartis spatialement dans la zone d'investigation, en vue du développement d'une approche d'imagerie multi-capteurs.

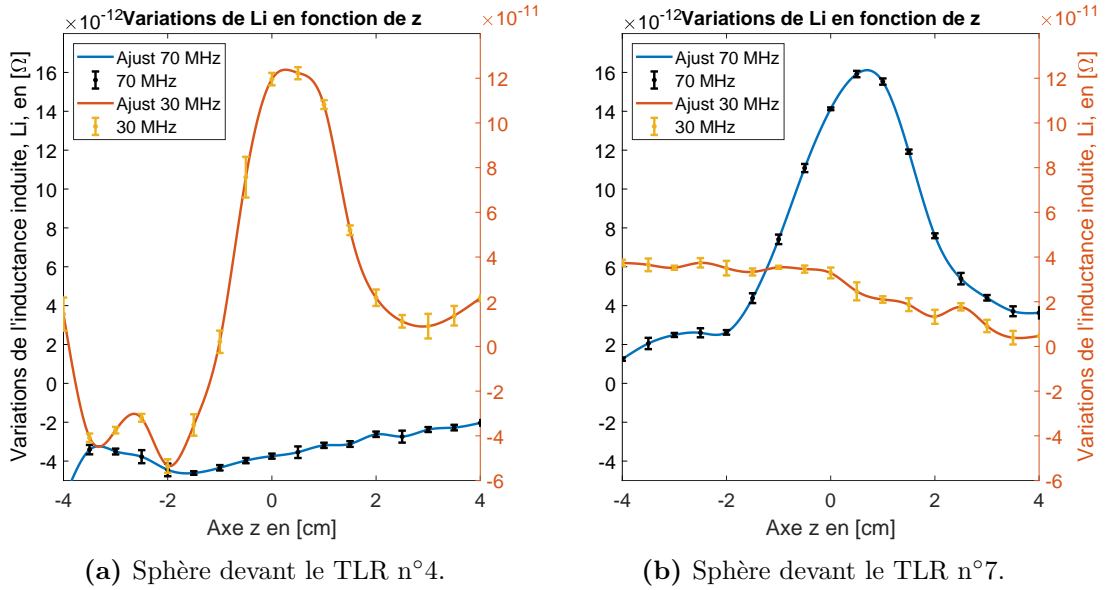
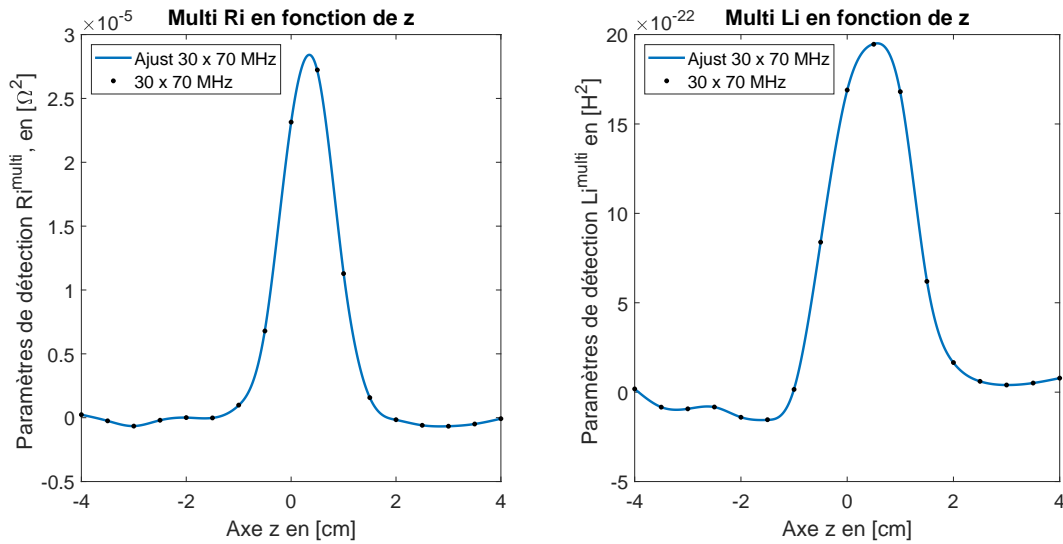


Figure 2.21 – Évolution de l'inductance induite, L_i , extraite pour chacun des deux TLR en fonction de la position de la sphère d'air.

Un second avantage de l'utilisation simultanée de plusieurs TLR, est la mise en œuvre de plusieurs mesures, à différentes fréquences, mais au même point d'investigation. En effet, la combinaison des résultats obtenus à la même position par différents TLR, peut rendre plus robuste la détection de contrastes locaux. À titre d'illustration, nous montrons figure 2.22a et figure 2.22b, des exemples de combinaison des détections de contrastes diélectriques (respectivement en conductivité et en permittivité relative), issus des expérimentations précédentes. Les combinaisons de résultats sont opérées par multiplication point à point des évolutions des résistances induites R_i des TLR n°4 et n°7, lorsque ceux-ci occupent la même position, pour former un paramètre de détection unique, noté R_i^{multi} , homogène à une résistance au carré. De la même manière, les combinaisons des inductances induites L_i permettent de former un paramètre de détection L_i^{multi} . Ces combinaisons multiplicatives s'apparentent à un procédé de fusion de données multi-capteurs issu de la Théorie de l'Évidence [198].

Les résultats de fusion obtenus montrent que les deux sphères diélectriques sont alors détectées avec un $PSNR$ significativement accru par rapport à la détection avec un seul TLR (près de +15 dB). En outre, les sphères sont localisées avec une SR , significativement améliorées (de 20 % à 30 %). Ces résultats sont regroupés tableau 2.7, et valident l'intérêt de l'approche à TLR combinés.

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR



(a) R_i^{multi} , en fonction du déplacement de la (b) L_i^{multi} , en fonction du déplacement de la sphère d'eau salée devant chaque TLR. sphère d'air devant chaque TLR.

Figure 2.22 – Évolution de l'inductance induite, R_i^{multi} , en fonction du déplacement de la sphère d'eau salée devant chaque TLR, L_i^{multi} , en fonction du déplacement de la sphère présentant un contraste diélectrique, devant chaque TLR.

TLR n°	PSNR [dB]		SR [cm]	
	R_i	L_i	R_i	L_i
4	13,9	4,3	2,00	2,00
7	13,2	12,08	1,45	2,85
4 et 7 combinés	30	18,4	1,15	1,8

Tableau 2.7 – PSNR et résolution spatiale SR pour la détection de sphères diélectriques, pour les deux TLR, seuls et combinés.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement du TLR. L'étude numérique et analytique d'un capteur simple tour ont permis d'affiner les équations en fonction des paramètres géométriques et de la répartition des champs en vue d'une optimisation de son utilisation. Cette étude a été validée expérimentalement, grâce à un système de mesure à distance. De plus, sa mise en œuvre comme capteur inductif pour remonter sans contact aux propriétés diélectriques complexes des milieux « homogènes » a été confirmée. Afin de valider son utilisation potentielle comme détecteur de contrastes locaux des propriétés diélectriques complexes, une étude sur des milieux comprenant une inclusion de propriétés connues a été étudiée. Bien que l'inclusion soit détectable, cette étude montre que la capacité de localisation reste réduite (résolution spatiale). Grâce à une mise en réseau de plusieurs capteurs, nous avons présenté la preuve de concept d'un système de mesure complet démontrant la faisabilité et l'intérêt d'une utilisation simultanée de plusieurs TLR, sans augmentation du nombre de voies de mesure, pour améliorer les performances de détection. Cette approche multi-capteurs semble particulièrement pertinente et c'est celle que nous privilégierons dans la suite de la thèse.

L'ensemble de ces résultats montre en effet le fort potentiel associé à l'utilisation de TLR pour la caractérisation de milieux diélectriques en général, et pour les tissus organiques en particulier. Le caractère sans contact de ces capteurs et du système de mesure associé, leur non invasivité, leur faible coût de fabrication et la possibilité de multiplier le nombre de capteurs sans augmentation de la complexité de l'instrumentation associée, ouvrent de nombreuses possibilités de mise en œuvre de ce type de capteurs.

Au-delà de l'utilisation de plusieurs TLR pour caractériser le milieu dans une même échelle d'investigation, l'utilisation simultanée de plusieurs TLR opérant à différentes fréquences de résonances, apparaît comme un moyen judicieux d'enrichir la caractérisation du milieu d'investigation, et notamment le contraste spatio-temporel. En effet, l'augmentation du nombre de fréquences d'analyse sur une bande suffisamment large doit permettre de tendre vers une approche spectrométrique de la caractérisation, comme évoqué dans la partie 1.3 page 10. L'objectif visé est alors l'étude de milieux complexes, à différentes échelles d'investigation pour en affiner la caractérisation et le suivi de leur éventuelle évolution. La conception et la réalisation d'un capteur de mesure multifréquence fait l'objet du chapitre suivant.

2. Principe et applications des capteurs inductifs TLR

Il n'y a rien de bon, il n'y a rien de mauvais, absolument parlant ; tout est relatif, voilà la chose absolue.

— Écrits, *Auguste Comte*

3

Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

3.1	Introduction	77
3.2	Architecture du nouveau capteur WMFR	78
3.3	Modélisations du WMFR	81
3.3.1	Modélisation semi-analytique du WMFR	81
3.3.2	Modélisation numérique du WMFR par éléments finis	85
3.3.3	Mesure expérimentale des WMFR et confrontation aux modélisations	89
3.3.3.1	Détermination de la fréquence de résonance expérimentale	89
3.3.3.2	Comparaison des fréquences de résonance expérimentales avec les deux modèles	91
3.3.3.3	Détermination du facteur de qualité	93
3.3.3.4	Analyse de l'influence de l'angle sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité mesurés du WMFR	95
3.4	Le WMFR pour la caractérisation de milieux	96
3.4.1	Exemples de caractérisations sans contact de milieux homogènes par le WMFR	98
3.4.1.1	Validation de la mesure multifréquence de conductivité	99
3.4.1.2	Validation de la mesure multifréquence de la permittivité relative	102
3.4.1.3	Bilan sur la validation de l'utilisation du WMFR comme capteur de caractérisation multifréquence sans contact de milieux homogènes	105

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

3.4.2	Étude de la modification des propriétés diélectriques de milieux complexes	106
3.4.2.1	Caractérisation de fluides complexes peu évolutifs	106
3.4.2.2	Suivi des propriétés diélectriques des tissus biologiques : exemple de la décomposition d'une tranche de viande de veau	109
3.4.2.3	Suivi des tissus biologiques par le facteur de perte diélectrique	110
3.5	Conclusion	111

3.1 Introduction

Comme évoqué dans la partie 1.3 page 10, l'intérêt du développement de capteurs capables de caractériser la matière sur une large gamme de fréquence est multiple. Il permet d'optimiser la mesure simultanée de la conductivité et de la permittivité et d'en améliorer la robustesse. En outre, il améliore la capacité du système à suivre les changements structuraux impliquant des phénomènes de dispersion multiples et des variations des temps de relaxation diélectriques. De nombreux systèmes présentés partie 1.4 page 17 utilisent plusieurs fréquences pour caractériser un milieu que ce soit par l'utilisation d'une bande très large [199], par le biais de différents modes de résonance [200], ou encore à l'aide de plusieurs résonateurs interrogés simultanément, [166], [201], [202]. Cependant, ils ne possèdent pas tous les potentiels avantages des TLR comme explicité dans les deux chapitres précédents : sans contact avec le milieu, interrogeable à distance et dans la gamme des RF. Expérimentalement, l'étude présentée dans la partie 2.5 page 67 a montré la faisabilité d'exploiter deux MTLR découplés spectralement (fréquences de résonance distinctes) et séparés spatialement (de part et d'autre d'un récipient). De plus, cette étude a permis de montrer l'intérêt d'une telle configuration pour augmenter les performances de détection.

Aussi, nous pensons que le développement d'un réseau de capteurs multifréquences permettrait d'améliorer sensiblement le pouvoir de détection et de caractérisation d'un système radiofréquence inductif. Si chacun de ses éléments monolithiques possède plusieurs fréquences de résonance, on pourrait à la fois extraire des informations multiéchelles de la zone étudiée à partir d'un point unique, limiter les effets des paramètres environnementaux et couvrir simultanément une plus grande zone grâce à leur mise en réseau. L'objet de ce chapitre est donc de présenter l'étude d'une nouvelle architecture monolithique en anneaux fendus, permettant une caractérisation multifréquence des propriétés diélectriques par induction. Cette architecture repose sur l'association de plusieurs résonateurs à ligne de transmission. Ces TLR peuvent être associés de différentes manières tant qu'ils gardent un substrat commun, qu'ils sont double face et qu'ils n'ont pas de recouvrement de pistes. Pour un diamètre extérieur donné de multiples agencements sont donc possibles et un arrangement « gigogne » paraît bien adapté. Ce nouveau capteur passif issu d'un tel arrangement monolithique, a été désigné sous le terme de WMFR (pour Wireless Multi-Frequency Resonator) dans la suite du document. Celui-ci garde alors les spécificités d'excitation et d'interrogation à distance des TLR précédemment étudiés.

Dans une première partie, l'étude de deux WMFR est présentée. Leurs modélisations analytique et numérique par éléments finis sont premièrement décrites.

Les résultats obtenus par ces deux méthodes, pour deux géométries distinctes judicieusement choisies, sont ensuite analysés et validés expérimentalement. La deuxième partie est consacrée à la preuve de concept de leur utilisation en tant que capteur multifréquence. Ainsi, leur aptitude à caractériser des fluides simples de permittivité complexe contrôlée est d'abord analysée. Enfin, leur capacité à caractériser sur une large gamme de fréquence des milieux plus complexes est étudiée pour montrer leur intérêt.

3.2 Architecture du nouveau capteur WMFR

Un exemple de la nouvelle architecture mise au point est présenté dans la figure 3.1. Elle est composée d'un ensemble de STLR concentriques déposés sur un même substrat de façon à constituer un capteur monolithique multifréquence. Ce choix d'utiliser des STLR plutôt que des MTLR, est dicté d'une part par souci de compacité du capteur ainsi réalisé, et d'autre part pour en simplifier la conception, la modélisation et l'utilisation en tant que capteur. L'enjeu de ce WMFR monolithique est de mesurer les propriétés diélectriques complexes d'un milieu environnant à plusieurs fréquences, aussi simplement qu'on le fait avec un TLR. Le capteur doit donc rester passif, contrôlable à distance et utilisable en émission-réception. Si son architecture lui permet de rayonner un champ magnétique intense, il sera possible de caractériser, par induction, autour des fréquences de résonance prédéfinies par la conception du WMFR, le milieu traversé par ce champ. Le système de mesure d'impédance sans contact reste alors identique à celui présenté dans le chapitre précédent.

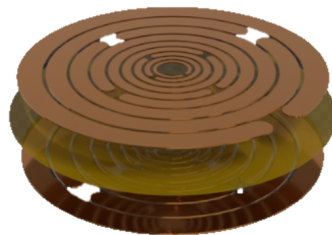


Figure 3.1 – Représentation 3D éclatée d'un WMFR. Ici, huit STLR concentriques sont déposés sur un même substrat.

Pour optimiser cette nouvelle architecture, il est nécessaire de bien estimer la répartition des courants et des champs dans les lignes de transmission. Ceux-ci dépendent des couplages inductifs et capacitifs entre les STLR. Le fait que les STLR soient concentriques, les effets de diaphonie résultants peuvent être importants affectant alors le comportement multifréquence recherché. Le dimensionnement et la

manière dont les STLR sont imbriqués (positionnement relatif des fentes, espacement entre pistes ...) peuvent donc jouer un rôle important dans le découplage optimal visé.

Afin d'étudier ces effets et de vérifier nos hypothèses, deux arrangements de résonateurs différents sont présentés dans ce chapitre (voir figure 3.2) et exploités expérimentalement. Ces deux arrangements ont un encombrement sensiblement identique (diamètre extérieur global proche de 90 mm). Ce choix de diamètre extérieur est dicté par plusieurs raisons. En premier lieu, il permet une facilité de réalisation en technologie courante (PCB souple) et une mise en œuvre simple dans laquelle les erreurs de positionnement sont maîtrisables. De plus, ce diamètre correspond bien à l'échelle d'investigation souhaitée de quelques cm (pour la caractérisation d'un organe par exemple), comme nous le verrons par la suite.

Compte tenu du nombre de paramètres géométriques à prendre en compte, seuls le rayon extérieur r_{ext} de chaque STLR, la largeur de conducteur l_c , et l'écart entre les pistes e_p (ou écart entre STLR) sont différents dans les deux arrangements considérés. Les épaisseurs des pistes conductrices e_c et du substrat diélectrique e_d sont gardées constantes. Leurs valeurs sont données ci-dessous :

- l'épaisseur des pistes des conducteurs en cuivre est $e_c = 35 \mu\text{m}$;
- Le substrat utilisé est du Kapton polyimide souple à faibles pertes ($\tan \delta = 0,001$ à 100 MHz) et de permittivité relative $\varepsilon_r = 3,4$;
- L'épaisseur de substrat diélectrique est $e_d = 50 \mu\text{m}$.

Le premier capteur (WMFR-4) est conçu pour avoir quatre fréquences de résonance dans un large spectre (au moins une décade), figure 3.2a. Le faible nombre de résonateurs dans l'encombrement fixé permet de garder un écart entre pistes "suffisant" afin de réduire l'effet du couplage capacitif inter-STLR.

Le deuxième capteur (WMFR-8) est conçu pour faire tenir le plus grand nombre de STLR possible dans le même encombrement que le WMFR-4. compte tenu des choix que nous nous sommes fixés, le WMFR-8 peut être conçu à l'aide de huit STLR pour résonner à huit fréquences de résonances différentes. Il résulte de cet arrangement compact des couplages plus importants entre chaque STLR du WMFR-8 ainsi formé, car l'écart entre pistes (e_p) est réduit et égal à 1 mm figure 3.2b. Par ailleurs, la limitation du nombre de résonances est liée au découplage fréquentiel entre les STLR. Il est alors nécessaire que les fréquences de résonance propres soient choisies suffisamment éloignées les unes des autres au regard de leur facteur de qualité propre, c'est-à-dire de la résistance intrinsèque de chaque STLR.

Les paramètres géométriques de chaque piste du WMFR-4 et WMFR-8 sont répertoriés dans le tableau 3.1. Chaque STLR composant le WMFR-4 et le WMFR-8 a été étudié individuellement dans le chapitre précédent paragraphe 1.4.3 page 25 sous les noms « S1x » pour le WMFR-4 et « S2x » pour le WMFR-8. Dans ce chapitre et le suivant, ces STLR gardent la même dénomination, car ils sont géométriquement identiques, toutefois leur association pour former les WMFR sur un substrat commun modifie leurs propriétés électromagnétiques, et notamment leur fréquence de résonance, comme nous allons l'étudier dans ce chapitre. Enfin, les fentes sont choisies a priori à 45°deux à deux d'un STLR à l'autre, afin d'homogénéiser le champ induit et de limiter ainsi les effets de bord aux fentes des STLR. Ce choix résulte d'une étude que nous avons menée au paragraphe 3.3.3.4 page 95 sur l'influence du positionnement des fentes.

STLR	r_{ext} [mm]	l_c [mm]	e_p [mm]
S11	10,5	1	5,75
S12	18,75	2,5	5,75
S13	30	5	7,5
S14	47,5	10	NA
S21	8	1,5	1
S22	11	2	1
S23	14,5	2,5	1
S24	18,5	3	1
S25	23,5	4	1
S26	29,5	5	1
S27	36,5	6	1
S28	44,5	7	NA

Tableau 3.1 – Paramètres géométriques du WMFR-4 (à quatre STLR) et WMFR-8 (à huit STLR).

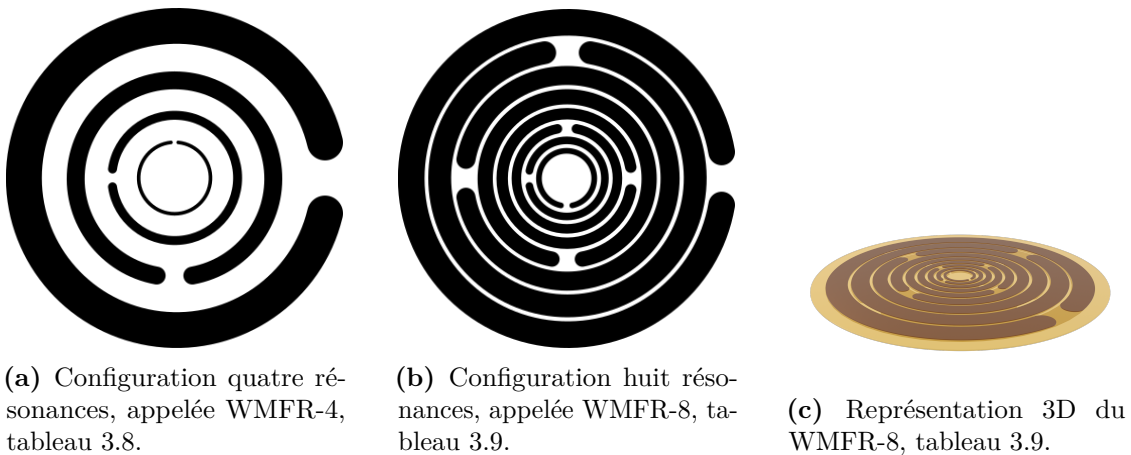


Figure 3.2 – Exemple d'association de STLR réalisés pour plusieurs configurations de WMFR.

3.3 Modélisations du WMFR

Deux approches sont utilisées pour modéliser les WMFR présentés, c'est-à-dire déterminer leurs fréquences de résonance, comme dans le chapitre 2 partie 2.2 page 38. La première est une approche semi-analytique destinée à obtenir un modèle électrique global. L'autre, basée sur la méthode des éléments finis, permet de mieux appréhender la répartition des courants et donc d'aider à la compréhension des phénomènes en jeu.

3.3.1 Modélisation semi-analytique du WMFR

Les STLR constitutifs d'un WMFR étant concentriques, tous les STLR sont excités simultanément par la sonde d'émission/réception mise à proximité, comme c'est le cas des TLR utilisés dans le chapitre précédent. L'ensemble des couplages électromagnétiques mis en jeu peut être représenté à l'aide du schéma électrique équivalent de la figure 3.3, qui généralise la modélisation électrique équivalente du TLR présentée partie 2.3.2 page 55.

Pour déterminer les paramètres électriques équivalents de chaque résonateur pris individuellement, on s'appuie sur les formules analytiques du paragraphe 2.2 page 38. Les inductances et capacités propres de chaque maille élémentaire sont notées respectivement L_n et C_n , avec $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ et N est le nombre total de résonateurs.

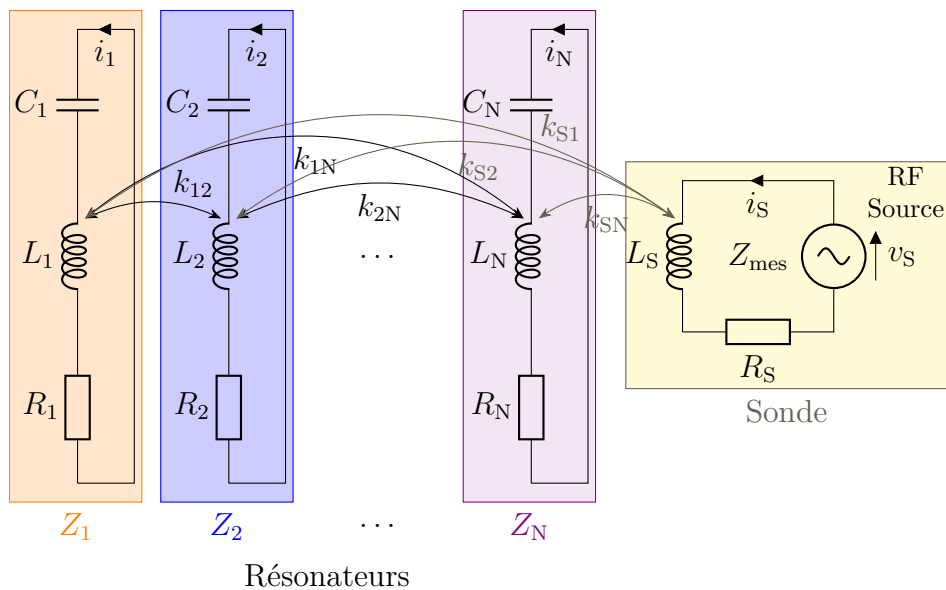


Figure 3.3 – Schéma électrique équivalent pour un WMFR.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

Dans ce schéma équivalent, les coefficients de couplage des N STLR avec la sonde sont notés k_{Sn} . Les couplages mutuels inter-STLR sont définis par les coefficients de couplage k_{mn} (avec $m \neq n$ et $(m,n) \in \{1, 2, \dots, N\}$). Dans chacune des branches, les courants circulants sont notés i_n et la tension aux bornes de chacune d'elles est notée v_n .

En utilisant les lois de Kirchhoff, les interactions entre les $N + 1$ mailles de la figure 3.3 peuvent être écrites sous la forme d'un système matriciel [203] :

$$\begin{bmatrix} Z_S & j\omega M_{S1} & \dots & j\omega M_{SN} \\ j\omega M_{1S} & Z_1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ j\omega M_{NS} & j\omega M_{N1} & \dots & Z_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_1 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

avec $M_{mn} = k_{mn}\sqrt{L_m L_n}$ pour $m \neq n$ et $Z_n = R_n + j2\pi f L_n + \frac{1}{j2\pi f C_n}$

Les composants électriques équivalents du $n^{\text{ème}}$ STLR, L_n et C_n , sont calculés analytiquement à l'aide du MSA. Les inductances mutuelles, notées M_{mn} avec $(m,n) \in 1, 2, \dots, N$, entre deux résonateurs se déduisent des formules analytiques décrites dans [174] et celles entre la sonde et les résonateurs, notée M_{Sn} , sont déterminées en utilisant [173]. Ces éléments sont calculés à partir des paramètres géométriques des STLR utilisés. Il est important de noter que la correction du MSA établie dans la partie 2.2.3.2 page 49 est utilisée ici pour toutes les déterminations analytiques. En effet, les STLR présentent des pistes qui ne peuvent être considérées comme fines par rapport au rayon, ce qui les place dans le domaine où la correction est la plus efficace.

La détermination des pertes (R_n et Q_n) reste en revanche difficile à effectuer dans la mesure où elles dépendent de plusieurs phénomènes de propagation des ondes électromagnétiques. Les résistances propres R_n sont estimées par la mesure expérimentale du coefficient de qualité Q_n de chaque STLR, comme ce qui a été fait au chapitre 2. Les valeurs estimées sont données dans le paragraphe 3.3.3.3 page 93.

Considérant le système matriciel de l'équation (3.1), il est possible de l'inverser pour former :

$$\begin{bmatrix} i_s \\ i_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & \dots & \dots & y_{1N} \\ \vdots & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N1} & \dots & \dots & y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

Les éléments y_{ij} sont les coefficients de la matrice inversée et sont homogènes à des admittances. On peut alors extraire l'impédance Z_{mes} aux bornes de la sonde à partir de l'équation (3.2), selon :

$$Z_{\text{mes}} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{y_{11}} \quad (3.3)$$

La figure 3.4 montre le module de Z_{mes} déterminée de cette manière dans une gamme de fréquences allant de quelques MHz à 400 MHz. On observe la présence des huit pics de résonance qui résultent de la contribution des huit STLR constituant le WMFR-8. De même, quatre pics sont visibles pour le WMFR-4 dans la figure 3.5. Nous pouvons remarquer que les pics de résonance sont suffisamment espacés pour garantir les conditions d'un découplage fréquentiel au regard des pertes globales. De chaque pic est extrait la « nouvelle » fréquence de résonance de chaque STLR constitutif du WMFR, cette fréquence sera désignée par la suite par f_A .

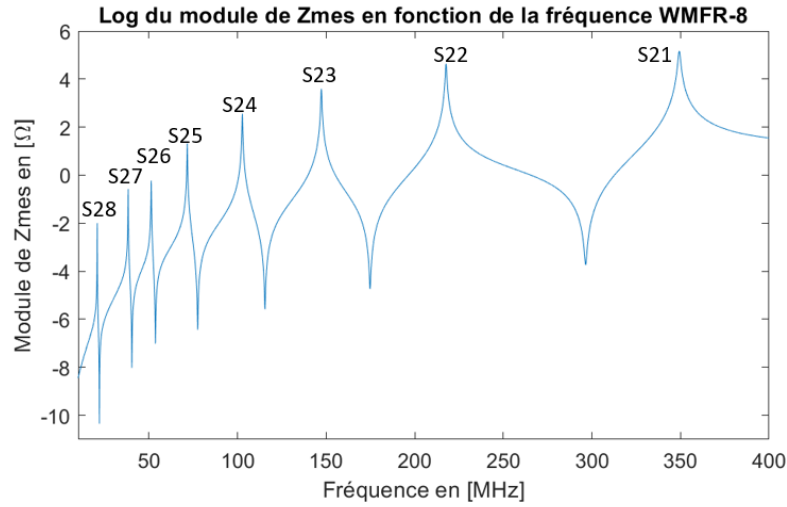


Figure 3.4 – Exemple du module de Z_{mes} déterminé à l'aide de l'équation (3.3) pour le WMFR-8 de la figure 3.11b présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les huit pics de résonance.

Si l'on compare les fréquences de résonance obtenues par le modèle du WMFR à celles des STLR pris isolément, on peut observer que les grandeurs sont cohérentes, mais légèrement différentes dans les tableaux 3.2 et 3.3. Nous définissons un écart relatif \mathcal{E}_{WSA} , entre les fréquences de résonances des WMFR et des STLR isolés, à l'aide de la relation (2.6). Nous observons que l'association des STLR au sein de WMFR ne fait augmenter leur fréquence de résonance qu'au plus de 24 % et que la fréquence de résonance du S28 (le plus grand) diminue légèrement. Ceci était bien attendu comme il a déjà été décrit pour deux résonateurs spatialement et

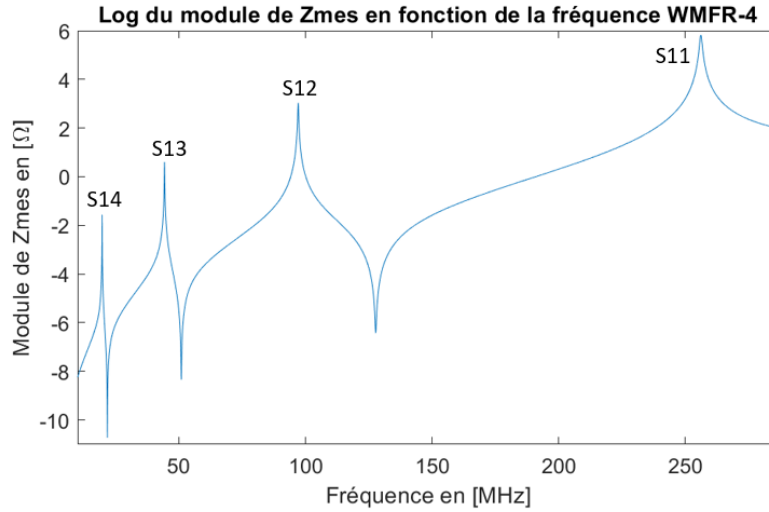


Figure 3.5 – Exemple du module de Z_{mes} déterminé à l'aide de l'équation (3.3) pour le WMFR-4 de la figure 3.11a présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les quatre pics de résonance.

fréquentiellement proches [178], [204]. Cet écart de fréquences est bien moindre dans la configuration à quatre STLR, qui reste inférieure à 7 %. Cette étude confirme que la grande densité des STLR dans le WMFR-8 induit un couplage inter-STLR important, par rapport à la configuration WMFR-4. Toutefois, les nouvelles fréquences restent dans les mêmes ordres de grandeurs, la structure WMFR est donc exploitable de manière comparable aux TLR seuls pour constituer un capteur RF inductif.

STLR	S21	S22	S23	S24	S25	S26	S27	S28
STLR f_A en [MHz]	297,6	185,6	124,1	87,5	59,7	42,2	30,8	23,1
WMFR f_A en [MHz]	349	218	147	103	71,5	51,2	38,2	20,8
Écart relatif \mathcal{E}_{WSA} en [%]	17,3	17,5	18,5	17,7	19,8	21,3	24,0	-10,0

Tableau 3.2 – Comparatif des fréquences déterminées semi-analytiquement des STLR en configuration WMFR-8 avec les STLR S2x pris isolément.

Néanmoins, ce résultat encourageant ne préjuge en rien sur la pertinence de ce modèle. En effet, la simple modification de leur environnement proche, dans le cas du WMFR, entraîne par induction un décalage en fréquence, comme vu, et un élargissement du pic, comme il sera vu dans l'étude du facteur de qualité, qu'il convient de valider expérimentalement. La validation sera discutée par la suite après comparaison de leur valeur avec la simulation numérique par éléments finis et les mesures expérimentales.

STLR	S11	S12	S13	S14
STLR f_A en [MHz]	247,3	91,8	41,4	18,9
WMFR f_A en [MHz]	256,0	97,1	44,3	19,7
Écart relatif \mathcal{E}_{WSA} en [%]	3,5	5,8	7,0	4,2

Tableau 3.3 – Comparatif des fréquences déterminées semi-analytiquement des STLR en configuration WMFR-4 avec les STLR S1x pris isolément.

3.3.2 Modélisation numérique du WMFR par éléments finis

Comme pour le chapitre précédent paragraphe 2.2.3.1 page 46, il est possible de calculer numériquement le comportement électromagnétique du WMFR excité par une sonde, par la méthode des éléments finis grâce à l'environnement de travail 3D d'HFSS. La configuration utilisée dans HFSS est illustrée dans la figure 3.6. Cette configuration permet de reproduire le plus fidèlement possible les conditions expérimentales qui seront mises en œuvre, incluant le système de mesure complet. La sonde est de rayon 7 mm et est placée à une distance de 6 mm du capteur (figure 3.6). La simulation est effectuée pour les deux capteurs WMFR-4 et WMFR-8 dans les mêmes conditions d'excitation. Les paramètres géométriques et les caractéristiques des WMFR utilisés pour la simulation sont ceux donnés dans la partie 3.2 page 78.

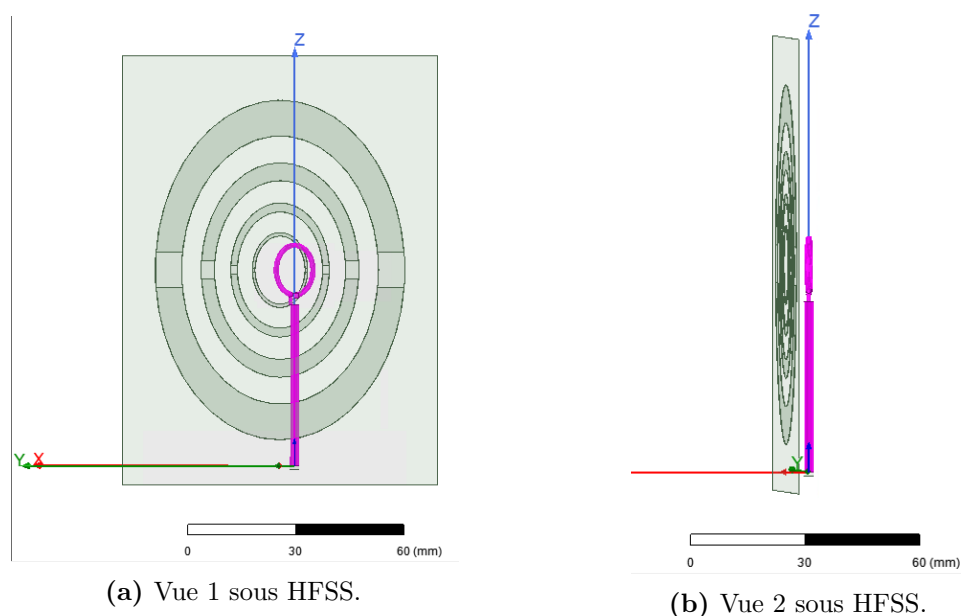


Figure 3.6 – Exemple d'espace de travail 3D sous HFSS pour le WMFR-4 (figure 3.2a). La sonde d'émission/réception est présentée en rose.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

Le comportement spectral de ce système WMFR/sonde placé dans le vide est simulé dans une large gamme de fréquence (quelques MHz à 400 MHz). On peut ainsi accéder à l'ensemble des grandeurs électromagnétiques du système en fonction de la fréquence. Plusieurs études sont alors envisagées.

Dans un premier temps, la répartition surfacique des courants au voisinage des fréquences de résonance de chaque STLR a été étudiée. Dans le cas du WMFR-4, nous obtenons pour les quatre fréquences de travail de 20 MHz, 45 MHz, 90 MHz et 206 MHz, les densités de courants représentées figure 3.7. Le comportement étant analogue pour le WMFR-8, nous ne représentons, pour ce cas, que les répartitions des densités de courants autour de deux fréquences de travail de 82 MHz et 281 MHz, par concision voir figure 3.8.

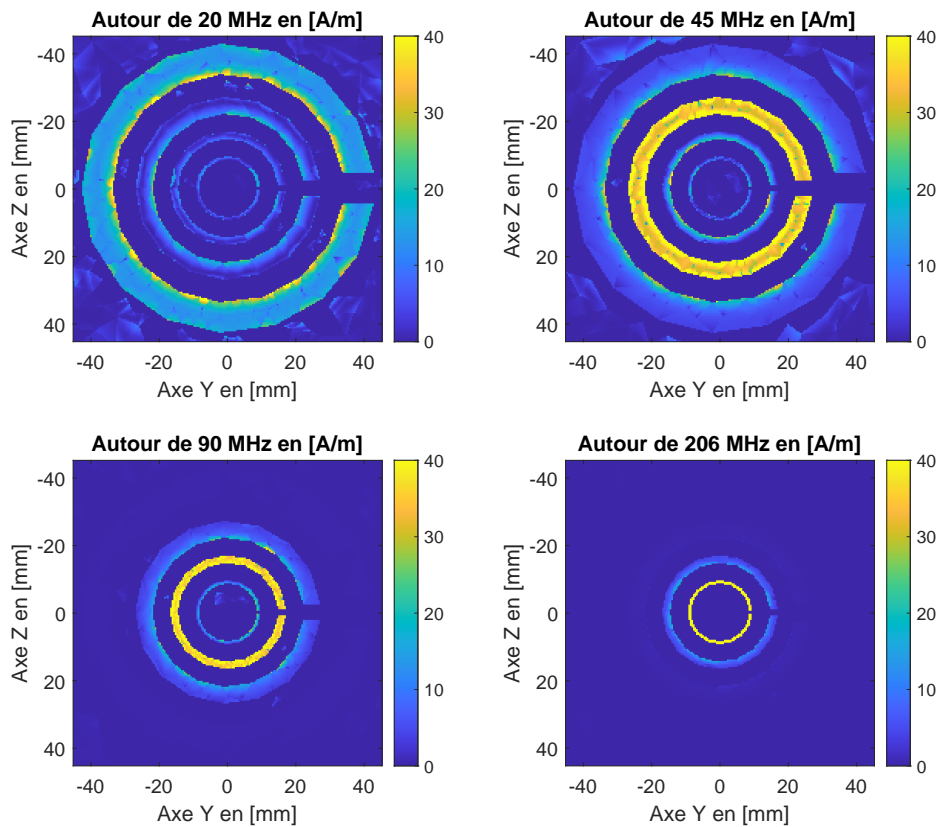


Figure 3.7 – Distributions des courants surfaciques obtenues par HFSS pour quatre fréquences de travail différentes (20 MHz, 45 MHz, 90 MHz et 206 MHz) proches des fréquences de résonances propres des quatre STLR constituant le WMFR-4.

Globalement, les courants les plus intenses sont localisés sur les STLR dont la fréquence de résonance attendue correspond à la fréquence d'excitation. Ce constat montre que chaque STLR est bien actionné sélectivement selon sa fréquence de

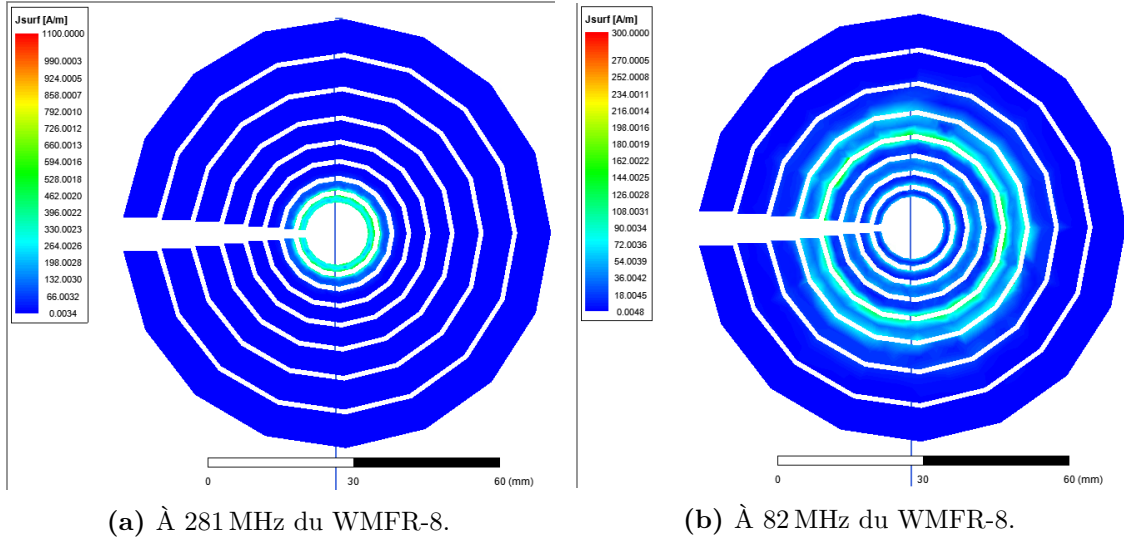


Figure 3.8 – Distributions des courants surfaciques obtenues par HFSS pour deux fréquences de travail différentes (82 MHz et 281 MHz) proches des fréquences de résonances propres de deux STLR constituant le WMFR-8.

résonance, bien que l'ensemble soit déposé sur le même substrat. Comme on peut le voir dans la figure 3.7 pour cas du WMFR-4, les STLR internes sont néanmoins impactés, dans une moindre mesure, par le STLR actionné. Il est donc possible de manière simulée de faire co-exister plusieurs STLR concentriques au sein d'un WMFR monolithique tout en les découplant fréquentiellement. Au contraire, le cas extrême du WMFR-8, figure 3.8b, montre qu'une proximité importante inter-STLR entraîne un couplage fort au point d'entraver la sélectivité. Il existe, en effet, des courants non négligeables (du même ordre de grandeur), hors de la fréquence de résonance propre, en particulier sur le STLR voisin de rayon immédiatement inférieur. Outre l'effet capacitif dû à la proximité des pistes, ce couplage a une incidence sur l'inductance effective des STLR privilégiés et voisins, et par voie de conséquence devrait avoir un effet sur les fréquences de résonance finalement observées. C'est ce que nous devrions observer en calculant, par la simulation numérique, l'impédance vue de la sonde Z_{mes} , pour les deux WMFR. Les résultats obtenus pour le WMFR-4 sont présentés dans la figure 3.10 et ceux du WMFR-8 dans la figure 3.9.

Les fréquences de résonances extraites de chaque pic simulé seront notées f_S . Deux tableaux sont proposés pour comparer les fréquences obtenues numériquement pour les STLR individuels et pour les WMFR formés, pour et quantifier les écarts relatifs associés, notés \mathcal{E}_{WSS} .

On peut voir que les écarts entre STLR individuellement et les résonances du WMFR sont très importants et beaucoup plus que pour les déterminations

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

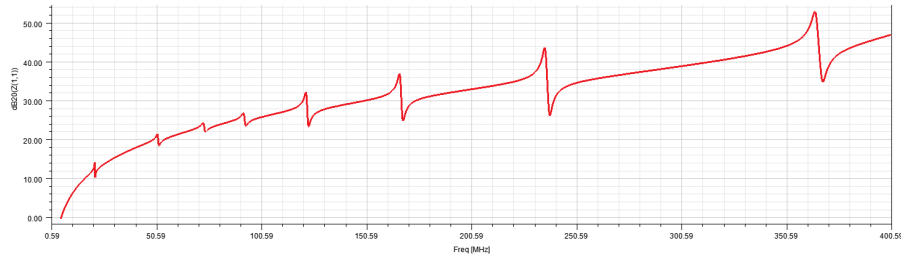


Figure 3.9 – Module de Z_{mes} pour le WMFR-8 formé des S2x simulé à l'aide de HFSS présenté en échelle logarithmique pour faire apparaître les huit pics de résonance.

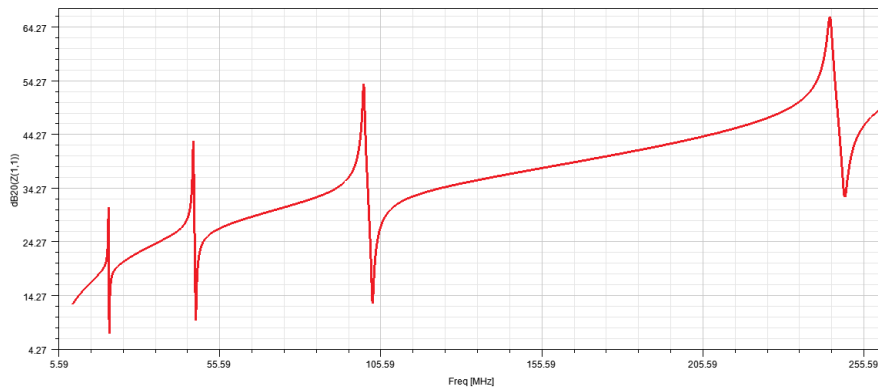


Figure 3.10 – Module de Z_{mes} pour le WMFR-4 formé des S1x simulé à l'aide de HFSS présenté en échelle logarithmique pour faire apparaître les quatre pics de résonance.

STLR	S21	S22	S23	S24	S25	S26	S27	S28
STLR f_s en [MHz]	281,0	167,0	118,0	82,4	59,5	39,6	30,6	22,4
WMFR f_s en [MHz]	366,0	236,0	167,0	124,0	92,2	72,6	50,3	21,6
Écart relatif \mathcal{E}_{wss} en [%]	30,3	41,3	41,5	50,5	55,0	83,3	64,4	-3,57

Tableau 3.4 – Comparatif des fréquences simulées dans la configuration WMFR-8 avec celles des STLR S2x.

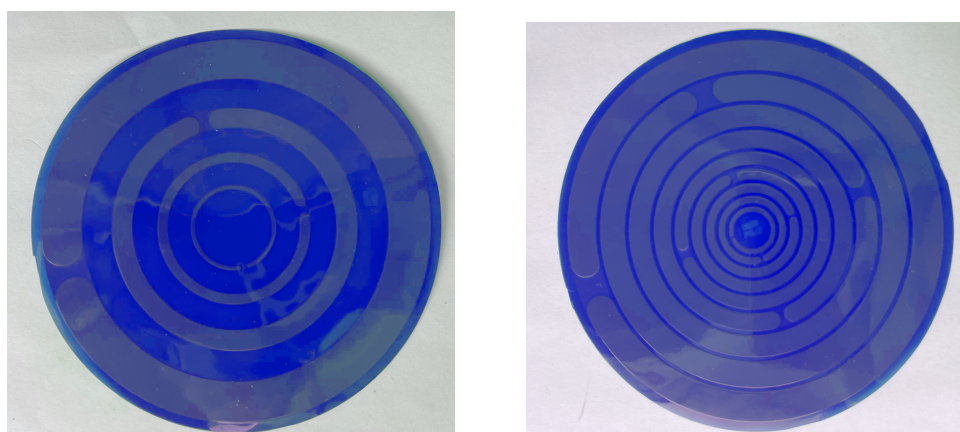
STLR	S11	S12	S13	S14
STLR f_s en [MHz]	205,1	77,7	40,8	20,1
WMFR f_s en [MHz]	218,0	90,1	47,7	20,6
Écart relatif \mathcal{E}_{wss} en [%]	6,3	16,0	16,9	2,5

Tableau 3.5 – Comparatif des fréquences simulées dans la configuration WMFR-4 avec celles du STLR S1x.

semi-analytiques. Entre 30 % et 84 % d'augmentation pour les résonances internes du WMFR-8 et jusqu'à 17 % pour le WMFR-4. Ce qui montre que cette méthode de modélisation estime des couplages inter-STLR importants, susceptibles d'affecter l'estimation des champs mis en jeu et leur répartition proche des conducteurs. Pourtant, l'impédance vue par la sonde estimée par l'un ou l'autre des modèles confirme que l'utilisation de plusieurs STLR concentriques déposés sur un même substrat permet de rayonner un champ magnétique intense à des fréquences distinctes et relativement bien découplées. Le WMFR devrait donc jouer le rôle d'un capteur sensible aux variations de champ autour de chacune de ses fréquences de résonance.

3.3.3 Mesure expérimentale des WMFR et confrontation aux modélisations

Afin de valider ces résultats, les WMFR présentés figure 3.11 sont mis en œuvre et caractérisés expérimentalement.



(a) Réalisation du WMFR à quatre résonances (WMFR-4).

(b) Réalisation du WMFR à huit résonances (WMFR-8).

Figure 3.11 – Photos des deux WMFR monolithiques construits par associations concentriques de STLR (dimensions données dans le tableau 3.8).

3.3.3.1 Détermination de la fréquence de résonance expérimentale

Grâce à l'architecture planaire et concentrique des WMFR, la mesure de leur impédance est réalisable avec une sonde d'émission / réception unique. Les mesures suivent donc le même protocole que celui utilisé pour les TLR, décrit dans la partie 2.2.2 page 42. La bande de fréquences explorée est ici comprise entre 10 MHz et 370 MHz. La sonde d'émission / réception est choisie de telle sorte

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

qu'elle ne présente pas d'auto-résonance dans la gamme de fréquence d'analyse. Elle est constituée d'une boucle de cuivre de rayon 0,7 cm présentant une auto-résonance supérieure à 400 MHz.

Comme dans la simulation HFSS, cette sonde est placée à une distance de 6 mm du résonateur. Branchée à un analyseur de réseau, l'impédance Z_{mes} est liée à au WMFR selon l'équation (3.3). Conformément à l'étude analytique et à la simulation numérique, les mesures obtenues présentent quatre pics de résonances pour le WMFR-4 et huit pics de résonances pour le WMFR-8. Ces mesures large spectre sont présentées figure 3.13 et 3.12. Pour avoir la meilleure résolution spectrale possible autour des fréquences de résonance, la fenêtre d'analyse est automatiquement reserrée et centrée autour de chaque résonance tour à tour. La fréquence de résonance est alors extraite après cette étape de segmentation fréquentielle et est notée f_E .

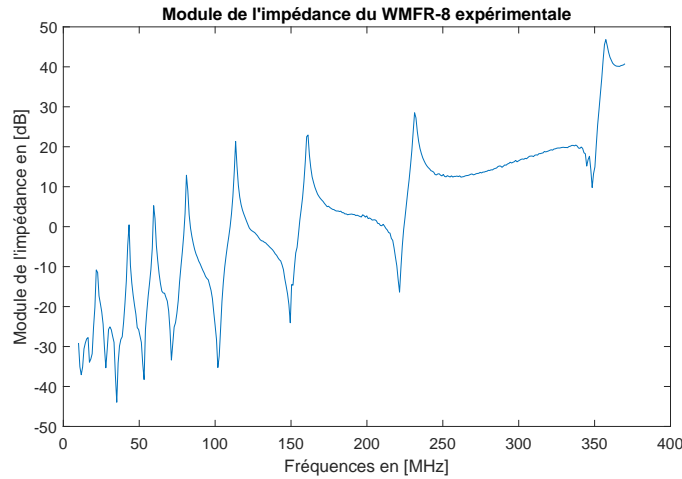


Figure 3.12 – Module de Z_{mes} mesuré pour le WMFR-8 formé des S2x présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les huit pics de résonance.

STLR	S21	S22	S23	S24	S25	S26	S27	S28
STLR f_E en [MHz]	295,0	192,0	132,2	91,7	62,9	45,1	33,3	24,9
WMFR f_E en [MHz]	355,0	233,0	162,0	115,0	82,2	60,3	43,3	22,3
Écart relatif \mathcal{E}_{WSE} en [%]	20,3	21,4	22,5	25,4	30,7	33,7	30,0	-10,4

Tableau 3.6 – Comparatif des fréquences expérimentales dans la configuration WMFR-8 avec STLR S2x.

Les fréquences de résonances f_E des deux WMFR est alors comparé à celle de chaque STLR individuel et leur différence quantifiée par le calcul de l'écart relatif

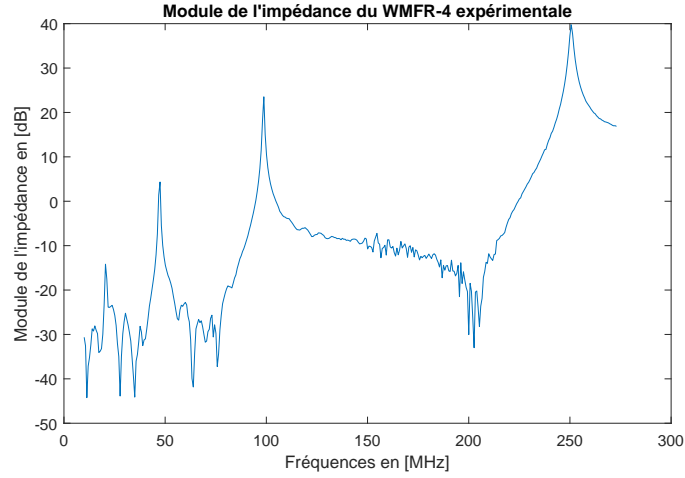


Figure 3.13 – Module de Z_{mes} mesuré pour le WMFR-4 formé des S1x présenté en échelle logarithme pour faire apparaître les quatre pics de résonance.

STLR	S11	S12	S13	S14
STLR f_E en [MHz]	241,0	92,3	44,0	21,1
WMFR f_E en [MHz]	251,0	99,9	47,6	20,9
Écart relatif \mathcal{E}_{WSE} en [%]	4,1	8,2	8,2	-0,9

Tableau 3.7 – Comparatif des fréquences expérimentales dans la configuration WMFR-4 avec STLR S1x.

\mathcal{E}_{WSE} , répertoriés dans les tableaux 3.7 et 3.6. L'écart relatif est en dessous de 8% entre les deux mesures dans le cas du WMFR-4 ce qui conforte les résultats des deux modélisations précédentes quant aux faibles couplages existants entre les pistes des WMFR. Cependant, les couplages sont importants pour le WMFR-8 jusqu'à 34% d'écart et au minimum 20% pour les STLR internes. Ces écarts sont plus importants que ceux déterminés semi-analytiquement (qui ne prennent pas bien en compte les couplages capacitifs) mais sont moins importants que ceux simulés.

3.3.3.2 Comparaison des fréquences de résonance expérimentales avec les deux modèles

Les fréquences mesurées sont comparées aux estimations semi-analytique (MSA) et numériques (HFSS) précédentes. Les résultats sont présentés dans les tableaux 3.8 et 3.9 ainsi que les figures 3.14a et figure 3.14b.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

STLR	r_{ext} [mm]	l_c [mm]	e_p [mm]	f_E [MHz]	f_S [MHz]	f_A [MHz]	\mathcal{E}_{SE} [%]	\mathcal{E}_{AE} [%]
S11	10,5	1	5,75	251	218	256	-13,2	2,0
S12	18,75	2,5	5,75	99,9	90,1	97,1	-9,9	-2,9
S13	30	5	7,5	47,6	47,7	44,3	0,1	-7,0
S14	47,5	10	NA	20,9	20,6	19,7	-1,5	-5,9

Tableau 3.8 – Caractérisation du WMFR-4 (à quatre STLR S1x) par la mesure et par modélisations.

STLR	r_{ext} [mm]	l_c [mm]	e_p [mm]	f_E [MHz]	f_S [MHz]	f_A [MHz]	\mathcal{E}_{SE} [%]	\mathcal{E}_{AE} [%]
S21	8	1,5	1	355	366	349	3,1	-1,5
S22	11	2	1	233	236	218	1,2	-6,8
S23	14,5	2,5	1	162	167	147	3,1	-9,3
S24	18,5	3	1	115	124	103	7,7	-10,6
S25	23,5	4	1	82,2	92,2	71,5	12,2	-12,9
S26	29,5	5	1	60,3	72,6	51,2	20,3	-15,1
S27	36,5	6	1	43,3	50,3	38,2	16,2	-11,8
S28	44,5	7	NA	22,3	21,6	20,8	-2,8	-6,7

Tableau 3.9 – Caractérisation du WMFR-8 (à huit STLR S2x) par la mesure et par modélisations.

Les écarts relatifs des modèles numériques et semi-analytique par rapport à la mesure, sont notés \mathcal{E}_{SE} et \mathcal{E}_{AE} respectivement. Les dimensions de chaque STLR sont également rappelées. En ce qui concerne les écarts relatifs entre l'expérience et la simulation HFSS, \mathcal{E}_{SE} , on constate, pour le WMFR-4, que plus le rayon du STLR est petit plus l'écart est croissant, alors que la distance entre les STLR est constant et importante ($e_p > l_c$), tableau 3.8. Ce constat est totalement inversé lorsque les STLR sont très proches, comme on le voit tableau 3.9. Pour le WMFR-8, l'écart relatif est maximum pour un rayon intermédiaire « médiant » (S26), laissant supposer une mauvaise estimation du couplage inter-STLR. Les fréquences de résonance simulées, pour le WMFR-8, sont d'ailleurs systématiquement supérieures à celles observées expérimentalement, sauf pour le résonateur de rayon le plus grand. Pour le WMFR-4, elles sont en revanche systématiquement inférieures sauf pour le cas intermédiaire (S13) où l'écart est quasi-nul. Ces résultats suggèrent que les effets du couplage capacitifs sur la répartition des courants surfaciques sont certainement surestimés et les effets de mutuelle inductance sous-estimés dans la simulation numérique HFSS. Ces biais de simulation pourraient être attribués à la qualité du maillage qui est probablement insuffisant en dehors des pistes conductrices.

En effet, pour le WMFR-4, un écart moyen de -8 % est observé entre les données déterminées par simulation sous HFSS et celles mesurées, est de l'ordre de -4,5 % entre la modélisation analytique et la mesure en tableau 3.8. Pour le WMFR-8, ces écarts moyens sont respectivement de l'ordre de 8 % et -9 % en tableau 3.9. Pour les écarts relatifs entre la mesure expérimentale et le modèle semi-analytique MSA, l'écart \mathcal{E}_{AE} est inférieur à -7 % dans le cas du WMFR-4. Pour le WMFR-8, l'écart reste inférieur à -15 % même dans le cas où les STLR sont serrés ($e_p < l_c$). On constate d'ailleurs que cet écart est maximum lorsque le couplage est le plus important, donc pour les STLR de rayon intermédiaire « médiant ».

Compte tenu des résultats obtenus on peut conclure que le modèle analytique est un bon outil de prévision des fréquences de résonances avant conception. L'aperçu visuel (figure 3.14a et figure 3.14b) permet de constater la bonne correspondance globale entre les valeurs expérimentales et modélisées.

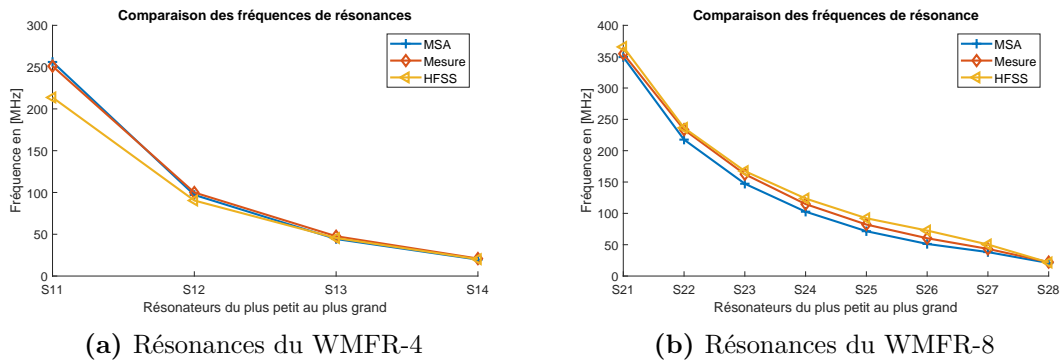


Figure 3.14 – Comparaison des fréquences des WMFR-4 et WMFR-8 mesurées expérimentalement, modélisées semi-analytiquement (MSA) et simulées numériquement par HFSS.

Ces résultats montrent qu'en pratique, il est tout à fait possible d'exploiter les résonances des différents STLR constituant les WMFR. Les modélisations analytique et numérique, permettent d'estimer les fréquences de résonances du WMFR final. Néanmoins, ces modèles développés ne permettent pas de déterminer les pertes et donc le facteur de qualité qui est un paramètre très important pour déterminer le bon fonctionnement du capteur.

3.3.3.3 Détermination du facteur de qualité

Comme évoqué dans le paragraphe 3.3.1 page 81, le facteur de qualité associé au WMFR est difficile à évaluer, car il dépend de nombreux paramètres qui modifient la répartition des courants et les pertes associées comme la géométrie, les propriétés

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

du conducteur, du substrat, la qualité de la réalisation technique. Par rapport aux STLR, ces paramètres sont d'autant plus prépondérants pour le WMFR que les couplages entre pistes impliquent une charge supplémentaire, source de dégradation du facteur de qualité. Afin d'évaluer l'effet des géométries choisies sur le facteur de qualité, une mesure systématique de ce facteur a été réalisée en prenant soin de placer les résonateurs hors de toute source perturbatrice du champ électromagnétique.

Les mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions que précédemment avec la même sonde de contrôle. Pour optimiser la mesure, la largeur de spectre mesuré est adaptée à chaque pic de résonance (de 200 kHz à 2 MHz). Les tableaux 3.10 et 3.11 suivants répertorient les facteurs de qualité mesurés pour chaque STLR pris individuellement, Q_{indiv} , et ceux constitutifs du WMFR, Q_{ens} , pour les deux architectures réalisées. L'écart relatif entre ces deux mesures, \mathcal{E}_{EI} , est également calculé afin de les comparer.

STLR	S11	S12	S13	S14
Q_{indiv}	301	384	489	705
Q_{ens}	270	347	411	565
\mathcal{E}_{EI} en [%]	-10	-10	-16	-20

Tableau 3.10 – Facteurs de qualité mesurés lorsque les STLR sont pris individuellement ou en formation WMFR-4 et leur écart relatif associé.

Pour le WMFR-4, tableau 3.10, on peut voir que le facteur de qualité chute de 10 à 20 %. Compte tenu des valeurs relativement élevées de départ (entre 300 et 700), celles observées dans le cas du WMFR restent probablement suffisantes (entre 270 et 565) pour caractériser les variations des propriétés diélectriques d'un milieu biologique mis à proximité. Comparés aux écarts relativement faibles observés pour les fréquences de résonance, ces résultats confortent l'hypothèse selon laquelle le découplage fréquentiel inter-STLR est très convenable lorsque les pistes sont espacées.

STLR	S21	S22	S23	S24	S25	S26	S27	S28
Q_{indiv}	303	373	392	413	445	482	504	523
Q_{ens}	154	136	123	132	124	122	125	201
\mathcal{E}_{EI} en [%]	-49	-64	-69	-68	-72	-75	-75	-62

Tableau 3.11 – Facteurs de qualité mesurés lorsque les STLR sont pris individuellement ou en formation WMFR-8 et leur écart relatif associé.

Pour le WMFR-8, lorsque les pistes sont proches les unes des autres, le facteur de qualité est naturellement plus impacté (voir le tableau 3.11). Cet impact est d'ailleurs relativement important (entre 49 et 75 %). Comme noté lors de l'étude des fréquences

de résonance, les plus fortes réductions de facteur de qualité sont observées pour les résonateurs internes. Ce résultat confirme que le couplage impacte le rayonnement du champ et les pertes intrinsèques. Même si cet impact est important, une architecture minimisant l'écart inter-STLR demeure potentiellement intéressante grâce à ses nombreuses fréquences (les facteurs de qualité restant au-dessus de 100 ce qui est équivalent à certains capteurs présentés partie 1.4).

Le positionnement relatif des fentes entre STLR voisins (ici placées à 45°deux à deux) devrait influencer sur le rapport énergie stockée sur énergie dissipée dans la mesure où l'homogénéité du champ induit est affectée. Dans le cas de plusieurs STLR imbriqués, la question de l'influence de l'angle inter-STLR sur le coefficient de qualité se pose.

3.3.3.4 Analyse de l'influence de l'angle sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité mesurés du WMFR

Pour vérifier cette influence, trois angles de positionnement différents entre STLR ont été étudiés : 0°, 45°et 180°. Cette analyse n'a été menée que pour le WMFR-8, car c'est dans cette configuration que l'impact de l'angle entre STLR serait le plus important. La comparaison entre ces trois angles s'effectue sur les grandeurs déjà étudiées dans les parties précédentes, à savoir les facteurs de qualité respectifs Q_i et f_i dont l'indice i indique l'angle d'étude.

Les mesures sont effectuées dans les mêmes conditions expérimentales que précédemment. Les résultats sont présentés en tableau 3.12. Le premier constat est que le positionnement de la fente affecte peu les valeurs des fréquences de résonance (en moyenne à 0,43 %). On note que les fréquences de résonance sont identiques dans tous les cas sauf pour le STLR de rayon le plus petit dont le minimum est atteint à 45° avec un écart relatif de 2,2 %. Ce résultat sur les fréquences de résonance confirme que le positionnement de la fente a un impact quasi-nul (de l'ordre de grandeur de l'écart de mesure) sur le couplage global.

En ce qui concerne les écarts relatifs entre les facteurs de qualité, le constat est inchangé, même si l'impact semble sensiblement plus important. Ils restent inférieurs à 7,4 % et en moyenne autour de 2,8 %, sans configuration optimale pour tous.

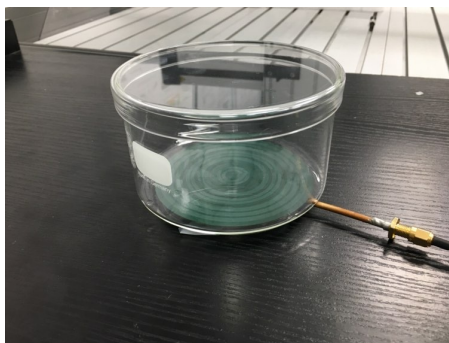
En conclusion, la position de chaque STLR ne modifie que très faiblement les paramètres d'intérêt f_i et Q_i mesurés, ce qui donne un degré de liberté supplémentaire dans la réalisation des WMFR. Il nous faut maintenant vérifier qu'il est tout à fait envisageable d'utiliser les WMFR comme capteur multifréquence pour caractériser des milieux peu conducteurs mis à proximité.

STLR	S21	S22	S23	S24	S25	S26	S27	S28
Q_0	150	133	132	130	122	119	127	201
Q_{45}	154	136	123	132	124	122	125	201
Q_{180}	149	140	131	130	127	117	127	197
f_0 [MHz]	365,02	232,71	160,82	113,69	81,73	60,03	43,09	22,16
f_{45} [MHz]	357,10	231,65	160,82	113,59	81,40	59,84	42,98	22,11
f_{180} [MHz]	364,25	231,58	160,52	113,52	81,44	59,89	43,20	22,13

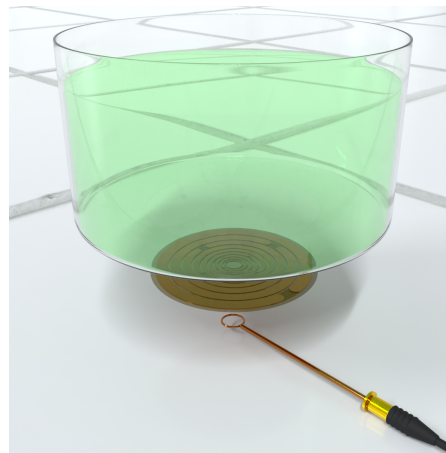
Tableau 3.12 – Facteurs de qualité et fréquences de résonances mesurés lorsque les STLR sont agencés avec différents angles 0° , 45° , 180° .

3.4 Le WMFR pour la caractérisation de milieux

Le système de caractérisation mis en œuvre est présenté figure 3.15. Dans son concept, ce système reprend les mêmes éléments que dans la partie 2.3.3 page 58. Comme précédemment, une sonde unique d'émission/réception est positionnée proche du capteur WMFR. Elle est reliée à un analyseur de réseau vectoriel de telle sorte à mesurer, dans une large bande de fréquence, les variations de son impédance, Z_{mes} , induites par un milieu placé à proximité du capteur.



(a) Photo du WMFR-8 placé sous un cristallin accueillant le milieu diélectrique à caractériser



(b) WMFR-8 chargé par un milieu diélectrique placé dans un cristallin

Figure 3.15 – Exemple de banc expérimental utilisant le WMFR à huit résonances.

En présence du milieu le système complet peut être modélisé par le circuit électrique équivalent représenté figure 3.16.

Ce schéma équivalent regroupe les interactions magnétiques et électriques prenant place entre les différents éléments mis en relation, à savoir le WMFR et ses différents

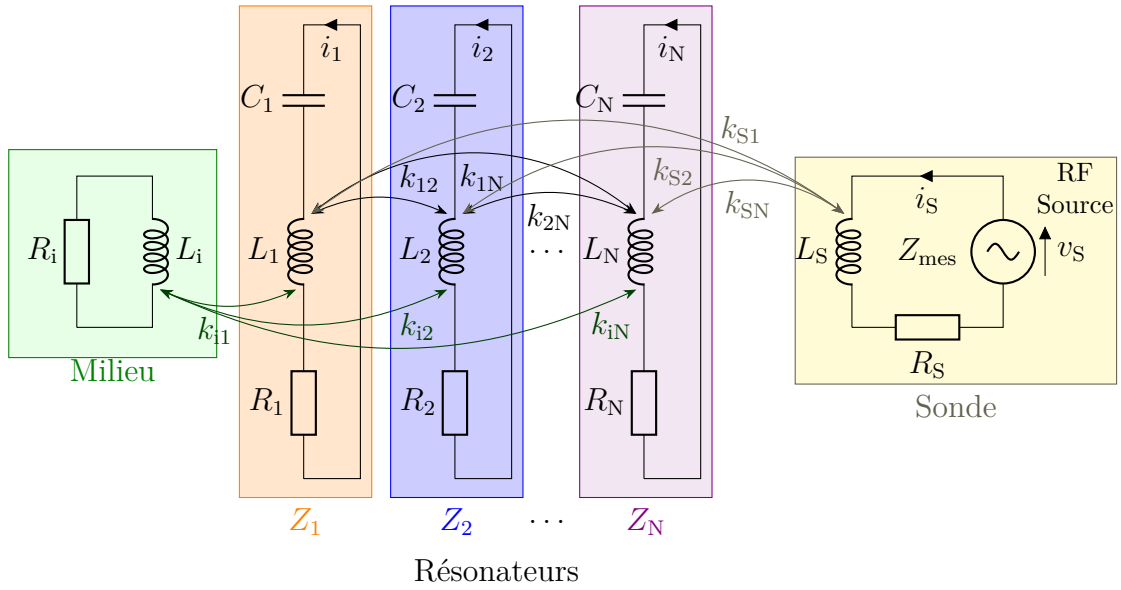


Figure 3.16 – Schéma électrique équivalent du WMFR chargé par le milieu à caractériser.

STLR constitutifs, la spire d'excitation (sonde) connectée au VNA, et le milieu, lui-même modélisé par une impédance complexe R_i , L_i . Comme dans le cas d'un TLR interagissant avec un milieu diélectrique, on peut faire l'hypothèse simplificatrice que la sonde de contrôle n'est pas couplée directement avec le milieu [138]. En revanche, chaque STLR du WMFR est couplé avec le milieu à travers les coefficients de couplages k_{mn} , et aux autres STLR et avec la spire d'excitation. De même que pour un TLR monofréquence, le couplage entre chaque STLR et le milieu peut se modéliser par une impédance complexe Z_{i_n} « induite » dans le milieu, et qui vient s'ajouter à l'impédance propre composée des éléments R_n , L_n , C_n , dans la maille relative à chaque STLR n , avec $n \in \{1, 2, \dots, N\}$. Les coefficients de couplages k_{i_n} représentent les couplages inductifs de chacun des N STLR avec le milieu sont alors intégrés aux paramètres R_{i_n} et L_{i_n} , comme on le fait pour simplifier le modèle dans le cas de TLR simples pour la caractérisation de milieux diélectriques [117]. Ici, la particularité est que chaque STLR chargé par le milieu voit son modèle électrique équivalent enrichi d'une impédance induite composée des R_{i_n} et L_{i_n} , qui est différente pour chaque STLR n , compte tenu de leur différentes résonances et géométries.

Dans ce cadre, la matrice exprimant l'ensemble des couplages s'écrit selon :

$$\begin{bmatrix} Z_S & j\omega M_{S1} & \dots & j\omega M_{SN} \\ j\omega M_{1S} & Z_1 + Z_{i1} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ j\omega M_{NS} & j\omega M_{N1} & \dots & Z_N + Z_{iN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_1 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

avec $M_{mn} = M_{nm}$ et $M_{mn} = k_{nm}\sqrt{L_m L_n}$ pour $m \neq n$ et

$$Z_n + Z_{i_n} = R_n + R_{i_n} + j2\pi f(L_n + L_{i_n}) + \frac{1}{j2\pi f C_n}$$

Il est possible d'extraire l'impédance Z_{mes} par inversion de ce système matriciel, à toutes les fréquences de la gamme considérée. Par ailleurs, si l'on se focalise dans une bande de fréquence étroite B_n , centrée autour de la fréquence de résonance de la $n^{\text{ème}}$ branche constitutive du WMFR, on peut exprimer facilement l'impédance "vue" de la sonde d'émission / réception, en ne prenant en compte que la branche « active » dans cette bande de fréquence. L'impédance Z_{mes} dans la bande B_n s'exprime alors selon :

$$Z_{mes} - Z_S = \frac{C_n k_{S_n}^2 L_S L_n j(2\pi f)^3}{1 + C_n(R_n + R_{i_n})j2\pi f + C_n(L_n + L_{i_n})(j2\pi f)^2} \quad (3.5)$$

Sur le plan pratique, les paramètres du milieu R_{i_n} et L_{i_n} induits dans chaque branche peuvent être estimés, dans chaque bande de fréquences B_n à l'aide d'un algorithme d'ajustement complexe, après avoir déterminé les éléments intrinsèques Z_S et R_n , L_n , et C_n par une mesure respectivement de la sonde seule et avec le WMFR à vide. La procédure devient alors identique à celle effectuée pour la mesure avec un TLR monofréquence.

D'après ce que nous avons évoqué pour le TLR seul (parties 2.3.2 page 55 et 2.3.3 page 58), ces éléments induits sont liés à la permittivité complexe du milieu environnant aux fréquences considérées. Par extension, dans le cas du WMFR, l'extraction de l'impédance induite aux N fréquences de résonance, à l'aide de l'équation (3.5) permettrait d'en déduire des informations sur les paramètres du milieu, à autant de fréquences d'analyse qu'il y a de résonateurs dans le WMFR. C'est ce que nous allons vérifier par la suite.

3.4.1 Exemples de caractérisations sans contact de milieux homogènes par le WMFR

Dans un premier temps, les WMFR-4 et WMFR-8 sont mis tour à tour à proximité de milieux homogènes pour valider le concept d'extraction des paramètres à chaque fréquence.

Nous utilisons à nouveau des solutions salines peu conductrices (eau déionisée + NaCl) et des solutions dont la constante diélectrique évolue significativement en fonction des concentrations (eau déionisée/éthanol) comme milieux diélectriques de référence. Les concentrations choisies sont données dans les tableaux 3.13 et

3.15. Ces solutions, simples à mettre en œuvre, présentent l'avantage d'avoir des propriétés électriques connues et tabulées à température ambiante. Chacune de ces solutions, de volume constant (700 mL), est placée tour à tour dans un cristalliseur en verre, de dimensions $13,8 \text{ cm} \times 7,5 \text{ cm}$ figure 3.15a. Pour chaque solution, cinq mesures de Z_{mes} sont effectuées autour des résonances du WMFR afin d'extraire R_{i_n} et L_{i_n} aux différentes fréquences de résonance. On choisit de présenter dans ce chapitre le résultat des mesures obtenues avec le WMFR-8 dans la mesure où celui-ci présente les couplages inter-STLR les plus importants. Les résultats avec le WMFR-4 sont présentés en annexe B page 181.

Si pour tous ces fluides, les variations de la résistance induite R_{i_n} et de l'inductance induite L_{i_n} sont corrélées respectivement aux variations de conductivité et de permittivité, on validera alors que le capteur multifréquence WMFR reste pertinent pour caractériser sans contact les propriétés diélectriques de milieux homogènes.

3.4.1.1 Validation de la mesure multifréquence de conductivité

La conductivité σ correspondante aux différentes concentrations salines est donnée dans le tableau 3.13. Ces solutions sont connues pour avoir, dans les concentrations considérées, une permittivité relative ϵ_r constante autour de 80.

[NaCl] en $[\text{mol}, \text{m}^{-3}]$	33,9	63,0	87,9	109	128	143	157	168
σ en $[\text{S}/\text{m}]$	0,42	0,79	1,1	1,4	1,6	1,8	2,0	2,1

Tableau 3.13 – Concentration [NaCl] et conductivité théorique σ associée aux solutions de NaCl pour l'étude du WMFR-8 [191].

La figure 3.17 montre les estimations des résistances induites R_{i_n} par les mesures avec le capteur WMFR-8, en fonction de la conductivité des solutions de NaCl considérées. On remarque que la variation de R_{i_n} est linéaire en fonction de la conductivité, avec un R^2 élevé. Le tableau 3.14 donne les paramètres d'ajustement pour chaque fréquence de résonance. La figure 3.18 montre les estimations des inductances induites L_{i_n} , en fonction de la conductivité des solutions de NaCl considérées, en conservant la même dynamique que dans le cas des solutions eau / éthanol. Nous observons donc pour chacun des STLR des comportements très comparables à ceux obtenus avec un TLR seul, que nous avons discutés dans le chapitre précédent au paragraphe 2.3.3 page 58, les facteurs de pertes variants

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

ici entre 0,3 et 19,4 selon le STLR considéré. Nous en concluons que la mesure de conductivité du milieu à chacune des fréquences de résonance du WMFR est tout à fait envisageable à partir des paramètres R_{i_n} .

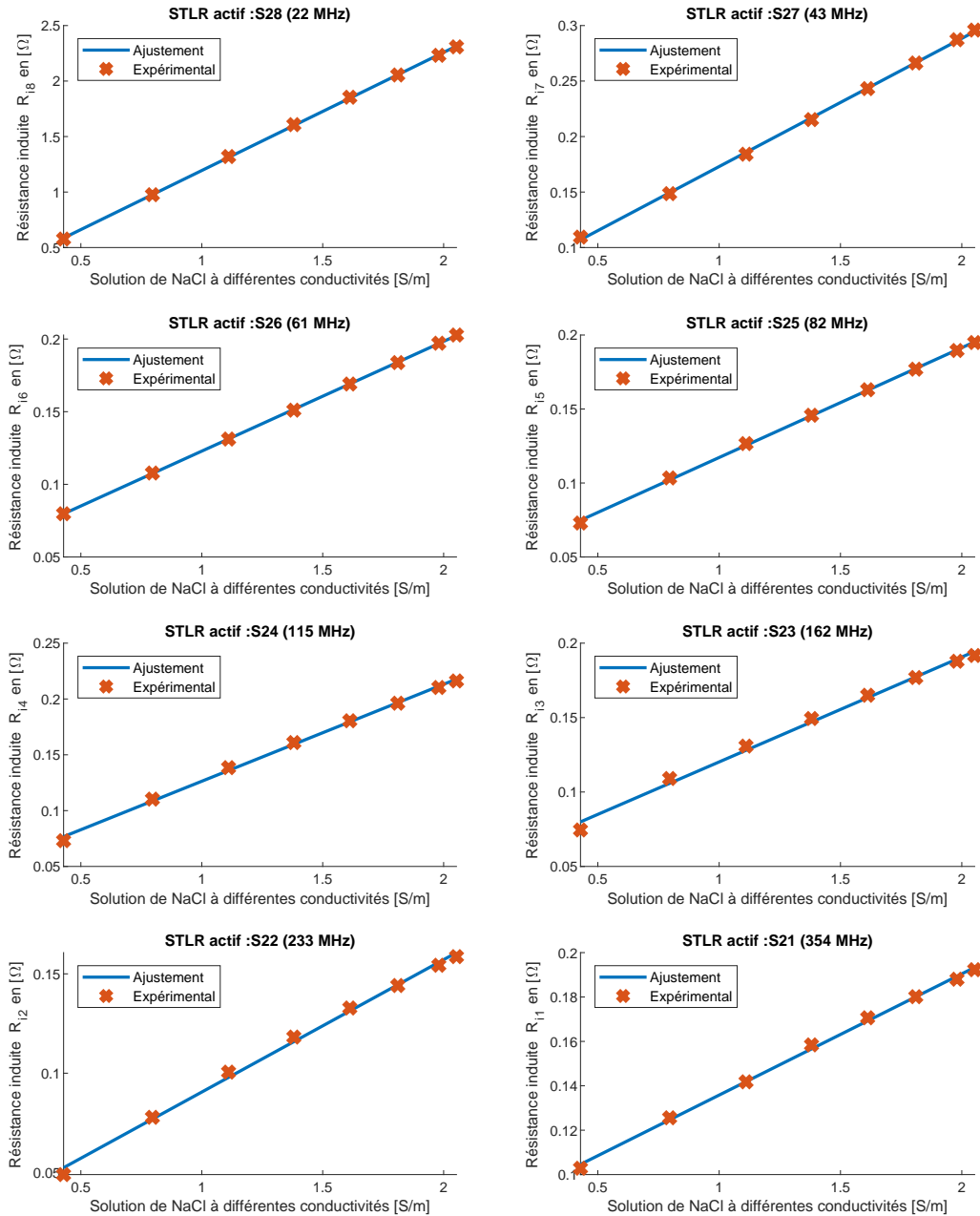


Figure 3.17 – Résistances induites en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 1%.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

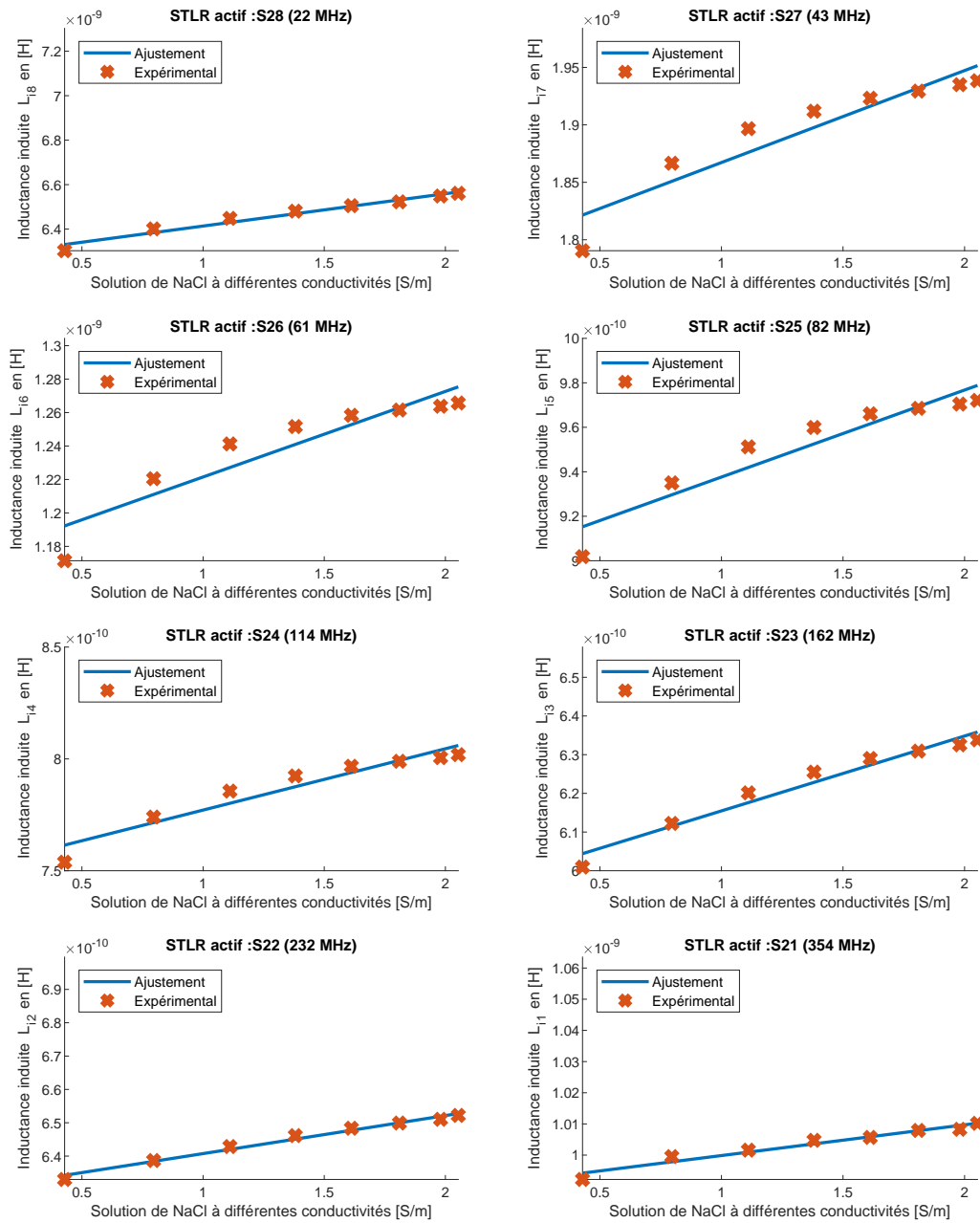


Figure 3.18 – Inductances induites en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 3%.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

f_E	22	43	61	82	115	162	233	355
R^2	0,9999	0,9995	0,9999	0,9994	0,9983	0,9944	0,9968	0,9983
Pente	106,5	11,55	7,554	7,422	8,685	7,048	6,663	5,462
Origine	12,94	5,75	4,732	4,301	3,947	4,973	2,388	8,12

Tableau 3.14 – Récapitulatif de l'ajustement linéaire des R_{i_n} autour de chacune des huit résonances, avec f_E en [MHz], origine ($\times 10^{-2}$) en [Ω] et pente ($\times 10^{-2}$) en [$\Omega/S/m$].

3.4.1.2 Validation de la mesure multifréquence de la permittivité relative

Pour étudier la sensibilité du WMFR aux variations de la permittivité relative des milieux, nous utilisons des solutions de mélange eau / éthanol, dont les propriétés sont résumées dans le tableau 3.15. La permittivité relative, ϵ_r varie en fonction de la concentration d'éthanol. La conductivité σ est en revanche constante et très faible. On considèrera $\sigma \approx 0 S/m$.

[éthanol] en [% du vol]	14,3	26,5	37,0	46,0	53,7	60,3	66,0	70,9
ϵ_r	72,1	64,7	58,3	52,9	48,3	44,5	41,3	38,6

Tableau 3.15 – Concentration en volume [éthanol] et permittivité relative tabulée ϵ_r associées aux solutions d'éthanol pour WMFR-8 d'après la relation de [192].

La figure 3.19 présente les variations mesurées de l'inductance induite L_{i_n} . La figure 3.20 montre les estimations de la résistance induite R_{i_n} par les mesures avec le capteur WMFR-8, en fonction de la permittivité relative des solutions d'éthanol considérées.

Comme précédemment nous pouvons remarquer que les valeurs de L_{i_n} sont linéaires en fonction de la permittivité relative du milieu quelle que soit la fréquence considérée, avec un R^2 élevé. Le tableau 3.16 précise les paramètres d'ajustement linéaire. De plus, les R_{i_n} sont quasiment constants et ont été représentés en conservant la même dynamique que dans le cas des solutions salines pour visualiser plus facilement les ordres de grandeurs. Compte tenu des fréquences d'analyse et des milieux investigués, les facteurs de pertes mis en jeu ici varient entre 0,07 à 2,2. Nous pouvons donc conclure de l'ensemble de ces résultats que chaque STLR du WMFR fonctionne de manière identique à un TLR seul pour l'estimation des permittivités relatives du milieu. Le WMFR est donc bien adapté à la caractérisation de la permittivité relative multifréquence des milieux.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

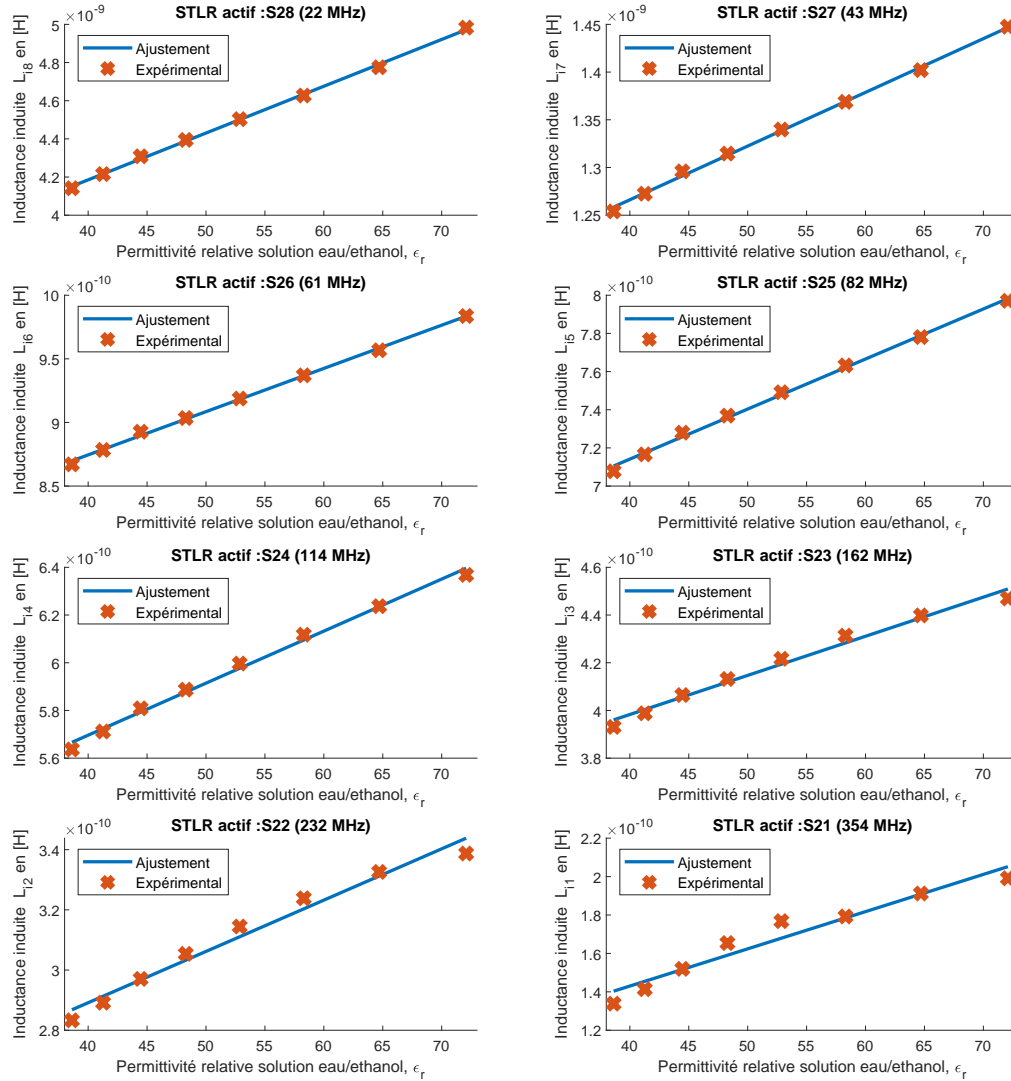


Figure 3.19 – Inductances induites en fonction de la permittivité relative de solution aqueuse d'éthanol pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 0,1 %.

f_E	22	43	61	82	115	162	233	355
R^2	0,9987	0,9981	0,9981	0,9971	0,9935	0,9831	0,9746	0,9440
Pente	24,5	5,63	3,40	2,62	2,18	1,64	1,70	1,94
Origine	32,05	10,4	7,39	6,09	4,82	3,33	2,21	0,66

Tableau 3.16 – Récapitulatif des ajustements linéaires des L_{i_n} autour de chacune des huit résonances, avec f_E [MHz], pente ($\times 10^{-12}$) en [H] et origine ($\times 10^{-10}$) en [H].

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

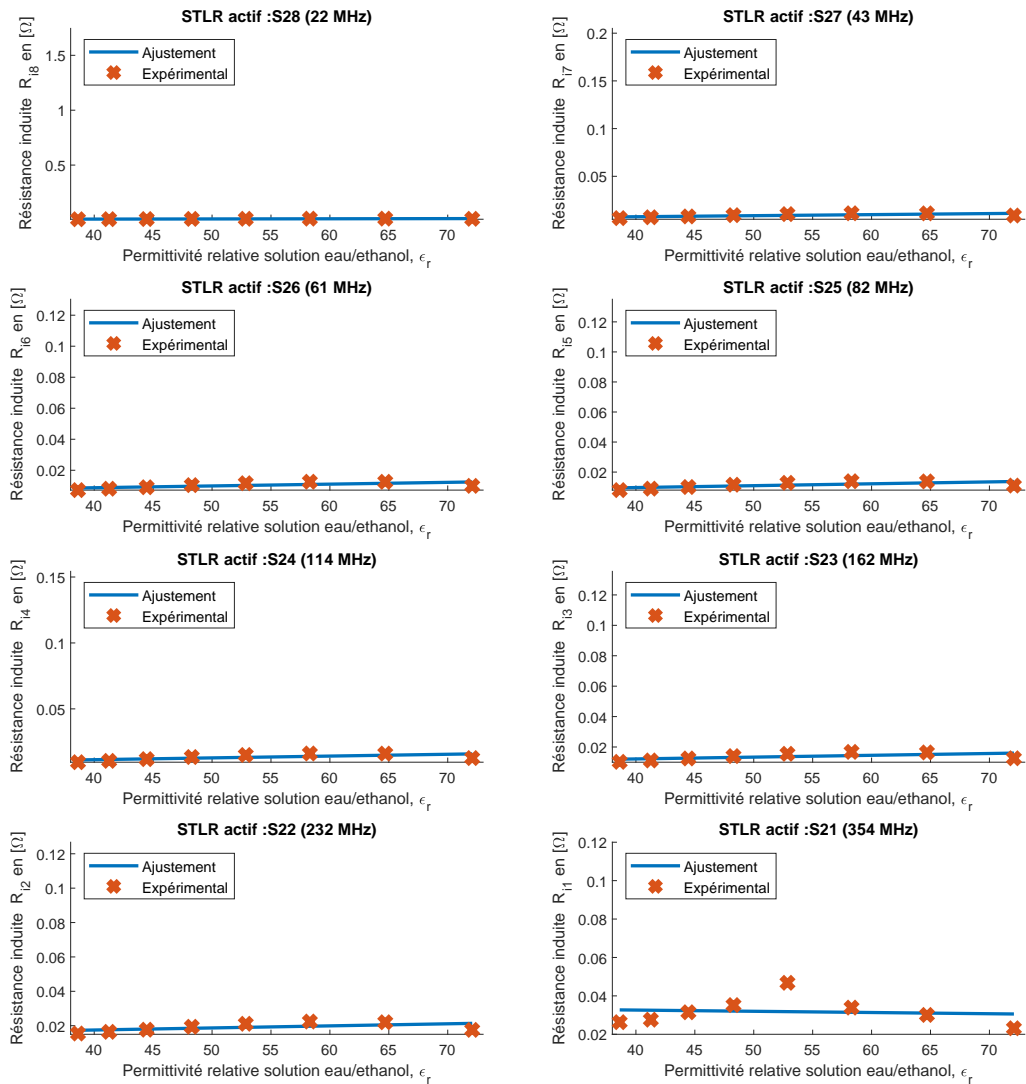


Figure 3.20 – Résistances induites en fonction de la permittivité relative de solution aqueuse d'éthanol pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8 avec un écart entre deux mesures inférieur à 15 %.

3.4.1.3 Bilan sur la validation de l'utilisation du WMFR comme capteur de caractérisation multifréquence sans contact de milieux homogènes

Les résultats présentés précédemment (ainsi que ceux concernant le WMFR-4 présentés en annexe B page 181) montrent que l'architecture WMFR permet de mesurer simultanément les propriétés diélectriques complexes de milieux homogènes à différentes fréquences. Les propriétés de linéarité entre, d'une part, l'évolution des résistances induites R_{i_n} et la conductivité électrique du milieu et, d'autre part, les inductances induites L_{i_n} et la permittivité relative des milieux sont comparables à celles obtenues avec les TLR (partie 2.3.3 page 58 et [140]). Malgré une diminution du coefficient de qualité de chacun des STLR mis en jeu, on montre que les deux capteurs WMFR testés sont suffisamment sensibles pour détecter de faibles variations de conductivité et de permittivité relative dans une gamme intéressante pour l'étude de certains phénomènes biologiques. De plus, les coefficients de corrélation linéaires R^2 obtenus, proches de 1, prouvent que le modèle d'extraction analytique multifréquence présenté dans ce chapitre est valide lorsqu'une seule des deux caractéristiques diélectriques du milieu varie. On peut donc en conclure que, pour chaque fréquence du WMFR, on trouve :

$$\begin{aligned} n \in \{1, 2, \dots, N\}, \quad R_{i_n} &\propto \sigma \quad \text{pour une } \varepsilon_r \text{ donnée} \\ n \in \{1, 2, \dots, N\}, \quad L_{i_n} &\propto \varepsilon_r \quad \text{pour un } \sigma \text{ donné} \end{aligned}$$

Pour un milieu de propriétés diélectriques quelconques, cette relation ne permet pas d'estimer directement et séparément la conductivité à travers les R_{i_n} , et la permittivité relative à travers les L_{i_n} , comme on peut le faire avec un TLR cylindrique (cf équation (2.14) dans le chapitre 2). Pour les TLR planaires, nous avons vu que l'on pouvait se rapprocher de ce fonctionnement à condition de respecter la condition d'un facteur de perte proche de un, ce qui n'est pas nécessairement le cas dans les essais présentés ici. Néanmoins, la richesse des informations multifréquences fournies permettra de construire une solution robuste au problème inverse d'estimation des propriétés diélectriques complexes du milieu, comme évoqué dans [137].

Le découplage fréquentiel rendu possible par l'architecture WMFR, permet de considérer que chaque STLR élémentaire se comporte autour de sa fréquence de résonance comme s'il était seul. Un WMFR à N STLR est donc un dispositif qui permet N analyses simultanées du milieu et devrait enrichir d'autant la caractérisation des propriétés diélectrique du milieu étudié. L'utilisation d'un WMFR

peut s'avérer particulièrement intéressante pour l'analyse des milieux organiques complexes, dans lesquels l'évolution fréquentielle, ou mutiéchelle, est un marqueur pertinent de leur état physico-chimique ou physiopathologique (voir chapitre 1).

3.4.2 Étude de la modification des propriétés diélectriques de milieux complexes

Dans cette partie, l'enjeu est d'évaluer la pertinence du WMFR pour caractériser des milieux complexes et en particulier l'évolution des tissus biologiques. Dans un premier temps, le capteur WMFR-8 est utilisé pour la caractérisation de fluides complexes qui n'évoluent pas dans le temps.

3.4.2.1 Caractérisation de fluides complexes peu évolutifs

Nous présentons ici une étude des variations des paramètres d'intérêt L_{in} et R_{in} extraits de Z_{mes} pour différents milieux complexes non évolutifs est présentée. Le tableau 3.17 synthétise les propriétés diélectriques des milieux utilisés. Compte tenu des structures complexes de ces milieux, ces propriétés sont données sous la forme d'intervalles de valeurs issues de la littérature, celles-ci étant susceptibles de changer selon la fréquence considérée. Les ordres de grandeurs donnés sont issus de [205] pour le fromage blanc (mais qui dans notre cas est très liquide) et [196] pour le mélange eau/gélatine. L'eau déionisée, l'eau salée, l'éthanol pur et le PVC sont également intégrés dans cette étude afin d'avoir des références en conductivité et en permittivité.

	eau salée	eau déionisée	PVC	éthanol	fromage blanc	gélatine/eau	veau
σ [S/m]	1,9	$\simeq 0$	$\simeq 0$	$\simeq 0$	[0,1,1]	[0,1,1]	[0,1,1]
ϵ_r	80	80	2,8	24	[40,80]	[60,80]	$\simeq 60$

Tableau 3.17 – Différents milieux utilisés avec leurs propriétés associées approximatives autour de 100 MHz.

Le banc de mesure expérimental est identique à celui de la section précédente. La température d'étude est régulée à 22°C. L'impédance Z_{mes} est mesurée cinq fois consécutivement autour de chaque pic de résonance. Ces mesures ont été réalisées tour à tour au cours d'une période de plusieurs semaines. Pour s'affranchir des variations environnementales (température, humidité, positionnement du capteur, environnement électromagnétique, etc.) possibles d'une session de mesures à l'autre,

une correction des données du WMFR est proposée. Celle-ci s'effectue de la manière suivante : nous considérons l'un des STLR (le S28 résonnant à 22 MHz) comme un capteur de référence essentiellement sensible à l'environnement, dont nous soustrayons les impédances induites à celles des autres STLR, selon :

$$\begin{aligned} \text{Pour } n \in \{1, \dots, 7\}, \quad R_{i_{\text{corr}n}}(\text{milieu}) &= R_{i_n}(\text{milieu}) - R_{i_8}(\text{milieu}) \\ \text{Pour } n \in \{1, \dots, 7\}, \quad L_{i_{\text{corr}n}}(\text{milieu}) &= L_{i_n}(\text{milieu}) - L_{i_8}(\text{milieu}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Le STLR S28 a été choisi comme le STLR « de compensation », car c'est celui de plus grand diamètre, et donc potentiellement comme celui qui est le plus sensible, par induction, à l'environnement général de la mesure. Cette approche auto-compensatrice du WMFR sera discutée de manière approfondie dans le chapitre 4.

Les valeurs de L_{i_n} et R_{i_n} corrigées extraites des mesures pour chacun des milieux considérés dans le tableau 3.17 sont présentées figure 3.21 et figure 3.22 respectivement.

Concernant l'évolution des inductances induites corrigées $L_{i_{\text{corr}n}}$, nous constatons une évolution de type logarithmique des courbes en fonction de la fréquence quel que soit le milieu étudié. Notons que les valeurs restent quasi-constantes entre 100 MHz et 350 MHz pour les produits de référence, alors que celles-ci continuent de croître pour les fluides complexes. En outre, l'ordre des courbes et des valeurs de $L_{i_{\text{corr}n}}$ sont plutôt conformes aux valeurs des permittivités des produits : très faibles pour le PVC, par ordre croissant l'éthanol puis l'eau et enfin le fromage blanc et la gélatine qui sont des solutions aqueuses complexes contenant des sels et / ou des protéines présentes dans les milieux organiques.

Concernant l'évolution de la résistance induite corrigée, $R_{i_{\text{corr}n}}$, l'ordre des courbes indique clairement que l'eau salée et le fromage blanc ont une conductivité plus élevée conformément à leur concentration en sels. On peut constater aussi que les $R_{i_{\text{corr}n}}$ pour l'eau déionisée et le PVC sont quasi-nuls alors que la gélatine présente des valeurs intermédiaires.

Ces premiers résultats sont encourageants et permettent d'envisager une analyse des propriétés diélectriques des milieux, sans contact et de manière inductive, sur un spectre de fréquences pour des fluides complexes.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

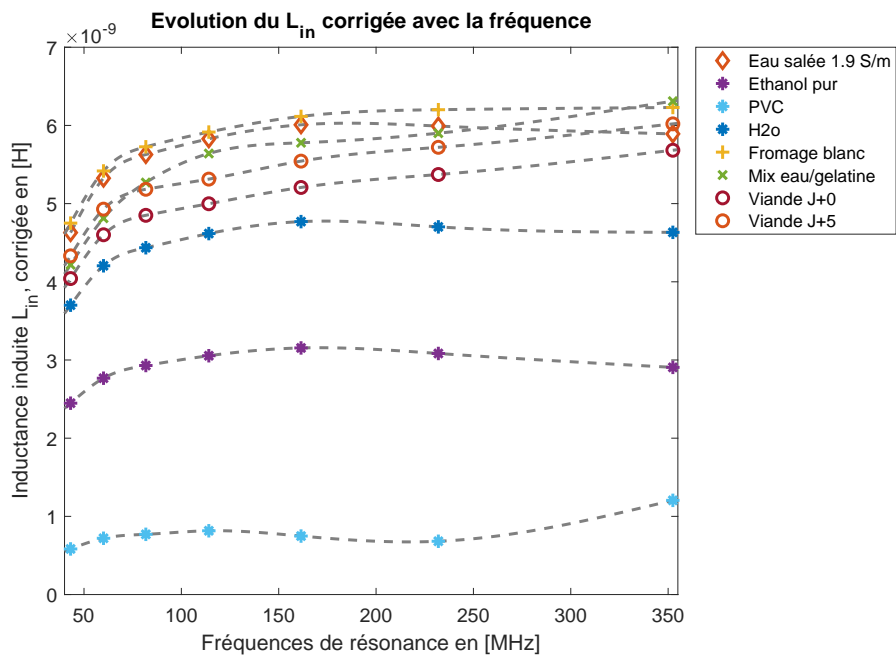


Figure 3.21 – Évolution des L_{in} corrigées en fonction de la fréquence du WMFR-8 pour plusieurs milieux présentés tableau 3.17 avec un écart entre deux mesures inférieur à 1,2%.

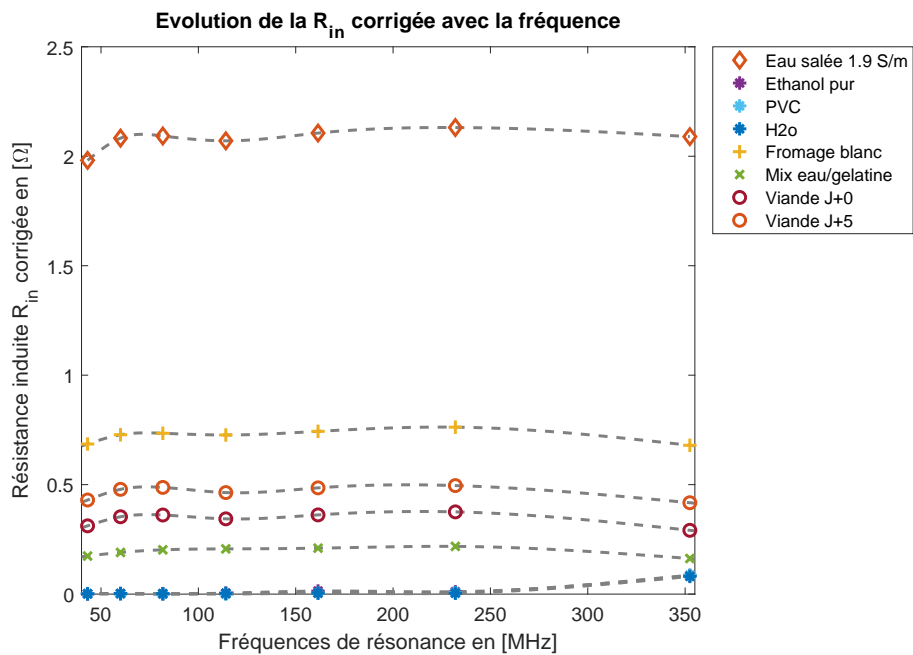


Figure 3.22 – Évolution des R_{in} corrigées en fonction de la fréquence du WMFR-8 pour plusieurs milieux présentés tableau 3.17 avec un écart entre deux mesures inférieur à 4%.

3.4.2.2 Suivi des propriétés diélectriques des tissus biologiques : exemple de la décomposition d'une tranche de viande de veau

Afin d'évaluer la capacité de notre système à suivre l'évolution des propriétés diélectriques des tissus biologiques, le WMFR-8 est utilisé pour étudier la décomposition d'un steak de veau de 15 cm de long, 2 cm d'épaisseur et 7 cm de large. Ces dimensions sont choisies pour correspondre au mieux aux conditions de remplissage précédentes avec le cristalliseur. Ce steak a donc été placé dans le cristalliseur pour maintenir les mêmes conditions expérimentales que précédemment (figure 3.15 page 96). L'impédance Z_{mes} a été mesurée cinq fois consécutivement à quatre dates distinctes : jour d'achat (J0), premier jour (J1), deuxième jour (J2) et cinquième jour (J5). Le steak a été conservé dans un environnement contrôlé à la température de 22°C. Le cinquième jour étant le jour pour lequel le steak était en décomposition avancée, visible à l'œil nu (présence de liquide, changement de forme et de couleur), l'analyse n'a pas été prolongée au-delà de cinq jours¹.

À chacune des quatre sessions de mesure (J0, J1, J2, J5), la correction de l'équation (3.6) est appliquée pour s'affranchir de l'influence des paramètres de mesure extérieurs. Les mesures de L_{in} et de R_{in} corrigées sont présentées figures 3.23a et 3.23b. Dans ces figures, nous choisissons de représenter l'axe des ordonnées en échelle logarithmique pour une meilleure visibilité des évolutions des paramètres au cours du temps.

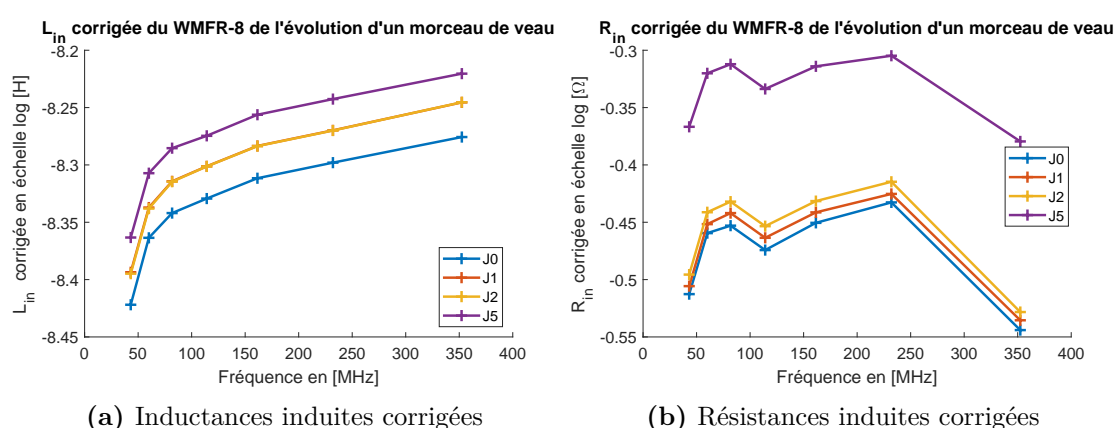


Figure 3.23 – Étude de la décomposition d'un morceau de veau avec l'extraction des paramètres d'intérêt du WMFR-8 R_{in} et L_{in} corrigées, en échelle logarithmique, en fonction de la fréquence, avec un écart entre deux mesures inférieur à 2% et 1% respectivement, pour chaque jour.

1. Cette limite s'est en effet avérée constituer le seuil de tolérance maximum pour le manipulateur et son entourage direct

Ces deux figures nous permettent de visualiser l'évolution des deux séries de paramètres d'intérêt R_{i_n} et L_{i_n} , en fonction de la fréquence. Comme on peut le voir, les propriétés diélectriques complexes du steak de veau varient en fonction de leur état de décomposition. En effet, les inductances induites L_{i_n} augmentent significativement au cours du temps. On note néanmoins qu'entre l'état frais à J0 et l'état en décomposition à J5, l'évolution de permittivité n'est pas suffisante pour que nous puissions la détecter : les données de J0 à J2 sont quasiment confondues. En revanche, pour les résistances induites R_{i_n} , l'évolution de conductivité est mesurable quel que soit l'état de d'avancement de la décomposition. On remarque une évolution très nette à J5 signature d'une décomposition avancée. Même si l'allure de la courbe de R_{i_n} en fonction de la fréquence est difficile à expliquer à ce stade, on peut noter qu'elle est reproductible au cours du temps, ce qui exclue un effet purement instrumental. L'évolution de R_{i_n} peut en effet dépendre de plusieurs phénomènes simultanés dont des restructurations fibrillaires des tissus et une diminution de la quantité d'eau modifiant les propriétés de conduction des liquides piégés dans le steak.

Par ailleurs, pour les fréquences d'analyse considérées, les valeurs des paramètres R_{i_n} et L_{i_n} relatifs à la viande de veau, que nous avons présentés dans les figures 3.22 et 3.21, sont proches des valeurs obtenues pour les solutions salines et le fromage blanc. Cela signifie que les ordres de grandeur des valeurs de conductivité et de permittivité relative mesurées pour la viande de veau sont proches de celles de ces deux milieux. Ceci est cohérent avec la littérature, qui indique que σ est compris entre 0,1 et 1 S/m et ε_r est autour de 60 pour un muscle [23]. Ceci confirme la pertinence du WMFR pour estimer les propriétés diélectrique de milieux complexes organiques et leur évolution.

3.4.2.3 Suivi des tissus biologiques par le facteur de perte diélectrique

Le rapport σ sur ε_r étant relié à l'angle de perte, comme nous le présentions au chapitre 1 (équation (1.3)), il peut être intéressant de former un rapport équivalent à partir des paramètres fournis par le WMFR, R_{i_n} et L_{i_n} . En effet, nous avons formé l'hypothèse selon laquelle les variations de ces paramètres sont respectivement représentatives des variations des grandeurs σ et ε_r . Selon ces hypothèses, le rapport ρ_n défini ci-dessous est représentatif du facteur de perte à la fréquence de résonance du STLR $S2n$:

$$\frac{R_{i_n}}{2\pi f L_{i_n}} = \rho_n \quad (3.7)$$

En effet, la division de R_{i_n} par L_{i_n} dans la construction du rapport ρ_n , produit, pour chaque fréquence utilisée, un effet de normalisation permettant de s'affranchir des paramètres géométriques et expérimentaux propres à chaque STLR. Ici, ces rapports ρ_n sont calculés à partir des R_{i_n} et L_{i_n} corrigées que nous avons représentés dans la figure 3.24a pour tous les milieux. Il est intéressant de remarquer que pour les milieux homogènes (eau pure, PVC, éthanol pur), le rapport évolue peu en fonction de la fréquence. Nous pouvons en déduire que dans la gamme de fréquence considérée, l'analyse multifréquence est peu informative pour ces milieux « homogènes ». En revanche, pour les milieux plus complexes (eau salée, mélange eau / gélatine, fromage blanc, viande de veau), nous remarquons des évolutions notables des rapports ρ_n , d'autant plus marquées que le milieu est complexe (viande, fromage blanc). De plus l'évolution de la décomposition du veau se retrouve bien placée entre la courbe du fromage blanc et du mélange eau/gélatine ce qui est cohérent avec les données du tableau 3.17. Qualitativement, nous pouvons en conclure que le WMFR est bien adapté pour la caractérisation multiéchelle des milieux complexes, à la fois pour en distinguer la nature, mais aussi pour en suivre l'évolution.

Par ailleurs, nous avons souhaité vérifier quantitativement que les évolutions des paramètres ρ_n avec la fréquence d'analyse est cohérente. Pour cela, nous considérons les paramètres ρ_n obtenus avec le WMFR-8 pour deux solutions salines (de conductivité 1,9 S/m et 4,1 S/m, mesurées au conductimètre). Nous les comparons avec le l'angle de perte $\tan(\delta)$ fourni en littérature pour une solution saline de conductivité 4 S/m, dans la même gamme de fréquence [206]. Les résultats de cette comparaison sont présentés figure 3.24b. Nous observons une évolution entre les rapports ρ_n et le facteur de perte de la littérature qui suivent des tendances similaires. Par ailleurs, les valeurs absolues de ces paramètres dans les hautes fréquences sont très similaires. Pour les basses fréquences, les valeurs absolues sont assez différentes, mais les ordres de grandeurs restent équivalents, d'autant que les conductivités ont été mesurées au conductimètre en statique, ce qui ne permet pas en toute rigueur de trouver des valeurs parfaitement comparables. Malgré les imperfections de cette validation, nous pouvons tout de même conclure que les ordres de grandeurs des valeurs trouvées apparaissent cohérents.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté un nouveau capteur inductif multifréquence, le WMFR, dédié à la caractérisation des propriétés diélectriques complexes radiofréquence. Ce

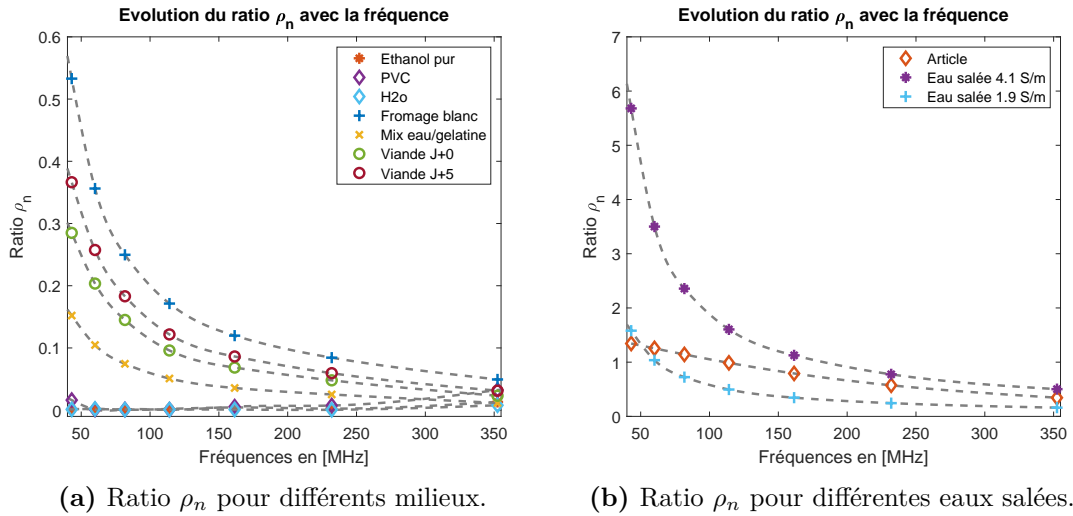


Figure 3.24 – Évolution du ratio ρ_n pour les différents milieux considérés.

capteur WMFR est un résonateur à fort facteur de qualité rayonnant simultanément un champ magnétique intense à plusieurs fréquences de résonances. Son architecture multi-STLR concentrique garantit une utilisation en émission/réception par induction à l'aide d'une sonde unique. Le capteur a été étudié semi-analytiquement et par éléments finis afin de vérifier l'impact du couplage capacitif et inductif entre les STLR constitutifs, pour deux configurations, l'une avec un faible couplage, l'autre avec un fort couplages inter-STLR. Nous avons pu montrer que même si l'écart inter-STLR était réduit pour maximiser le nombre de fréquences d'investigation, chaque STLR élémentaire était suffisamment bien découplé fréquentiellement pour que le WMFR puisse être comme capteur multifréquence monolithique.

Grâce à un modèle électrique équivalent spécifique, il a également été montré qu'il était possible de suivre les propriétés diélectriques complexes de différents milieux. Les résultats obtenus sur des fluides homogènes de conductivité et de permittivité connues, sur des fluides complexes, puis sur des tissus biologiques issus de muscles de veau, dont il a été possible de suivre l'évolution au cours du temps durant la décomposition. L'ensemble des résultats obtenus permettent de valider i) le principe de fonctionnement du capteur multifréquence, ii) la faisabilité de sa mise en œuvre instrumentale à l'aide d'une seule voie de mesure par découpage fréquentiel, et iii) la pertinence de son utilisation inductive et sans contact, pour opérer une analyse multiéchelle des milieux diélectriques, en vue de remonter à la nature diélectrique des milieux et suivre leur évolution.

Dans le chapitre suivant, nous souhaitons investiguer la capacité du WMFR à détecter et localiser des contrastes diélectriques locaux dans un milieu d'investigation,

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

afin de juger de la possibilité pour ce capteur d'être utilisé pour remonter à une cartographie de propriétés diélectriques d'organes.

3. Développement d'un nouveau capteur inductif multirésonant : le WMFR

4

Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

4.1	Introduction	117
4.2	Le WMFR-8 pour détecter/localiser un contraste diélectrique local dans un milieu d'investigation	118
4.2.1	Système instrumental et représentation des cartographies expérimentales	118
4.2.2	Détection de l'objet métallique de référence	120
4.2.3	Détection d'une sphère diélectrique (solution saline)	123
4.2.4	Profondeurs de détection du WMFR en fonction du contraste diélectrique de l'objet à détecter	129
4.2.5	Bilan sur la détection des contrastes diélectriques locaux	135
4.3	Le WMFR-4 pour détecter/localiser un contraste diélectrique local dans un milieu diélectrique	136
4.3.1	Système instrumental	136
4.3.2	Détection et profondeurs de détection	136
4.4	Faisabilité instrumentale de l'exploitation simultanée de plusieurs WMFR	140
4.4.1	Système instrumental à deux WMFR	140
4.4.2	Résultats expérimentaux	141
4.4.2.1	Détection de l'objet métallique	142
4.4.2.2	Détection de la sphère diélectrique	145
4.5	Caractérisation des propriétés diélectriques d'un milieu stratifié avec un WMFR	148
4.6	Auto-compensation de l'influence de paramètres environnementaux avec un WMFR : exemple de la température	152
4.7	Conclusion	159

4. Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

4.1 Introduction

Nous avons montré dans le chapitre précédent tout le bénéfice de l'usage du capteur WMFR pour la caractérisation multifréquence de milieux diélectriques « homogènes », afin de tendre vers une caractérisation spectrométrique, ou multiéchelle. Dans ce chapitre, nous souhaitons plus particulièrement nous attacher à explorer la pertinence du WMFR pour la détection de contrastes locaux de la permittivité complexe du milieu d'investigation, dans un objectif de développement d'une approche tomographique. Sans aller jusqu'à la construction d'un démonstrateur d'imagerie tomographique, qui devra faire l'objet de travaux ultérieurs, nous souhaitons ici donner les premiers éléments qui permettront de conclure sur la pertinence d'un tel projet.

Ainsi, dans une première partie, nous étudions la détection par un capteur WMFR-8 d'un contraste diélectrique local induit par la présence d'une sphère diélectrique. Nous quantifions les performances obtenues par rapport à la détection par TLR, et discuterons des bénéfices apportés par le WMFR. Dans une deuxième partie, nous utilisons un WMFR-4 pour la détection d'un contraste diélectrique local et quantifions ses capacités de détection d'un contraste. Dans une troisième partie, nous étudions la faisabilité de l'utilisation de deux WMFR de manière simultanée à l'aide d'une seule voie de mesure, en vue du développement d'un système d'imagerie multicapteurs monovoie. Dans une quatrième partie, nous explorons l'utilisation d'un WMFR pour la caractérisation d'un milieu stratifié afin de rapprocher progressivement notre étude de la caractérisation de la structure complexe d'un sein. Enfin, nous exploiterons la constitution intrinsèquement multiéléments du WMFR, pour explorer des possibilités d'auto-compensation du capteur vis-à-vis de paramètres d'influence environnementaux tels que les effets de dérives en température.

4.2 Le WMFR-8 pour détecter/localiser un contraste diélectrique local dans un milieu d'investigation

En premier lieu, nous mettons en œuvre un WMFR-8 au sein d'un banc de caractérisation robotisé très proche de celui présenté au chapitre 2 (partie 2.4 page 62), et destiné à la détection d'un contraste local de propriétés diélectriques. L'objectif est de quantifier la capacité du WMFR à détecter / localiser une sphère diélectrique dans un environnement homogène, et d'identifier la zone de détection du WMFR.

4.2.1 Système instrumental et représentation des cartographies expérimentales

Le banc instrumental utilisé est présenté figure 4.1. Il est composé d'un bac d'analyse dans lequel se déplace un « objet à détecter » présentant un contraste diélectrique avec le milieu environnant - dont le déplacement est assuré par un bras robotisé piloté - et d'un capteur WMFR-8 placé contre la paroi externe du bac, couplé inductivement à une sonde RF d'émission/réception connectée au VNA. L'ensemble est placé dans une pièce dont la température est régulée à 22 °C.

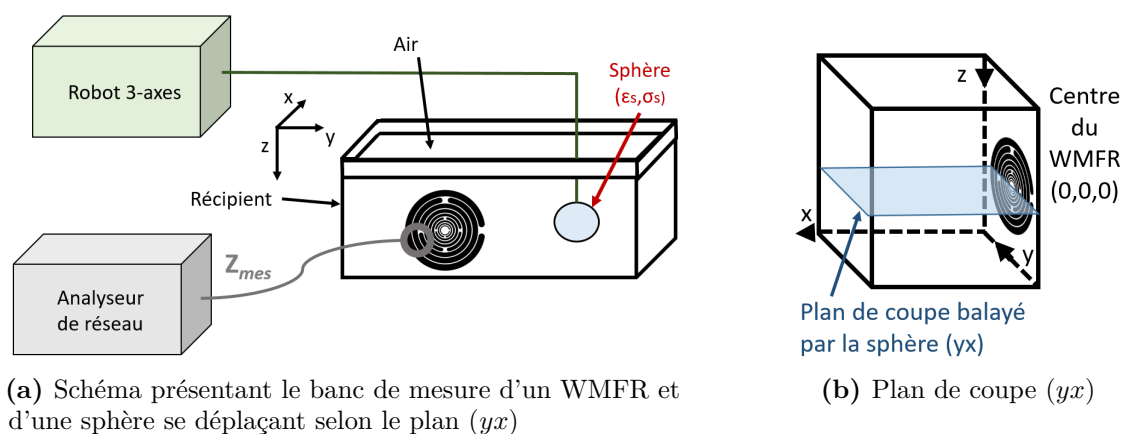


Figure 4.1 – Banc expérimental exploitant le WMFR à huit résonances.

Le bac est un récipient en verre de 2 mm d'épaisseur, de dimensions 18 cm x 23 cm x 9 cm. L'objet diélectrique considéré est une sphère composée d'une enveloppe en polymère TPU 95A de 1,5 cm de diamètre, remplie tour à tour de différentes solutions salines de conductivités, σ_s , associées 0,5 S/m, 1,5 S/m et 5,7 S/m et de permittivité relative $\epsilon_s \simeq 80$; un second objet à détecter est également considéré ici pour constituer une référence de détection. Il s'agit d'un cylindre très conducteur, fabriqué en Duralumin [207] de dimensions 1,7 cm de diamètre et 6 mm de hauteur,

et de conductivité proche de 10^6 S/m. La sonde d'émission/réception est inchangée, il s'agit d'une bobine circulaire filiforme de rayon 0,7 cm, de fréquence de résonance propre de 400 MHz qui est placée à 0,6 cm du résonateur. Enfin, le résonateur WMFR utilisé dans cette partie est le WMFR-8 présenté au chapitre précédent, et dont nous rappelons quelques caractéristiques utiles dans le tableau 4.1.

STLR	S28	S27	S26	S25	S24	S23	S22	S21
f_E [MHz]	22	43	60	82	114	162	233	358
r_{int} [cm]	3,75	3,05	2,45	1,95	1,55	1,20	0,90	0,65
r_{ext} [cm]	4,45	3,65	2,95	2,35	1,85	1,45	1,1	0,8

Tableau 4.1 – Récapitulatif des fréquences de résonance du WMFR-8 et des rayons respectifs des STLR composant le WMFR-8.

Dans le cadre de ces expérimentations, l'objet à détecter est déplacé dans un plan (yx) perpendiculaire au plan du résonateur (figure 4.1), centré en $(0,0)$, avec une gamme d'exploration maximale de $[-7,7]$ cm selon y et de $[0,8]$ cm selon x , avec un pas de 0,5 cm. Ce plan de représentation est choisi afin de quantifier à la fois la capacité de détection du WMFR dans son plan de référence, et dans la profondeur du milieu investigué (selon x). Enfin, ce plan d'analyse permet d'estimer le volume d'investigation du WMFR, par symétrie de révolution du plan d'analyse autour de l'axe x . À chaque position de l'objet dans ce plan d'investigation (yx) , trois mesures sont systématiquement effectuées autour de chacune des résonances du WMFR-8 et les 16 paramètres d'intérêt associés, L_{i_n} et R_{i_n} pour $n \in [1,8]$, sont extraits comme explicité dans les parties 2.3.2 page 55 et 3.4 page 96.

Avec le banc développé et la procédure de mesure choisie, la durée d'acquisition d'une cartographie complète est importante (jusqu'à 48 heures). En conséquence, le temps écoulé entre deux différents points de mesure de la cartographie peut s'avérer suffisamment important pour que des dérives liées aux variations de l'environnement sur un temps long deviennent visibles. Pour en minimiser les effets, nous procédons, à la fin de chaque ligne d'acquisition selon l'axe y , à un « rafraichissement » de l'estimation des paramètres à vide du WMFR : après déplacement de l'objet à détecter hors de la zone d'investigation du résonateur, ces paramètres à vide sont ré-estimés, puis injectés dans le modèle d'extraction des L_{i_n} et R_{i_n} pour toutes les mesures suivantes effectuées en présence de l'objet. Par ailleurs, nous opérons une suppression d'arrière-plan sur les cartographies acquises, avec la même procédure que celle utilisée dans le chapitre 2, partie 2.4 page 62.

Pour visualiser et comparer les cartographies obtenues au cours des différentes expériences que nous avons menées, nous choisissons d'effectuer une interpolation 2D par lissage de spline [193] afin d'augmenter artificiellement la résolution spatiale d'un facteur 10 (celle-ci présente donc un pas de 0,5 mm). De plus, pour faciliter la comparaison, ces cartographies interpolées seront représentées de manière synthétique sous formes de courbes de niveaux. Nous choisissons arbitrairement de segmenter les cartographies selon 40 courbes de niveaux, distribuées de manière linéaire sur toute la dynamique d'amplitude des cartographies. Les cartographies résultantes pourront être considérées comme un diagramme de détectabilité de l'objet à détecter pour le WMFR considéré, sur une dynamique de 32 dB. Ce choix de représentation sous forme de courbes de niveau a été effectué afin d'offrir une meilleure visibilité de la dynamique des cartographies.

4.2.2 Détection de l'objet métallique de référence

Afin d'estimer la zone de détectabilité « optimale » du WMFR-8, nous faisons une première expérimentation dans laquelle l'objet à détecter est le cylindre métallique placé dans l'air. Celui-ci constitue en effet un cas des plus favorables pour la détection, car le contraste de conductivité par rapport à l'air y est extrême. Notons que dans cette expérience la condition portant sur le facteur de perte tel que $\tan(\delta) \simeq 1$, qui garantit l'estimation de la permittivité complexe avec des sensibilités équivalentes sur les parties réelles et imaginaires ne s'applique plus.

Ici, l'idée est d'obtenir l'estimation d'une zone de détection optimale du WMFR-8, ou de référence, plutôt que d'estimer les propriétés diélectriques du milieu. Par souci de synthèse, nous présenterons donc ici les cartographies issues des modules des impédances induites extraites du WMFR en interaction avec l'objet métallique, $|Z_{i_n}|$, défini par :

$$|Z_{i_n}| = |R_{i_n} + j\omega L_{i_n}| \quad (4.1)$$

Pour le WMFR-8 considérés, les huit cartographies de $|Z_{i_n}|$ (avec $n = 1$ à 8) ainsi obtenues sont représentées figure 4.2.

Nous remarquons que, pour les cartographies relatives à chacun des STLRL constituant le WMFR, la zone de détectabilité de l'objet est liée au rayon du STLRL sollicité, comme c'est le cas des antennes RF pour l'IRM [122], [208]. Ainsi, nous observons que pour le STLRL S21 (358 MHz) de rayon intérieur de 0,65 cm, la zone de détectabilité est de l'ordre de ± 1 cm de part et d'autre du centre du STLRL

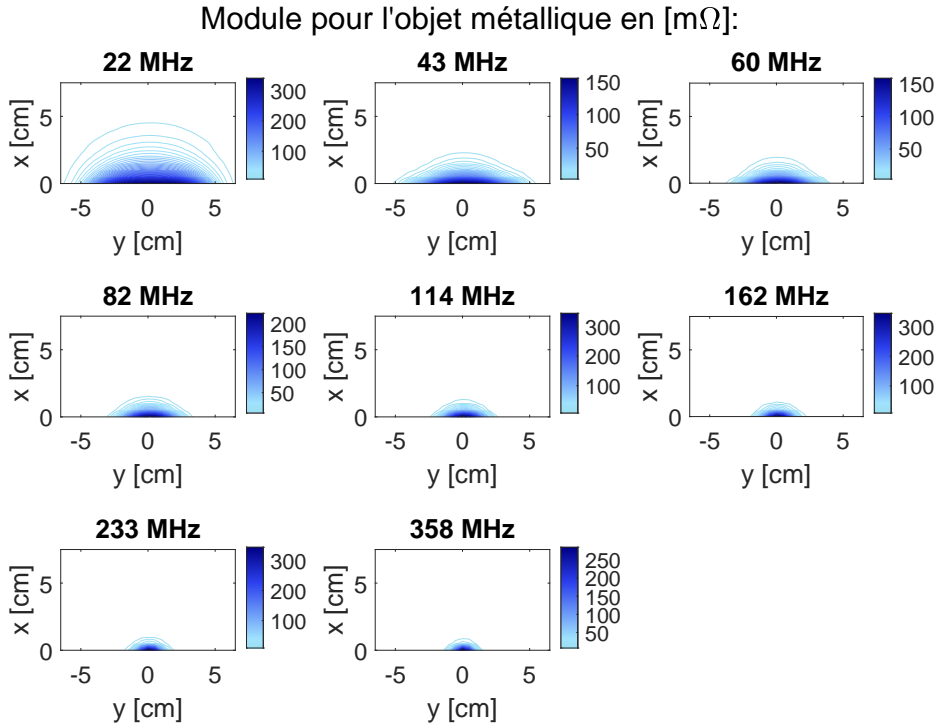


Figure 4.2 – Module $|Z_{i_n}|$ extrait du WMFR-8 en [mΩ] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de l'objet métallique dans le plan (yx) .

(sur l'axe y), et que la profondeur de détectabilité est également de l'ordre de 1 cm selon l'axe x . De même, pour le STLR S28 (22 MHz) de rayon intérieur 3,75 cm, la zone de détectabilité est de l'ordre de ± 6 cm selon l'axe y et de 5 cm de profondeur selon l'axe x . Dans tous les cas, les largeurs maximum de la zone de détectabilité trouvée en $x = 0$, sont supérieures au diamètre des STLR concernés. Ceci est dû aux dimensions de l'objet de détection qui n'est pas ponctuel, mais présente lui-même un rayon de 0,75 mm. Quoiqu'il en soit, ces résultats illustrent le fort potentiel de caractérisation tomographique associé à l'utilisation de WMFR, puisque chacun des STLR constitutifs du WMFR présente un volume d'investigation différent - et notamment une profondeur d'investigation différente - associés à son rayon.

Pour approfondir cet aspect, nous représentons figure 4.3 l'évolution des modules $|Z_{i_n}|$ observés au droit des STLR (en $y = 0$), en fonction de la profondeur dans le milieu d'investigation (c'est-à-dire le long de l'axe x), pour chaque STLR composant le WMFR-8. Ces tracés sont obtenus en ne retenant que les valeurs de modules $|Z_{i_n}|$ supérieures à deux fois l'écart type du bruit de cartographie, noté ξ_{i_n} . Ce bruit est estimé selon x en $y = +7$ cm car nous considérons qu'il n'y a plus de signal correspondant à l'objet de détection en cette valeur extrême de y . Finalement, les points d'acquisitions conservés sont pour :

$$|Z_{i_n}(x, 0)| > \xi_{i_n}(x, 7) \cdot \beta \text{ avec } \beta = 2 \quad (4.2)$$

4. Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

La constante multiplicative β est choisie égale à deux de manière empirique pour toutes les fréquences. Les valeurs de modules retenues sont ensuite affichées à chaque fréquence en fonction de x figure 4.3.

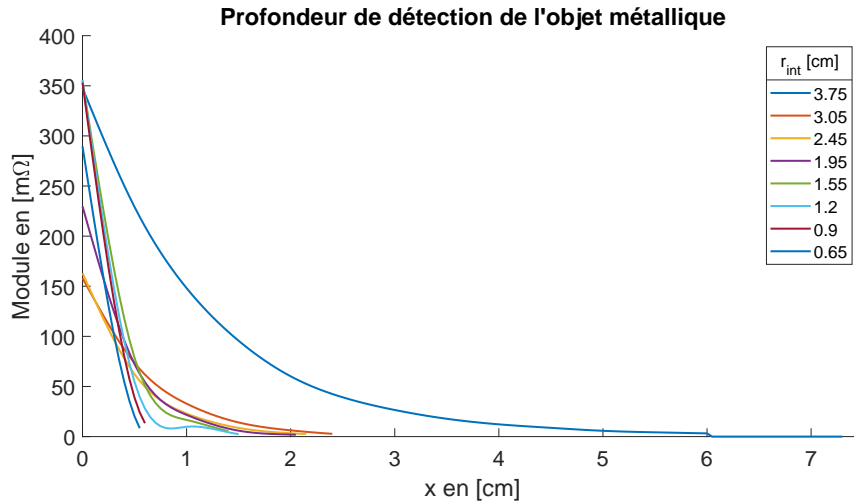


Figure 4.3 – Évolution des maximums des modules $|Z_{i_n}|$ retenus en $y = 0$ pour chaque fréquence, en fonction de la profondeur x dans le milieu.

Le graphique obtenu confirme que la profondeur de détection augmente avec le rayon du STLR sollicité. Ainsi, pour le STLR S28 (22 MHz), la profondeur de détection est maximale et identique au diamètre interne du STLR. Ce résultat est plutôt conforme à ce qui est observé pour les antennes RF pour l'IRM [208], [122]. Toutefois, pour les STLR de diamètres inférieurs, nous observons que les profondeurs de détection sont plus faibles que les diamètres internes des STLR. Cette réduction peut être attribuée au fait que les différents STLR du WMFR-8 sont très proches les uns des autres et sont donc susceptibles de voir leurs performances réduites par les phénomènes d'intercouplage. Cette constatation rejoint celle effectuée au paragraphe 3.3.3.3) concernant la dégradation du facteur de qualité des STLR associées au sein du WMFR.

Cette première expérience permet néanmoins d'estimer les zones de détection du WMFR-8 dans des conditions de contraste optimales, afin de constituer une référence. Elle permet également de valider le potentiel d'utilisation du WMFR comme capteur à la fois multiéchelle et tomographique.

4.2.3 Détection d'une sphère diélectrique (solution saline)

Nous nous intéressons ici à la détection d'un objet de contraste diélectrique matérialisé par les sphères remplies de solutions salines de conductivités variées.

Nous présentons les cartographies obtenues à l'aide du WMFR-8 pour la détection de la sphère d'eau salée caractérisée par $\varepsilon_s \simeq 80$ et $\sigma_s = 5,7 \text{ S/m}$, qui présente un contraste avec l'air ambiant ($\varepsilon_{\text{air}} = 1$, $\sigma_{\text{air}} = 0$), en permittivité relative et en conductivité. Le module, $|Z_{i_n}|$ (4.1) résultant est présenté figure 4.4. Sur cette figure la détection de la sphère est bien visible jusqu'à quelques cm, avec une tache présente autour de 0 cm. Cependant, les cartographies sont bruitées et pour mieux comprendre l'origine du bruit et pour s'en affranchir par la suite des représentations séparées de R_{i_n} et L_{i_n} sont proposées.

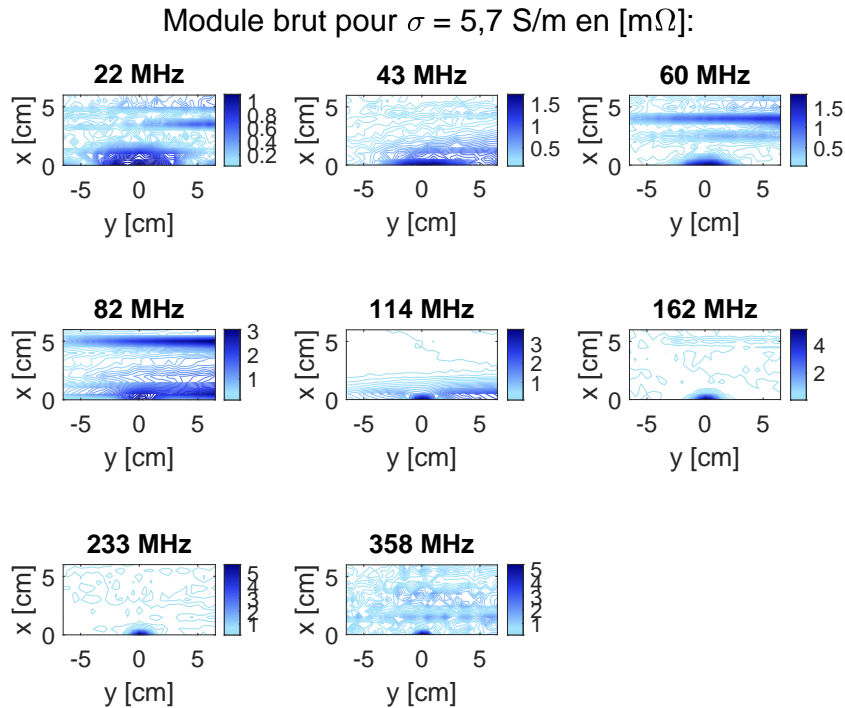


Figure 4.4 – Module brut, $|Z_{i_n}|$, extrait du WMFR-8 en $[\text{m}\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 \text{ S/m}$ dans le plan (yx) .

Les figures 4.5 et 4.6 présentent respectivement les cartographies de R_{i_n} et L_{i_n} qui sont obtenues comme décrit au paragraphe 4.2.1 page 118. Sur ces cartographies le contraste diélectrique formé par la sphère est bien visible à chaque fréquence d'analyse, avec un volume de détection qui dépend de la géométrie du STLR concerné, sur les cartographies de R_{i_n} et de L_{i_n} . Toutefois, pour cette sphère dont le contraste diélectrique est moins important que l'objet métallique précédemment observé, nous remarquons que les cartographies obtenues sont davantage bruitées.

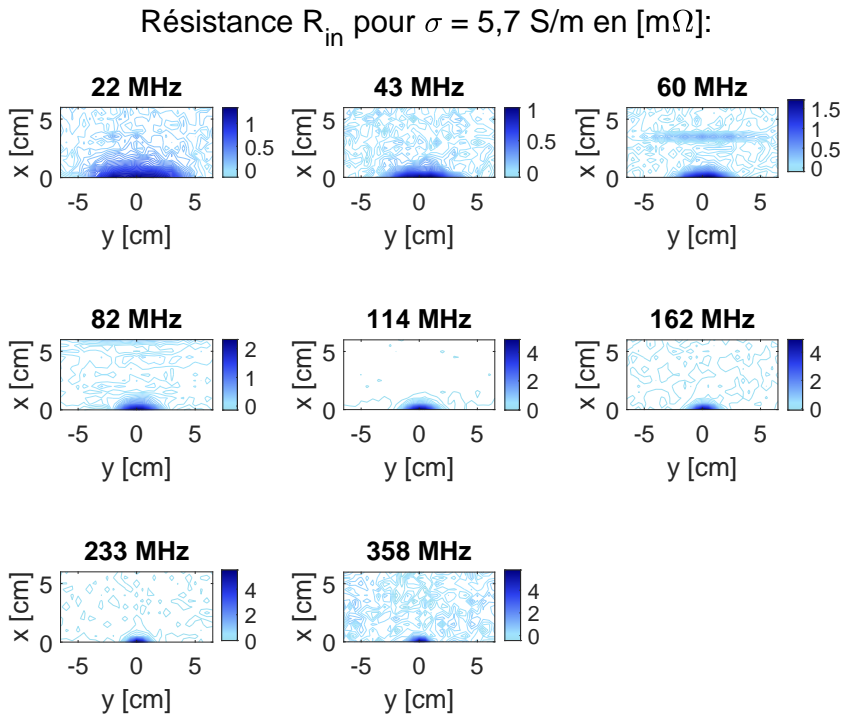


Figure 4.5 – Résistance induite, R_{in} , extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (yx).

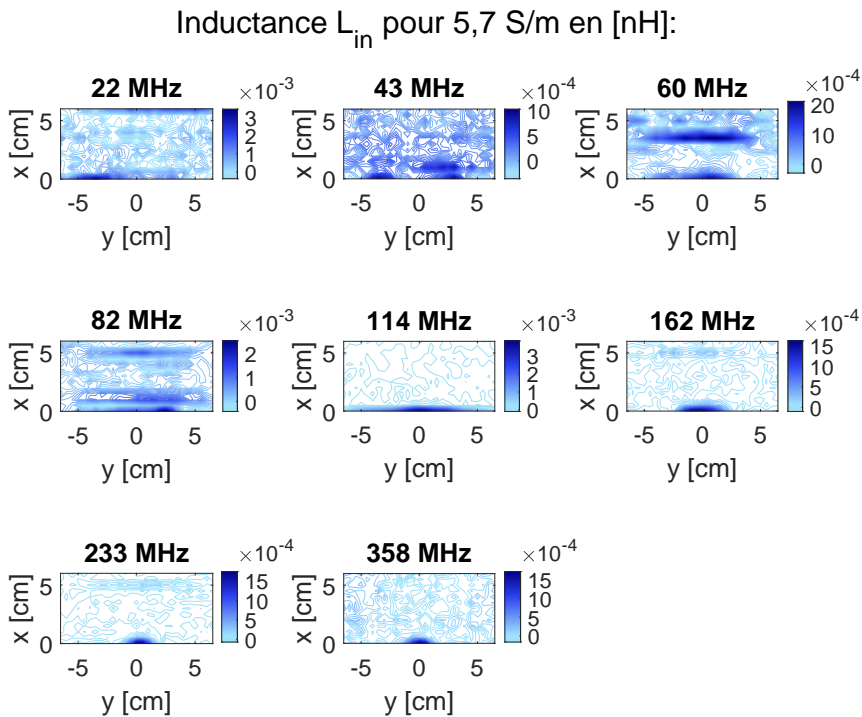


Figure 4.6 – Inductance induite, L_{in} , extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (yx).

Pour faciliter l'interprétation des cartographies obtenues, nous procédons à un seuillage reposant sur le niveau de bruit observé, comme nous l'avons fait dans le paragraphe précédent (4.2), mais que nous appliquons ici aux cartographies de R_{i_n} et de L_{i_n} . Les résultats de ces opérations de seuillage sont présentées figure 4.7 et 4.8 respectivement. Si cette opération de seuillage s'avère assez efficace pour réduire le bruit d'origine aléatoire, nous observons malgré tout que de larges « tâches » de détection demeurent (par exemple aux fréquences de 60 MHz et 82 MHz). Celles-ci ne correspondent pas à la présence de la sphère, ni à un bruit à caractère aléatoire, mais très probablement à l'influence de dérives de l'environnement durant l'acquisition. Ces motifs constituent de fausses alarmes dans la détection de la sphère, qu'il est difficile d'atténuer par des opérations de seuillage, en raison de leur caractère non aléatoire et de leur grande amplitude.

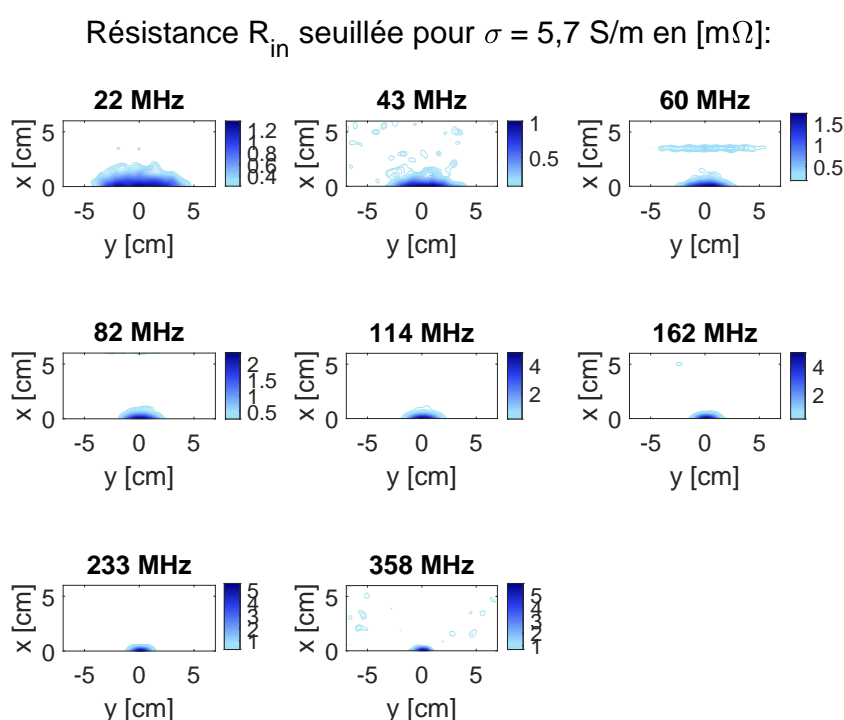


Figure 4.7 – Résistance induite, R_{i_n} , après seuillage, extraite du WMFR-8 en $[m\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (yx) .

Afin d'atténuer de manière plus efficace ces motifs perturbant l'interprétation de la cartographie, nous proposons d'exploiter la configuration intrinsèquement « gigogne » du WMFR. En particulier, l'hypothèse suivante peut être formulée : si en un point donné la sphère est détectée par un STLR S_{2n} , mais qu'elle n'a pas été détectée à ces mêmes coordonnées par le STLR S_{2n+1} , qui présente un plus grand volume de détection, il est alors probable qu'il s'agisse d'une fausse détection.

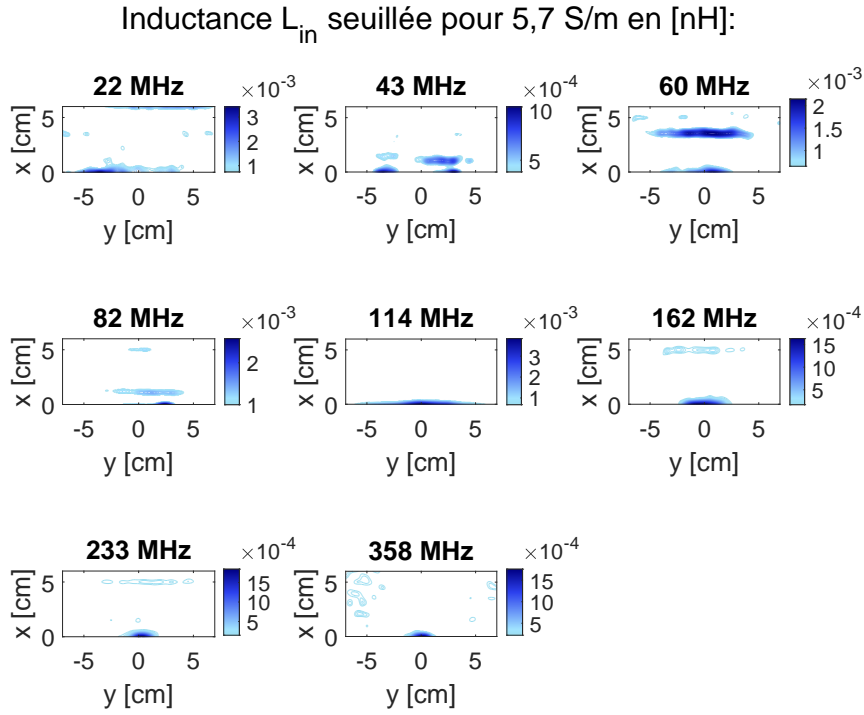


Figure 4.8 – Inductance induite, L_{in} , après seuillage, extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (yx).

Pour exploiter cette hypothèse, en pratique, nous pouvons former pour chacun des STLRL un « masque de détection », \mathfrak{M}_n , tel que, pour $n \in [1, 8]$:

$$\mathfrak{M}_n(x, y) = 1 \text{ si } C_{i_n}(x, y) \geq \xi_{i_n}(x, 7) \cdot \beta \text{ avec } \beta = 2 \quad (4.3)$$

$$\mathfrak{M}_n(x, y) = 0 \text{ sinon}$$

où C_{i_n} représente la cartographie fournie par le $S2n$ (R_{i_n} ou L_{i_n}). On peut alors « traiter » la cartographie obtenue avec le STLRL de rayon immédiatement inférieur n , avec le masque construit grâce au STLRL de rayon supérieur $n + 1$, selon :

$$\widehat{R}_{i_n}(x, y) = R_{i_n}(x, y) \cdot \mathfrak{M}_{n+1}(x, y) \quad (4.4)$$

$$\widehat{L}_{i_n}(x, y) = L_{i_n}(x, y) \cdot \mathfrak{M}_{n+1}(x, y)$$

Ce traitement présente l'avantage de ne pas faire d'hypothèse a priori sur le milieu étudié, mais d'exploiter uniquement la structure intrinsèque du WMFR. On obtient donc de nouvelles cartographies avec des paramètres dits « combinés » \widehat{R}_{i_n} et \widehat{L}_{i_n} , qui sont présentées dans les figures 4.9 et 4.10 respectivement.

Comme on peut le constater, ce procédé de combinaison permet d'éliminer les fausses alarmes liées aux effets de dérives de l'environnement. Finalement, de ces cartographies ainsi traitées, nous pouvons tirer les mêmes conclusions que lors des observations des cartographies de détection de l'objet métallique : l'analyse fournie par le WMFR présente un caractère tomographique lié aux dimensions différentes des STLR constitutifs. Sans surprise, cependant, les volumes de détection apparaissent plus faibles, compte tenu du contraste diélectrique plus faible présenté par la sphère diélectrique que par l'objet métallique. Cet effet se confirme avec l'analyse des cartographies de R_{i_n} obtenues avec les sphères de solutions salines de conductivité moindre ($\sigma = 1,5 \text{ S/m}$ et $\sigma = 0,5 \text{ S/m}$), présentées en annexe C page 185. Pour ces mêmes sphères, les cartographies de L_{i_n} sont assez comparables, les contrastes en valeurs de permittivités relatives étant les mêmes vis-à-vis du milieu environnant, pour les différentes sphères diélectriques considérées.

4. Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

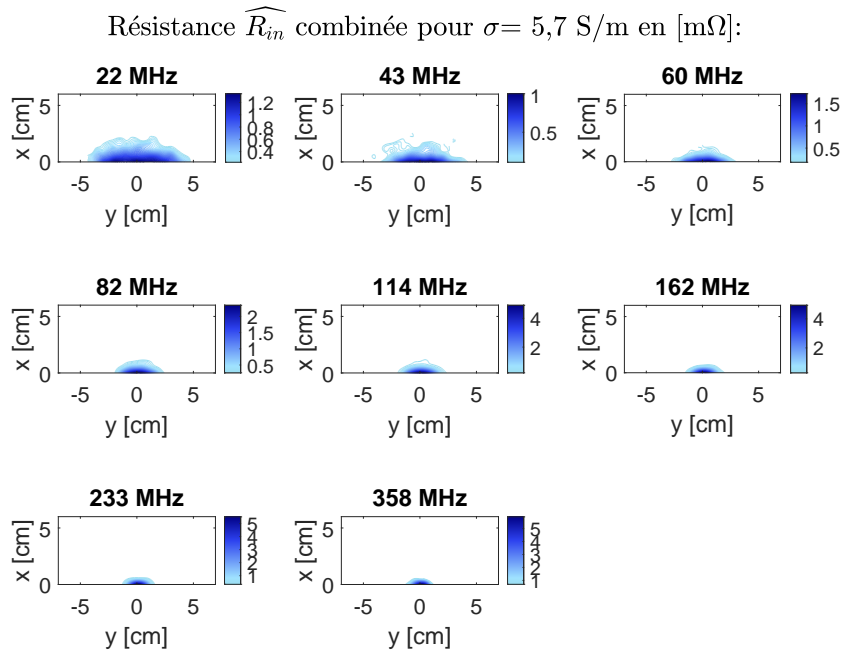


Figure 4.9 – Résistances induites, \widehat{R}_{in} , combinées d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (xy) .

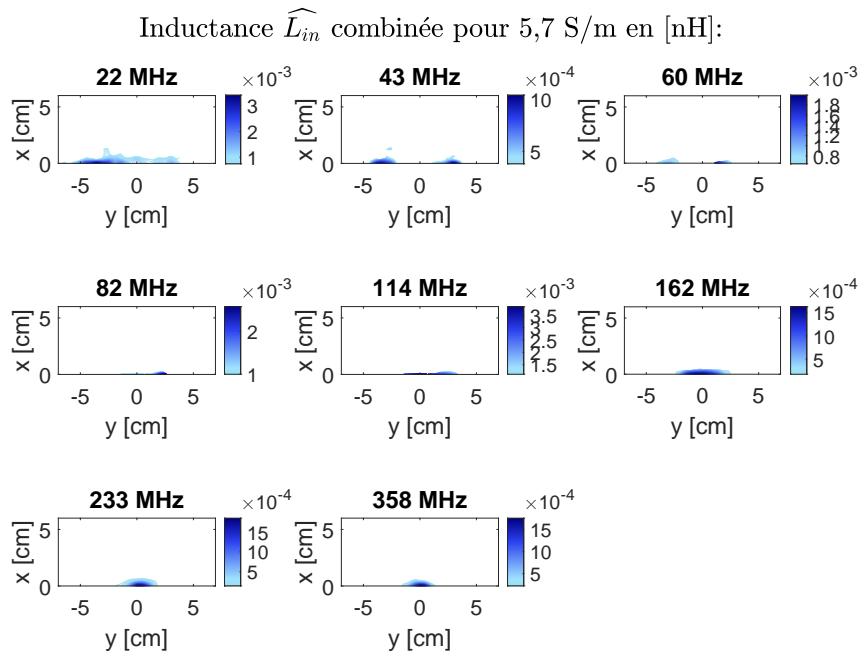


Figure 4.10 – Inductances induites, \widehat{L}_{in} , combinées d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (xy) .

4.2.4 Profondeurs de détection du WMFR en fonction du contraste diélectrique de l'objet à détecter

Pour comparer de manière synthétique la détection des trois sphères diélectriques par le WMFR-8, nous utilisons dans un premier temps le même mode de représentation que précédemment, à savoir l'évolution du maximum des cartographies en $y = 0$ et selon la profondeur le long de l'axe x . Les résultats sont présentés figure 4.11 pour les paramètres \widehat{R}_{in} et figure 4.12 pour les paramètres \widehat{L}_{in} .

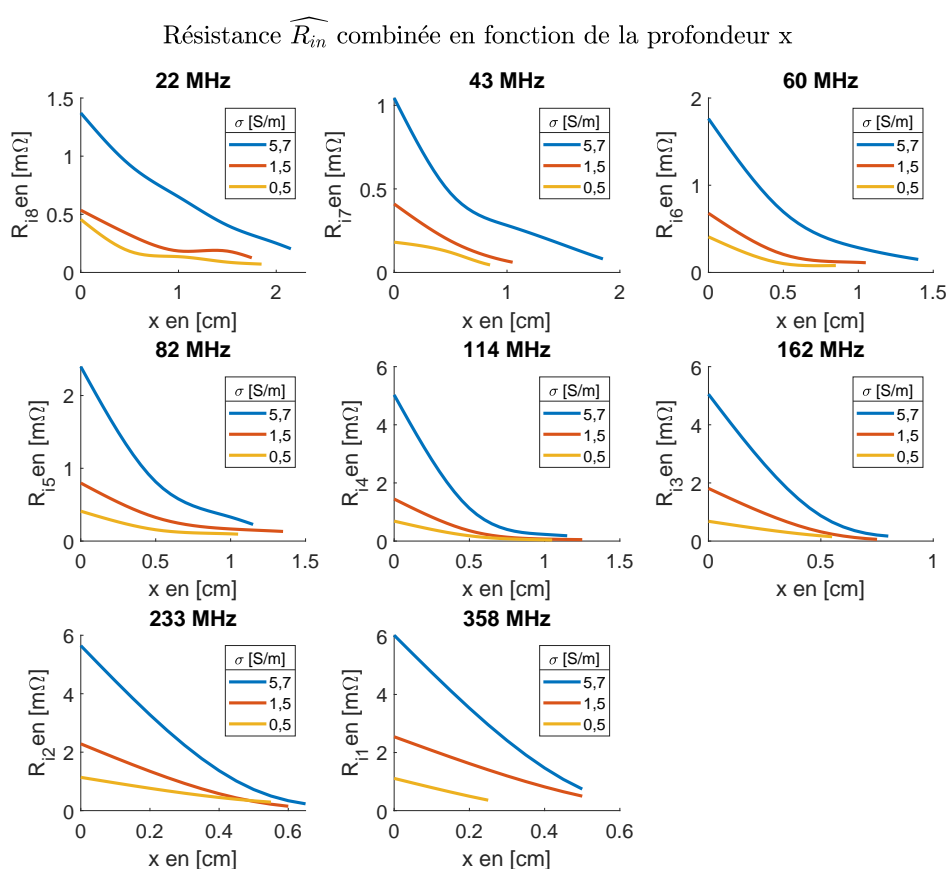


Figure 4.11 – Résistances induites, \widehat{R}_{in} , combinées d'après l'équation (4.4), extraites du WMFR-8 en $m\Omega$ autour de $y = 0$, à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère avec différentes solutions salines selon la profondeur.

En ce qui concerne les contrastes de conductivité, on remarque figure 4.11 que la profondeur de détection est directement liée au rayon du STLR considéré, ce qui confirme le caractère tomographique du WMFR. D'autre part le contraste de conductivité le plus élevé (pour $\sigma = 5,7$ S/m) est celui qui est détecté avec la plus grande profondeur de détection. Pour ce contraste, les valeurs de profondeurs de détection obtenues sont inférieures, mais assez proches de celles observées pour l'objet

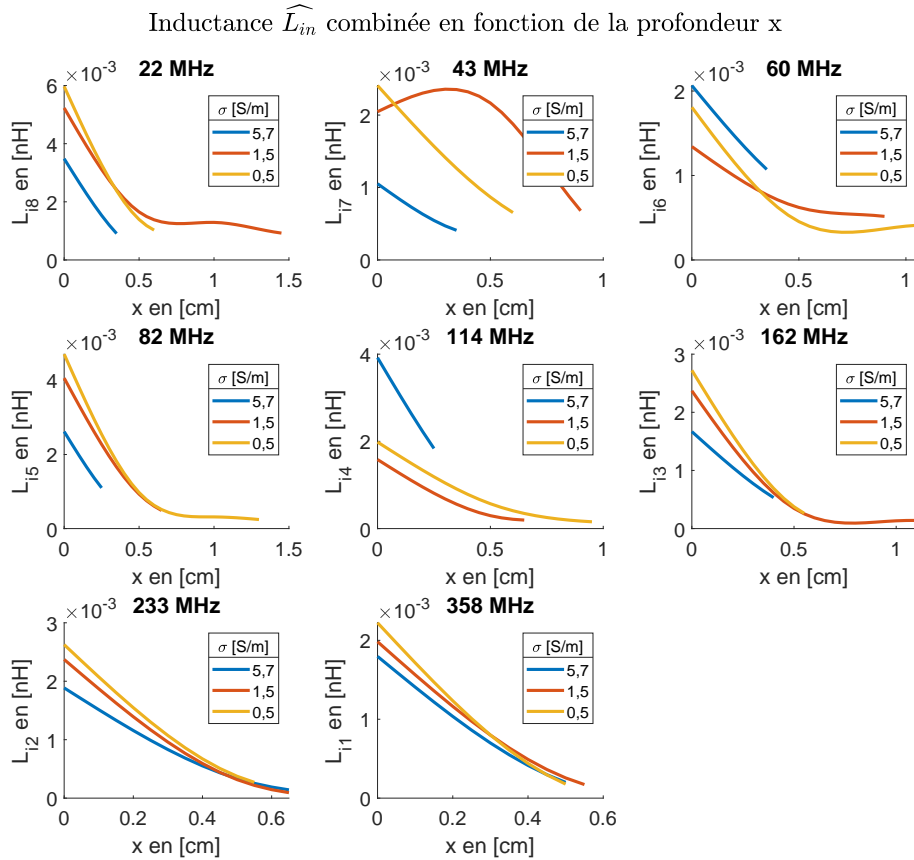


Figure 4.12 – Inductances induites, \widehat{L}_{in} , combinées d’après l’équation (4.4), extraites du WMFR-8 en [nH] autour de $y = 0$, à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère avec différentes solutions salines selon la profondeur.

métallique (pour les STLR de fréquences inférieures à 22 MHz). Ces profondeurs se réduisent pour les sphères diélectriques moins conductrices.

Le caractère tomographique du WMFR est également confirmé à partir des comparaisons issues des cartographies de contrastes de permittivités relatives de la figure 4.12. Pour ce paramètre L_{in} , les tracés obtenus pour les trois différentes sphères diélectriques sont globalement plus proches les uns des autres à chaque fréquence, compte tenu que les contrastes de permittivités relatives sont quasiment identiques pour les trois solutions salines testées [209].

À partir de tous ces tracés, nous pouvons déterminer une limite ultime de détectabilité des objets diélectriques dans les conditions de l’expérience : à chaque fréquence, une limite basse commune en R_{in} peut être identifiée pour toutes les sphères diélectriques, en dessous de laquelle on peut considérer que l’on ne détecte pas l’objet diélectrique, quelle que soit sa nature. La même remarque peut s’appliquer pour les tracés relatifs aux L_{in} . Ces limites basses pourraient d’ailleurs être réinjectées

dans l'algorithme de débruitage des cartographies par seuillage, pour en augmenter la robustesse par injection de connaissance a priori sur l'expérience.

Par ailleurs, nous représentons ces mêmes données sous une autre forme : nous représentons l'évolution du maximum des cartographies en $y = 0$ et selon la profondeur le long de l'axe x , mais en regroupant les paramètres d'impédance induite par chaque STLRL sur un même graphique, pour chacune des sphères considérées. Ces représentations sont données figures 4.13 pour les paramètres \widehat{R}_{in} et figure 4.14 pour les paramètres \widehat{L}_{in} .

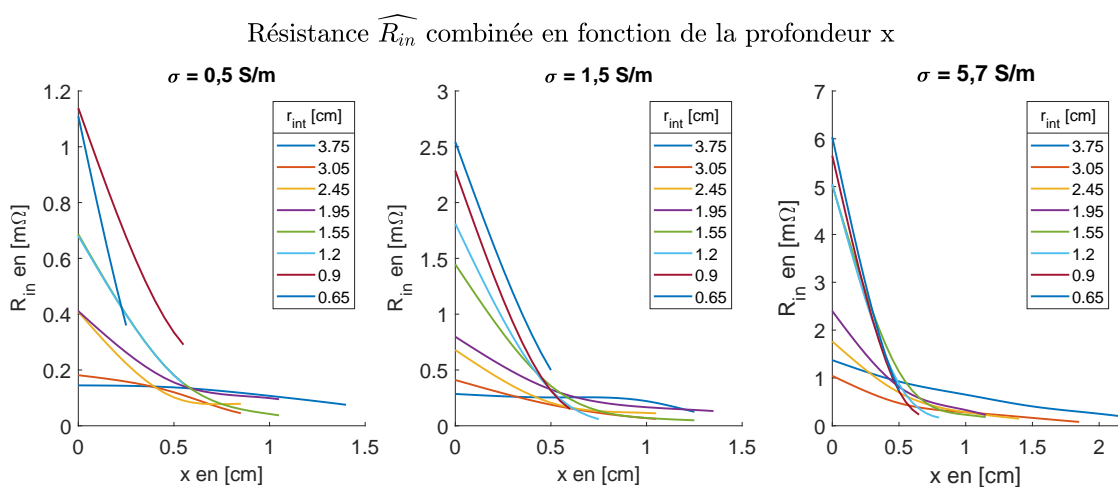


Figure 4.13 – Résistances induites combinées, \widehat{R}_{in} , extraites du WMFR-8 en $[m\Omega]$ autour de $y = 0$, pour chacune des huit fréquences de résonances, en fonction de la profondeur pour les trois sphères de solutions salines.

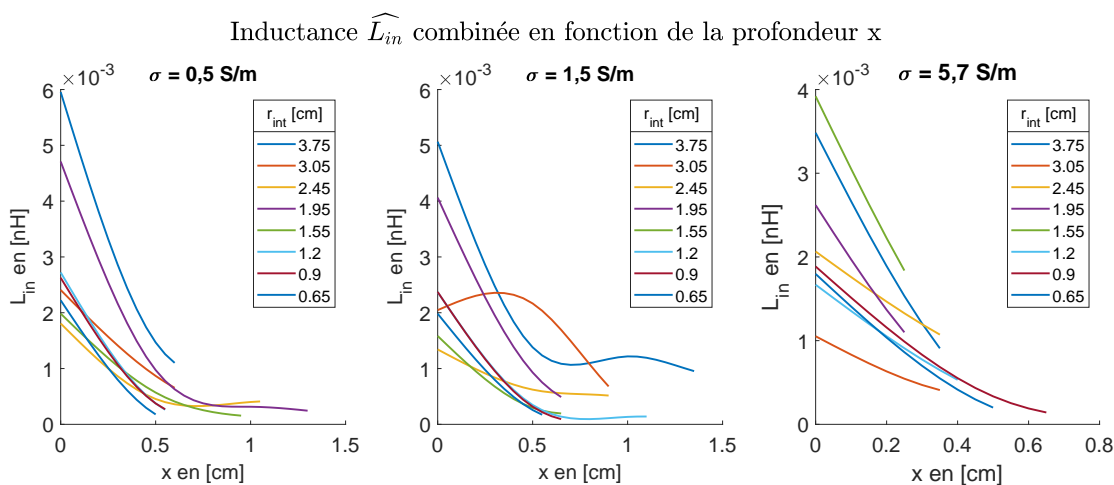


Figure 4.14 – Inductances induites combinées, \widehat{L}_{in} , extraites du WMFR-8 en $[nH]$ autour de $y = 0$, pour les huit fréquences de résonance, en fonction de la profondeur pour les trois sphères de solutions salines.

L'observation de la figure 4.13 permet de conclure à nouveau sur le caractère tomographique du WMFR : plus le STLRL concerné est de grand rayon, plus la profondeur d'investigation est importante, quelle que soit la sphère diélectrique détectée. En outre, cette figure met en évidence que plus le rayon du STLRL est petit, plus la résistance induite associée R_{i_n} est de forte amplitude : les STLRL de faible rayon constituent donc des détecteurs de contraste de conductivité plus robustes, même si leur profondeur de pénétration est plus faible. Cette caractéristique peut être attribuée au fait que la fréquence d'analyse est supérieure pour ces STLRL de faible rayon (qui conduit donc à une valeur d'impédance induite supérieure (1.7)), et que le flux du champ d'émission/réception est mieux focalisé sur l'objet diélectrique qu'avec les grands STLRL, pour des raisons géométriques évidentes. Nous pouvons conclure plus généralement que la combinaison des résultats de détection des différents STLRL constitutifs du WMFR apporte une valeur ajoutée importante par rapport à un TLR conventionnel : chaque STLRL du WMFR apporte une « vue » différente de l'objet diélectrique à caractériser, ce qui pourra à terme enrichir à la fois la qualité de la détection (robustesse, profondeur, résolution spatiale) et faciliter la résolution du problème inverse (caractérisation tomographique). Ces commentaires peuvent être reconduits après observation des représentations de la figure 4.14 qui concerne les inductances induites L_{i_n} . Toutefois, les conclusions y sont moins nettes. Les paramètres L_{i_n} sont moins pertinents ici pour illustrer ces propriétés, car ils présentent une sensibilité réduite aux sphères diélectriques comprenant des solutions salines qui évoluent dans un milieu environnant constitué d'air.

À titre d'information, nous présentons en annexe C page 185 les résultats obtenus sous formes de cartographies des modules des impédances induites $|Z_{i_n}|$, puis sous forme d'évolution du maximum de ces modules le long de l'axe x en $y = 0$, pour les trois sphères de conductivité 5,7 S/m, 1,5 S/m et 0,5 S/m. Les conclusions globales sur les performances de détection du WMFR sont ici les mêmes que celles que nous avons tirées de l'observation des évolutions des paramètres R_{i_n} pour la sphère de conductivité 5,7 S/m.

En effet, à des fins de détection d'un contraste diélectrique local, sans volonté de caractériser ce contraste et sans a priori sur la nature du contraste à détecter, il peut être intéressant de travailler directement sur les modules de l'impédance induite $|Z_{i_n}|$, comme nous l'avons présenté pour la détection de l'objet métallique. Pour la sphère de conductivité 1,5 S/m nous représentons figure 4.15 le module brut (sans traitement des données) des impédances induites pour chaque STLRL. Nous observons un bruit de fond des cartographies et des traces des dérives de l'environnement de

mesure, qui semblent diminuer quand la fréquence augmente. Comme présenté dans le chapitre 2 2.5 page 67, sans a priori sur l'environnement, un traitement simple peut être effectué pour rendre la détection plus robuste et s'affranchir du bruit : il s'agit de fusionner les cartographies entre elles par multiplication point à point, afin d'agglomérer toutes les informations fournies par le WMFR. Le résultat de cette fusion est présenté figure 4.15. Pour quantifier l'apport d'une telle fusion, nous comparons les résultats de détection obtenus avec ceux fournis par le STLR S21, le plus performant en terme d'amplitude de détection, et nous reprenons les mêmes métriques que celles utilisées en paragraphe 2.5 page 67, à savoir le calcul du $PSNR$ et du support spatial SR . Le contraste diélectrique choisi ici pour remplir la sphère est la solution saline de 1,5 S/m, plus proche de la « réalité » des tissus biologiques.

	$PSNR$ [dB]	SR [cm]
S21	20	1,75
Multifréquence	169	0,9

Tableau 4.2 – $PSNR$ (2.19) et résolution spatiale SR (2.20) pour la détection de sphères diélectriques, pour le WMFR-8 et le STLR S21 pour une sphère à 1,5 S/m.

Nous pouvons constater que la cartographie fusionnée ne fait apparaître aucun bruit (figure 4.15), et que le $PSNR$ (exprimé en dB) a été multiplié par huit par la fusion, et le support spatial a été divisé par deux, comparativement aux valeurs obtenues avec le S21 seul (cf tableau 4.2). En conséquence, lorsque l'on agglomère toutes les informations disponibles du WMFR il est possible de rendre la détection très bien résolue et très robuste. Cependant, cette performance se fait, comme attendu, au détriment du caractère tomographique du WMFR, et avec une perte de sensibilité dans la profondeur du milieu.

Module brut pour $\sigma = 1,5 \text{ S/m}$ en $[\text{m}\Omega]$ (multifréquence $[\text{m}\Omega^8]$):

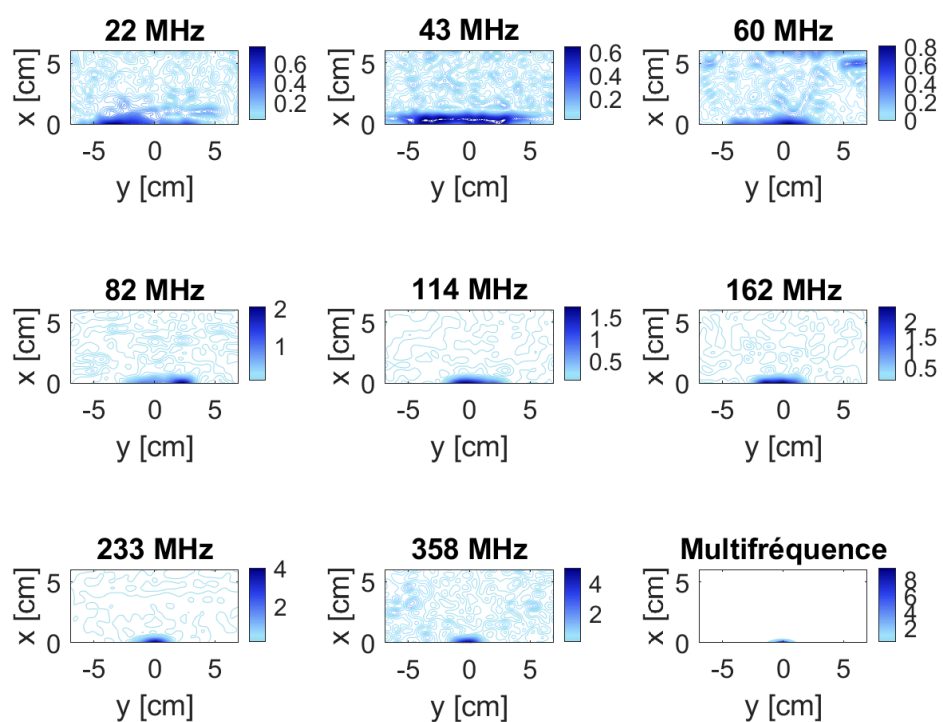


Figure 4.15 – Modules bruts $|Z_{in}|$, extraits du WMFR-8 en $[\text{m}\Omega]$, pour chacune des huit fréquences de résonance, une sphère de solution saline à $1,5 \text{ S/m}$ et résultat de la multiplication des huit modules entre eux en $[\text{m}\Omega^8]$.

4.2.5 Bilan sur la détection des contrastes diélectriques locaux

Les résultats concernant l'expérience avec la sphère métallique, sont plutôt conformes à ce qui est attendu pour la fréquence de résonance autour de 22 MHz. Cependant, les résonateurs plus petits ont des performances en deçà de celles attendues empiriquement pour des antennes RF. Les valeurs obtenues avec les expériences effectuées avec les solutions salines de différentes conductivités sont également en deçà des valeurs théoriques, mais aussi de celles constatées avec l'objet métallique. Plusieurs explications peuvent être avancées :

- la présence de nombreux résonateurs dans le WMFR-8 perturbe le fonctionnement de chaque STLR individuellement qui ne rayonne pas de manière optimale, comme on a déjà pu l'observer lors de l'étude de la fréquence de résonance et du facteur de qualité du WMFR partie 3.3.3 page 89 ;
- la puissance émise par la sonde d'émission/réception n'est pas très élevée. Elle est fixée à 10 dBm, ce qui génère finalement un champ magnétique de faible intensité dans le milieu environnant le résonateur ;
- la sonde n'est pas exactement adaptée 50Ω ce qui entraîne des pertes de puissance entre la source et la sonde ;
- le couplage WMFR-8 / sonde n'est pas optimisé. Le couplage obtenu avec chacune des STLR est différent et peut expliquer des différences entre les performances obtenues et celles attendues pour certains STLR ;
- la longue durée de l'expérience peut rendre la comparaison entre chaque résonance délicate, du fait des possibles dérives des paramètres environnementaux.

Les pistes d'optimisation sont donc nombreuses, d'un point de vue instrumental, électronique et encore du point de vue de l'optimisation des WMFR. Pour autant, cette étude permet de valider à la fois la pertinence de l'utilisation du WMFR comme capteur pour la tomographie sans contact et la faisabilité de sa mise en œuvre instrumentale.

4.3 Le WMFR-4 pour détecter/localiser un contraste diélectrique local dans un milieu diélectrique

Pour nous rapprocher un peu plus de l'application de détection d'une tumeur dans un milieu biologique, une étude a été conduite pour quantifier les capacités de détection du WMFR-4 d'une sphère dans de l'eau déionisée (similairement à la partie 2.4 page 62). Cette configuration à quatre résonances avec un facteur de qualité plus élevé (partie 3.3.3.3) a été choisi plutôt que celle du WMFR-8 dont la structure volontairement très dense n'est pas optimale.

4.3.1 Système instrumental

Le système instrumental développé reprend les mêmes éléments que celui de la partie 4.2.1 à la seule différence que le WMFR utilisé est celui à quatre STLR. De plus, la sphère utilisée ici est remplie uniquement d'une solution saline à 5,7 S/m ($\epsilon_r = 80$) et le récipient d'eau déionisée ($\sigma \approx 0$, $\epsilon_r = 80$). La composition du WMFR-4 avec ses fréquences de résonance associées sont rappelées dans le tableau 4.3.

STLR	S14	S13	S12	S11
f_E [MHz]	20,9	47,6	99,9	251
r_{int} [cm]	3,75	2,5	1,625	0,95
r_{ext} [cm]	4,75	3	1,875	1,05

Tableau 4.3 – Récapitulatif des fréquences de résonance du WMFR-4 et des rayons respectifs des STLR composant le WMFR-4.

La figure 4.16, représente schématiquement le banc expérimental et une photographie de ce dernier est présentée figure 4.17.

La sphère a parcouru le plan (yx) sur 15 cm selon y et sur 6 cm selon x , à chaque point de l'espace trois mesures d'impédance complexe ont été réalisées. Le même processus d'extraction que dans la partie précédente a été réalisé pour obtenir L_{i_n} et R_{i_n} pour les quatre fréquences puis un seuillage a été effectué d'après l'équation (4.2). Les résultats, pour plus de concision, ne représentent que le $|Z_{i_n}|$.

4.3.2 Détection et profondeurs de détection

La figure 4.18, représente le module seuillé $|Z_{i_n}|$ à chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 en fonction de la position de la sphère dans le plan yx .

4. Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

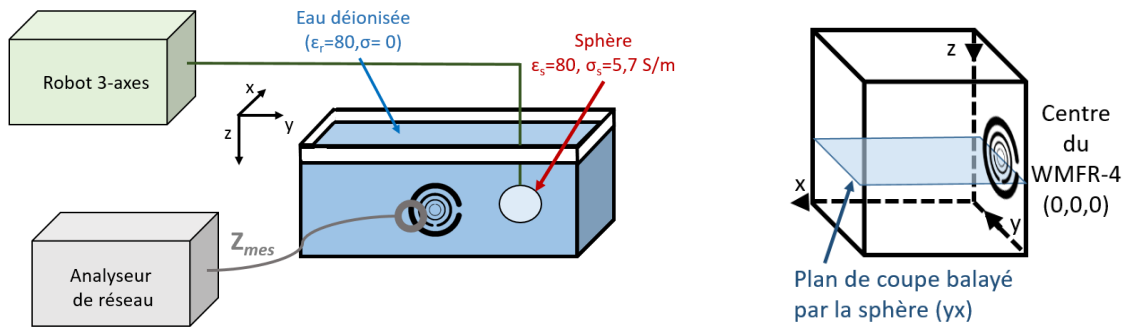


Figure 4.16 – Banc expérimental exploitant le WMFR à huit résonances.

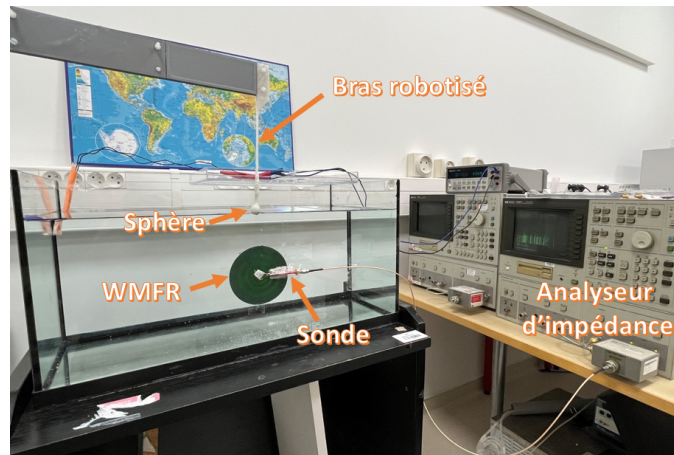


Figure 4.17 – Photographie présentant le banc de mesure du WMFR-4 et d'une sphère se déplaçant selon le plan (yx)

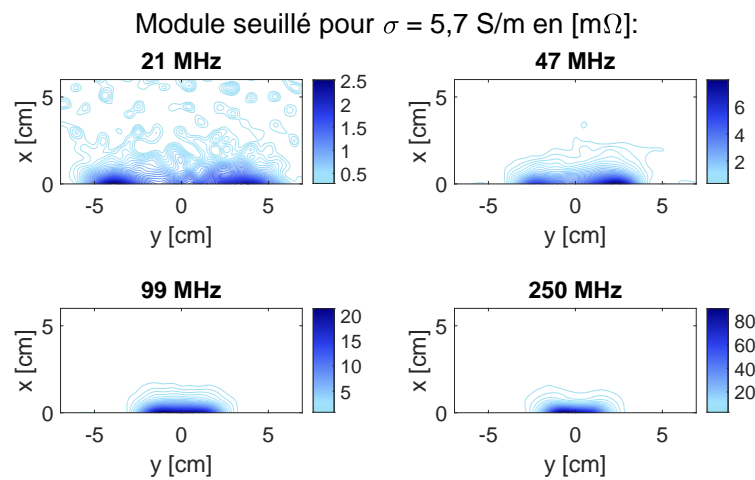


Figure 4.18 – Modules $|Z_{i_n}|$, après seuillage extraits du WMFR-4 en $[\text{m}\Omega]$, pour chacune des quatre fréquences de résonance, d'une sphère de solution saline à $5,7 \text{ S/m}$ dans de l'eau déionisée.

4. Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

On constate la présence d'une zone de détection qui correspond bien latéralement aux diamètres externes des STLR à chaque fréquence, tableau 4.3. Les zones sont bien délimitées pour les trois plus petites fréquences. Concernant le 21 MHz la zone de détection est beaucoup plus bruitée. Cette limite montre, comme pour le WMFR-8, que la sonde n'est pas adaptée au STLR de plus grande taille. De plus, le module induit, comme dans la partie précédente, est important pour les STLR de petits rayons et faible pour les grands rayons. Cela nous permet encore de valider l'intérêt des petits STLR pour obtenir une détection fiable d'un contraste diélectrique local.

Pour déterminer la limite de détection selon la profondeur de la sphère, la figure 4.19 représente le module induit $|Z_{i_n}|$ seuillé à chaque fréquence pour une sphère se déplaçant selon l'axe x , en $y = 0$. La figure 4.20, permet de mieux quantifier la profondeur de détection avec un « zoom » effectué entre 1 et 4 cm. La profondeur de détection : 2,35 cm pour S11, 2,6 cm pour S12, 3,8 cm pour S13, pour les trois plus petites fréquences correspond approximativement aux diamètres internes de chaque STLR. En revanche, le manque de couplage entre la sonde et le S14 entraîne une profondeur de détection plus faible qu'attendue, (2,15 cm) en regard du diamètre du STLR.

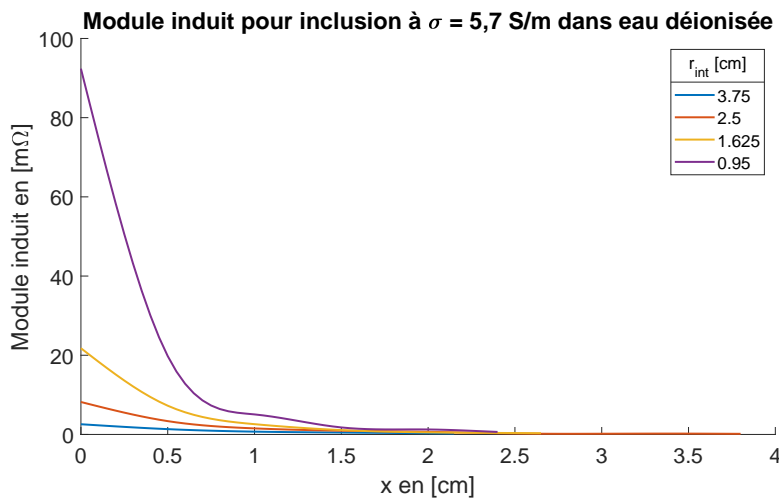


Figure 4.19 – Modules $|Z_{i_n}|$, après seuillage, en $y = 0$, extraits du WMFR-4 en $[m \Omega]$, pour chacune des quatre fréquences de résonance, d'une sphère de solution saline à 5,7 S/m dans de l'eau déionisée.

Ces résultats nous confirment l'intérêt d'utiliser une structure WMFR-4 (moins dense que la structure WMFR-8) pour une meilleure détection d'un contraste diélectrique en profondeur. De plus, les valeurs correspondent mieux à ce qui est attendu (à savoir le diamètre interne correspond à la profondeur de pénétration).

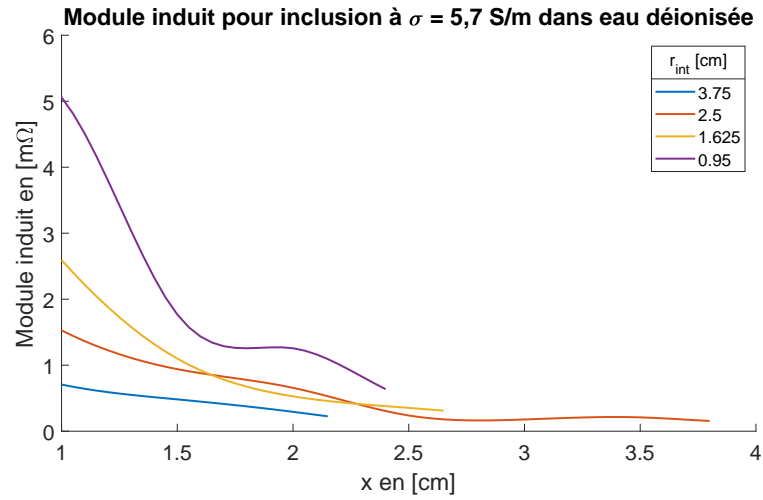


Figure 4.20 – Mêmes données que la figure 4.19, entre 1 et 4 cm.

Cela nous permet de valider l'utilisation d'un WMFR pour détecter un contraste diélectrique local dans un milieu aqueux, un peu plus proche de la réalité biologique.

Cependant, la sphère utilisée a été remplie d'une solution de conductivité très importante, rendant le contraste diélectrique quasi idéal avec le récipient d'eau. D'autres études doivent être effectuées avec des contrastes diélectriques plus proches d'une application donnée. De surcroît, la zone de détection considérée étant limitée en vue de cartographier un organe entier, la prochaine partie s'intéresse à l'utilisation simultanée de deux WMFR pour la détection / localisation d'un contraste diélectrique.

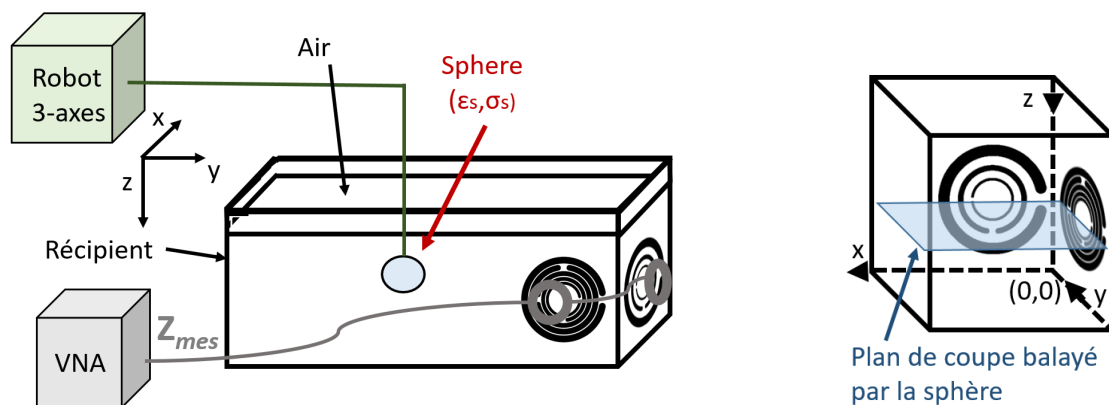
4.4 Faisabilité instrumentale de l'exploitation simultanée de plusieurs WMFR

Nous avons montré au chapitre 2 partie 2.5 page 67 qu'il était possible d'utiliser deux TLR de manière simultanée, avec une seule voie de mesure de l'analyseur de réseau, par démultiplexage fréquentiel. Ici, nous souhaitons vérifier qu'il est possible de généraliser cette approche à plusieurs WMFR, afin de donner des éléments de faisabilité d'un système de cartographie à WMFR monovoie.

Pour explorer cette mise en réseau de plusieurs WMFR, nous considérons deux WMFR différents distribués spatialement afin d'accroître la zone d'investigation du milieu, que nous exploitons avec une sonde d'émission/réception double.

4.4.1 Système instrumental à deux WMFR

Le système instrumental utilisé est quasiment identique à celui présenté dans la partie 4.2.1 page 118 et son schéma général est donné figure 4.21. Les différences portent sur les WMFR utilisés, à savoir un WMFR-4 et un WMFR-3 que nous avons choisi de placer sur deux parois perpendiculaires du bac d'analyse, et sur la sonde de suivi double. La pièce est toujours régulée en température à 22°C.



(a) Schéma présentant le banc de mesure de deux WMFR en quadrature et d'une sphère se déplaçant selon le plan (yx) .

(b) Plan de coupe (yx)

Figure 4.21 – Banc instrumental utilisant deux WMFR (WMFR-4 et WMFR-3) placés en quadrature.

La sonde d'émission/réception est adaptée à la géométrie du récipient et des deux WMFR. Elle comporte deux boucles identiques connectées en série, réalisées en fil de cuivre de diamètre 1,4 cm, et dont les centres sont distants de 5,3 cm.

Elles sont placées de manière à être concentriques avec les WMFR, avec une distance WMFR/sonde de l'ordre de 0,8 cm. Dans cette installation, elles sont donc perpendiculaires l'une par rapport à l'autre. La fréquence d'auto-résonance de la double sonde est de 180 MHz, supérieure à toutes les résonances des WMFR utilisés. La sonde est donc couplée au WMFR-4 composé de 4 STLR concentriques, et au WMFR-3 composée de 3 STLR concentriques. Les deux structures ont été choisies de manière à ce qu'aucune des résonances ne soit commune aux deux WMFR. Leurs caractéristiques sont résumées dans le tableau 4.4.

STLR	WMFR-4				WMFR-3		
	S28	S27	S26	S25	S14	S13	S12
f_E [MHz]	22	43	60	82	21	47	99
r_{int} [cm]	3,75	3,05	2,45	1,95	37,5	25	16,25
r_{ext} [cm]	4,45	3,65	2,95	2,35	47,5	30	18,75

Tableau 4.4 – Récapitulatif des fréquences de résonance des STLR composants les WMFR-4 et WMFR-3 et leurs rayons respectifs.

Pour cette étude, deux objets présentant des contrastes diélectriques avec l'air sont exploités : le cylindre métallique en Duralumin, utilisé comme référence et la sphère de solution saline ($\sigma_s = 5,7 \text{ S/m}$) précédemment utilisées. L'objet est déplacé dans le plan (yx) perpendiculaire aux plans des WMFR à hauteur de leur centre, l'origine des positions $(0,0)$ étant placée dans ce plan à l'angle formé par les deux WMFR, figure 4.21. Le balayage explore un plan de forme carrée avec des excursions de $[-10,0]$ cm selon y et de $[0,10]$ cm selon x , avec un pas de 0,5 cm dans les deux directions. À chaque position de l'objet, les paramètres R_{i_n} et L_{i_n} sont extraits des deux WMFR comme décrit précédemment partie 4.2.1. Les résultats obtenus pour les deux objets utilisés sont présentés dans ce qui suit.

4.4.2 Résultats expérimentaux

Les résultats d'acquisition avec le système à deux WMFR en quadrature sont donnés sous la forme de cartographies du module de l'impédance induite $|Z_{i_n}|$, pour chaque fréquence de résonance du système.

4.4.2.1 Détection de l'objet métallique

Tout d'abord, nous considérons les résultats obtenus avec l'objet métallique. Pour une observation plus aisée, ceux-ci sont représentés dans un premier temps sous forme de cartographies 3D brutes (sans traitement), figure 4.22 dont l'orientation visuelle correspond au plan de balayage représenté figure 4.21b. Ces mêmes résultats sont également représentés sous forme de cartographies 2D à l'aide de 40 courbes de niveaux, après seuillage des valeurs inférieures à deux fois l'écart type du bruit, figure 4.23.

L'observation de l'ensemble de ces cartographies montre que le système à deux WMFR fonctionne comme attendu. La lecture de l'impédance de la double sonde d'émission/réception permet, par segmentation fréquentielle, d'isoler les résonances de chacun des STLR des deux WMFR. Donc on peut en extraire les impédances induites à chacune des fréquences, pour chacun des WMFR, avec une seule voie de mesure sur le VNA, et ce, sans diaphonie apparente entre les STLR. Compte tenu du positionnement spatial en quadrature des WMFR, il est ici possible de détecter et de localiser l'objet en déplacement dans le plan d'observation, avec une forte dynamique, dans la limite des zones de détection de chacun des STLR utilisés.

Nous observons toutefois, que dans le cas des fréquences de résonances de 21 MHz (S14) et de 22 MHz (S28), les cartographies fournies par l'un des WMFR laisse apparaître la présence de l'objet métallique lorsque celui-ci est présent à proximité de l'autre WMFR (figure 4.23 page 144). Cela montre qu'il existe, pour S14 et S28 une diaphonie due à la proximité des fréquences de résonance. Cet exemple montre la limite de séparabilité fréquentielle entre deux STLR dans les conditions de l'expérience, lorsque ces derniers sont à proximité d'un objet métallique. L'élimination de cette diaphonie pourrait être obtenue par une optimisation des WMFR utilisés, visant à obtenir un meilleur facteur de qualité des STLR constitutifs, ou bien un écart plus important entre les fréquences de résonances des STLR.

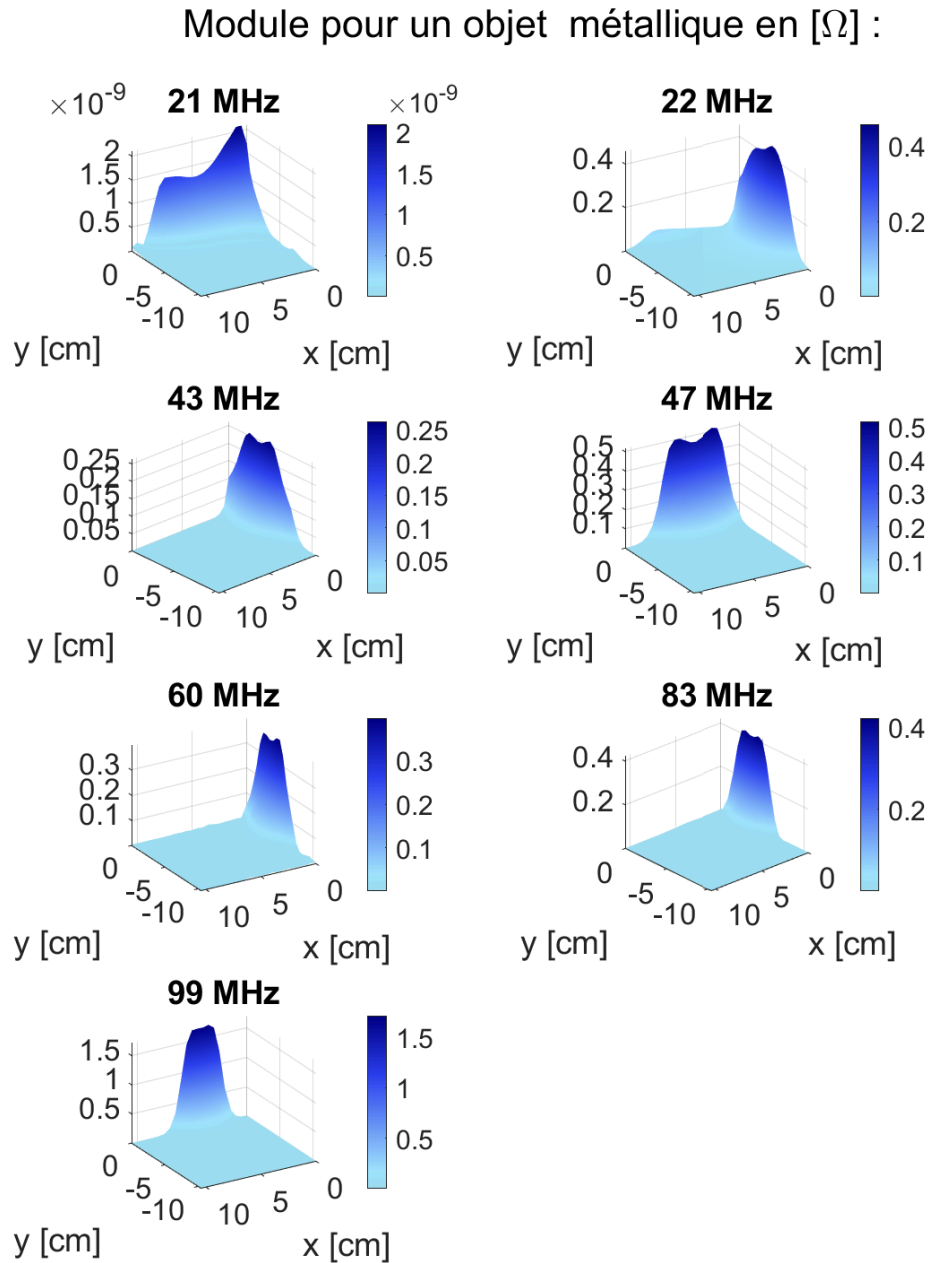


Figure 4.22 – Modules des impédances induites en $[\Omega]$ extraites à chaque position de l'objet métallique dans le plan (yx) pour les différentes fréquences de résonance des WMFR-3 (à gauche) et WMFR-4 (à droite) sauf pour le S14 où seule l'inductance L_{i_n} est représentée (en [H]) pour des problèmes expérimentaux sur la résistance R_{i_n} (cf tableau 4.4).

Module seuillé pour un objet métallique en $[\Omega]$:

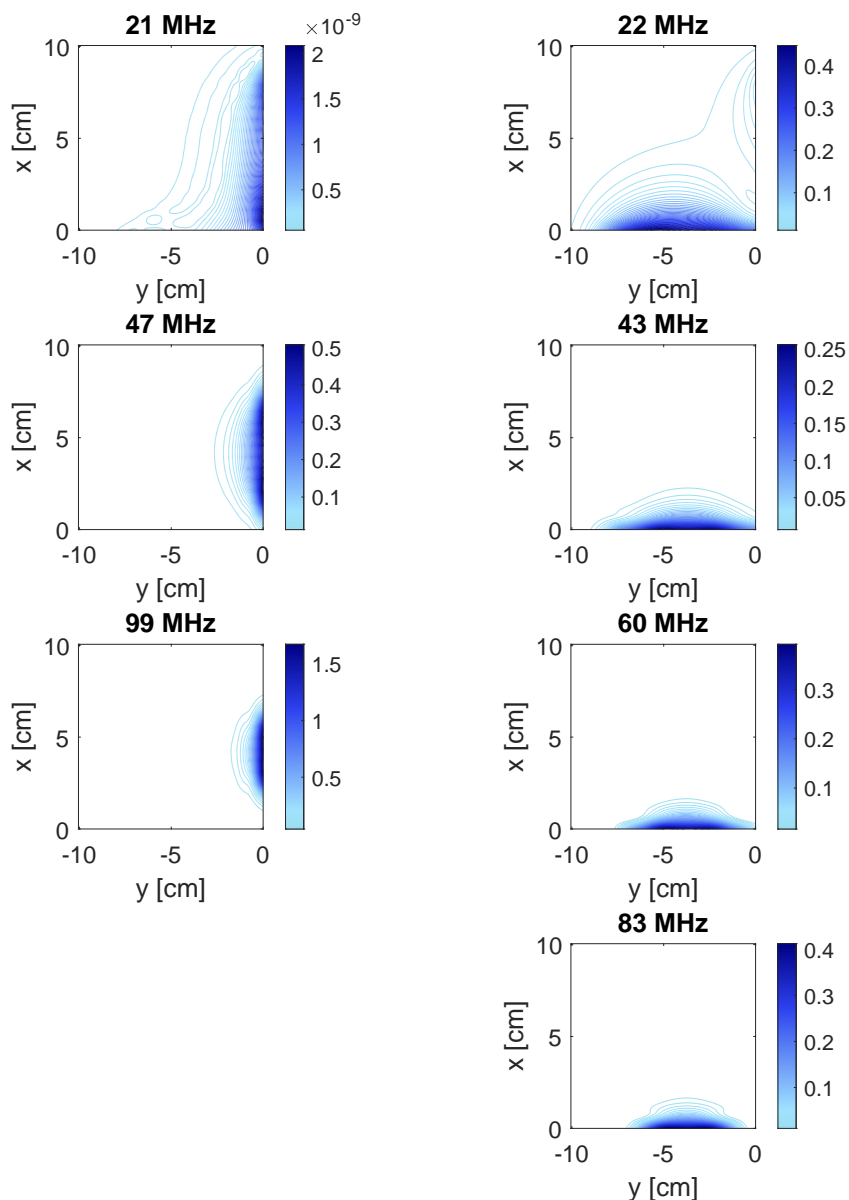


Figure 4.23 – Modules des impédances induites en $[\Omega]$ extraites à chaque position de l'objet métallique dans le plan (yx) pour les différentes fréquences de résonance des WMFR-3 (à gauche) et WMFR-4 (à droite) sauf pour le S14 où seule l'inductance L_{i_n} est représentée (en [H]) pour des problèmes expérimentaux sur la résistance R_{i_n} (cf tableau 4.4).

4.4.2.2 Détection de la sphère diélectrique

Nous reconduisons la même expérience avec la sphère diélectrique remplie de la solution saline à $\sigma_s = 5,7 \text{ S/m}$. Les résultats d'acquisition sont montrés sous formes de cartographies 3D brutes par fréquences d'analyse figure 4.24 page suivante, et sous formes de cartographies 2D par courbes de niveaux après seuillage des valeurs basses inférieures à trois fois l'écart type du bruit, figure 4.25 page 147.

Nous pouvons remarquer que les signaux sont plus bruités ici que pour la détection de l'objet métallique, comme on pouvait s'y attendre, compte tenu du plus faible contraste diélectrique de la sphère de solution saline. Par ailleurs, les zones de détection des STLR mis en jeu ici sont légèrement réduites par rapport à celles observées, à fréquences équivalentes, avec le WMFR-8 utilisé seul que nous présentions figure C.12 page 192. Cette réduction de performance peut s'expliquer par une puissance d'émission fournie par la double-sonde qui est réduite pour chacun des WMFR comparativement à la puissance d'émission de la simple sonde utilisée pour WMFR-8 seul. Dans le cas de l'utilisation de WMFR multiples avec ce type d'instrumentation monovoie, il serait donc pertinent d'accroître la puissance d'émission de la source pour maintenir les performances atteintes avec un WMFR seul. Néanmoins, comme pour les expériences réalisées avec l'objet métallique, l'observation de résultats de mesure permet de conclure positivement quant au fonctionnement du dispositif à deux WMFR : il y a bien possibilité d'extraire les informations multifréquences de plusieurs WMFR, à l'aide d'une seule voie de mesure, par segmentation fréquentielle à partir de la mesure d'impédance de la double-sonde d'émission/réception. Cette segmentation fréquentielle permet finalement un décodage spectral et spatial de chaque WMFR utilisé. Cette faisabilité instrumentale permet ainsi de conclure sur la pertinence de l'utilisation de multiples WMFR pour construire un dispositif de détection/localisation avancée des contrastes diélectriques locaux.

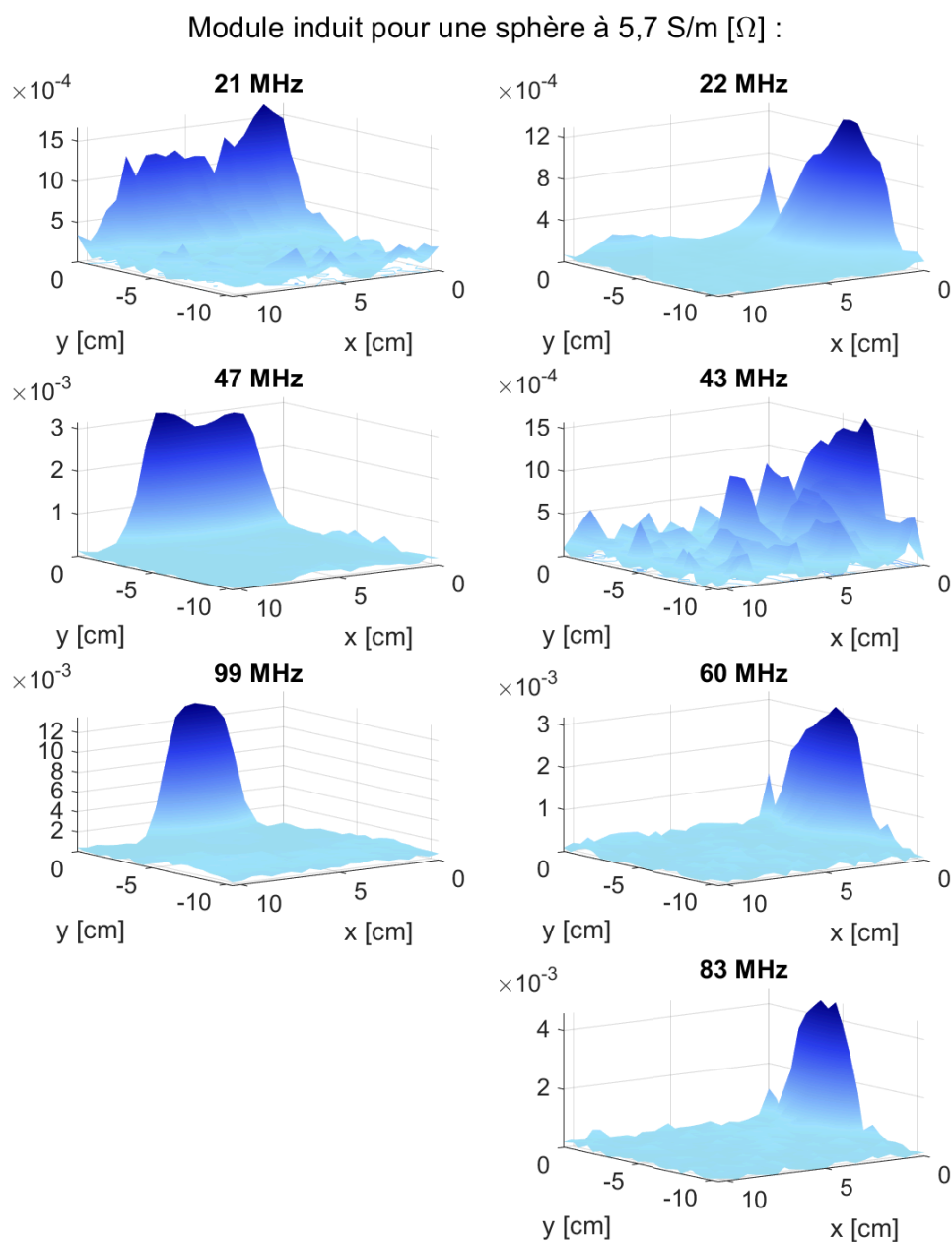


Figure 4.24 – Module en [Ω] extrait à chaque position de la sphère à $\sigma_s = 5,7$ S/m dans le plan (yx) pour les différentes fréquences des WMFR-3 et WMFR-4 (cf tableau 4.4).

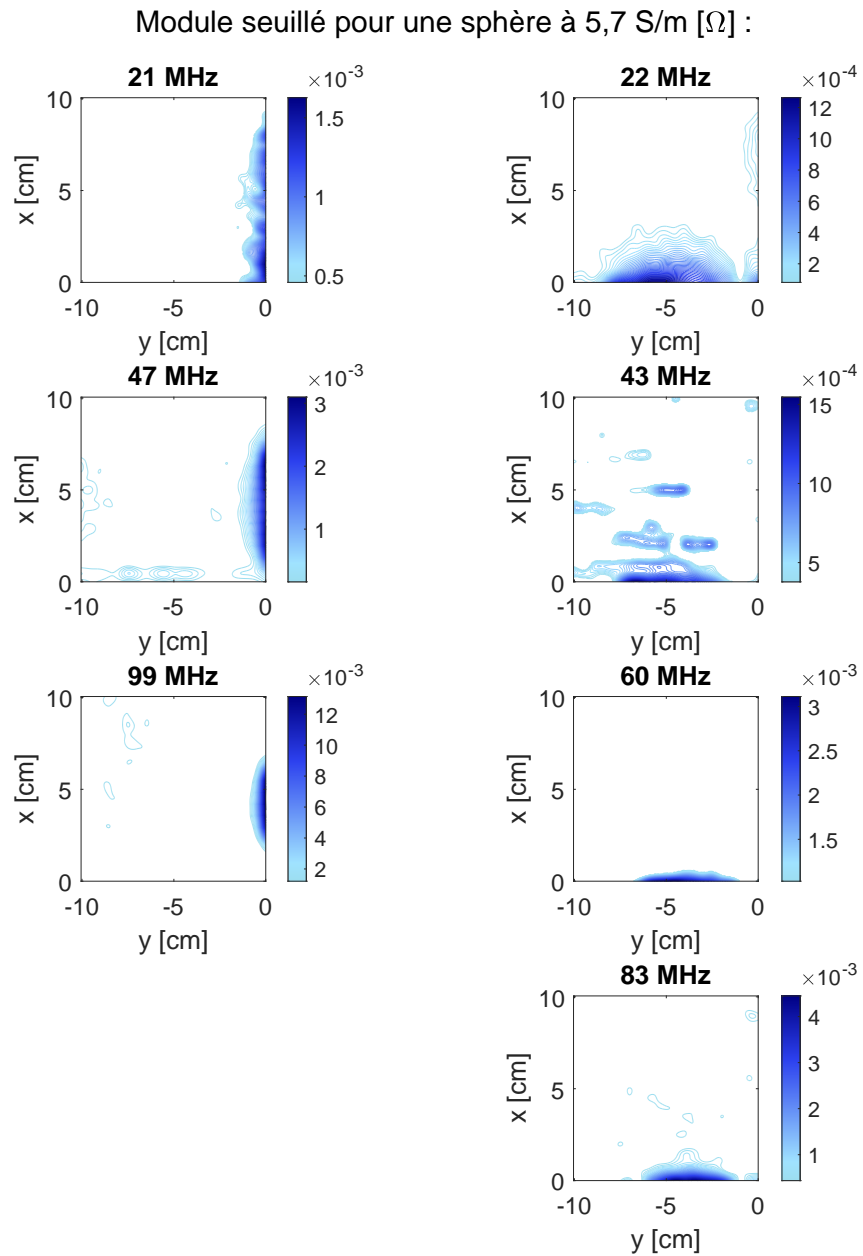


Figure 4.25 – Module seuillé en [Ω] extrait à chaque position de la sphère à $\sigma_s = 5,7$ S/m dans le plan (yx) pour les différentes fréquences des WMFR-3 et WMFR-4 (cf tableau 4.4).

4.5 Caractérisation des propriétés diélectriques d'un milieu stratifié avec un WMFR

Dans cette partie, nous cherchons à évaluer les performances d'un dispositif à WMFR pour la caractérisation d'un milieu stratifié, dont les propriétés diélectriques de la couche la plus enfouie sont à caractériser. Pour ce faire, nous mettons en œuvre un WMFR-8 en interaction avec une structure diélectrique cible composée de plusieurs strates présentant des propriétés diélectriques différentes, que nous plaçons au-dessus du résonateur comme le montre la figure 4.26. Cette structure stratifiée est réalisée à l'aide :

- d'une boîte de Petri de diamètre 9 cm (égal au diamètre externe du plus grand STLR du WMFR-8), et de hauteur 1,4 cm ; cette boîte est remplie d'une solution saline de conductivité 0,57 S/m jusqu'à une hauteur de 6 mm (ce qui réalise un volume de solution de 90 mL), et les 8 mm de hauteur restant sont remplis d'air ;
- d'un cristalliseur en verre de diamètre 14 cm, de hauteur 5,5 cm et d'épaisseur de paroi 2 mm, placé directement sur la boîte de Petri. Le cristalliseur est rempli tour à tour de solutions salines de volume constant 847 mL, présentant huit valeurs de conductivités différentes variant entre 1,73 S/m et 4,17 S/m. Les différentes solutions ont été préparées en faisant varier la concentration saline de la solution, comme le présente le tableau 4.5.

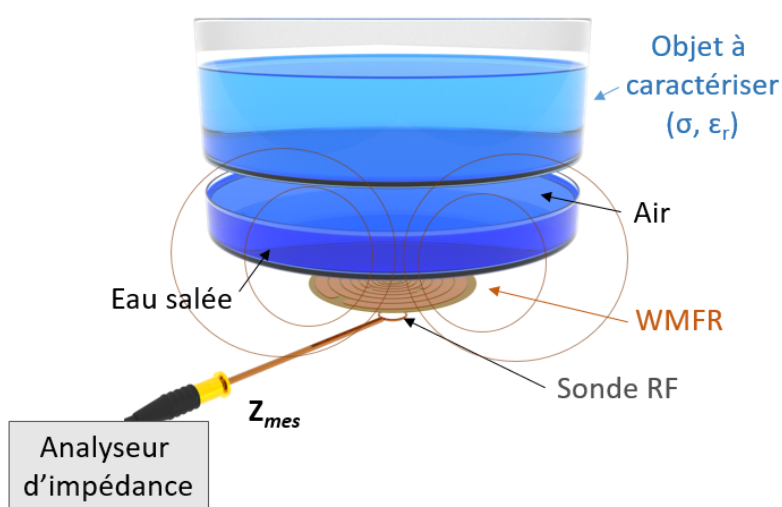


Figure 4.26 – Schéma présentant le banc de mesure d'un WMFR-8 interagissant avec le milieu stratifié (du bas vers le haut : solution saline de conductivité 0,57 S/m, air, paroi de verre, solutions salines de conductivité variant de 1,73 S/m à 4,17 S/m).

Le système instrumental complet reprend le banc instrumenté présenté au chapitre 3 (paragraphe 4.2.1). Le WMFR-8, déjà décrit au paragraphe 3.2, est utilisé dans cette expérience. Il est placé directement sous la boîte de Petri, et est couplé à la sonde d'émission / réception utilisée précédemment pour ce WMFR (sonde filaire circulaire de diamètre 1,4 cm, d'auto-résonance à 400 MHz, et distante de 0,6 cm du résonateur). L'ensemble de l'expérience est conduite dans une pièce à température régulée de 22°C.

Dans cette expérience seule la conductivité de la solution du cristallisateur varie ($\epsilon_r \simeq 80$ pour toutes les solutions) c'est pourquoi seuls les résultats concernant R_{i_n} seront présentés.

[NaCl] en mol.m ⁻³	330	291	257	226	200	176	155	137
σ en S/m	4,17	3,68	3,24	2,86	2,52	2,23	1,96	1,73

Tableau 4.5 – Concentration en [NaCl] dans les solutions salines et conductivités associées, d'après la loi de Kohlrausch [191].

Les résultats sont présentés figure 4.27. Lorsque cela est pertinent, nous avons calculé et représenté l'ajustement linéaire associé à la variation des R_{i_n} observés avec les variations des propriétés diélectriques de la solution cible. Les paramètres d'ajustement sont présentés tableau 4.6. L'analyse des résultats obtenus montre tout d'abord que pour les six STLR de plus grand diamètre (et de plus faible fréquence de résonance), il existe une très bonne corrélation entre la variation des R_{i_n} et la variation de la conductivité de la solution cible. La qualité de l'ajustement linéaire augmente avec le diamètre du STLR : le R^2 passe ainsi de 0,976 pour le STLR à 161 MHz à 0,999 pour le STLR à 22 MHz, de plus grand diamètre. Ce résultat montre que le WMFR est capable de caractériser le milieu enfoui sous une première strate diélectrique. En revanche, les paramètres R_{i_n} extraits des deux STLR de plus petites dimensions (S21 et S22), ne font pas apparaître de tendance claire en fonction de la variation des propriétés diélectriques du milieu cible. Au contraire, leurs valeurs peuvent être considérées comme quasi-constantes, et celles-ci sont assez proches des valeurs d'impédances induites trouvées pour une solution de 0,42 S/m lors des expérimentations menées aux mêmes fréquences avec le WMFR-8 dans le chapitre 3 (3.17). Nous pouvons en conclure que ces deux STLR, dont les profondeurs d'investigation pour des solutions salines sont faibles (cf 4.11), ne permettent pas de caractériser la solution cible enfouie, mais uniquement la solution saline contenue dans la boîte de Petri. En outre, la caractérisation de la solution enfouie est possible

4. Vers un système tomographique avec un réseau multicapteurs WMFR

pour les STLR S23 à S28, disposant de profondeurs d'investigation suffisantes. Nous concluons de cette expérience que le WMFR est bien adapté pour caractériser des milieux diélectriques stratifiés, et que son caractère tomographique pourrait s'avérer particulièrement pertinent pour déterminer la profondeur d'enfouissement du milieu cible recherché, et le caractériser.

STLR	S28	S27	S26	S25	S24	S23	S22	S21
f_E	22	43	60	82	114	161	231	353
R^2	0,999	0,999	0,994	0,994	0,994	0,976	-	-
Pente	0,573	0,018	0,011	0,006	0,004	0,002	-	-
Origine	0,322	0,106	0,090	0,089	0,098	0,087	-	-

Tableau 4.6 – Récapitulatif de l'ajustement linéaire des R_{i_n} aux fréquences de résonances du WMFR-8, avec f_E en [MHz], origine en [Ω] et pente en [$\Omega/S/m$].

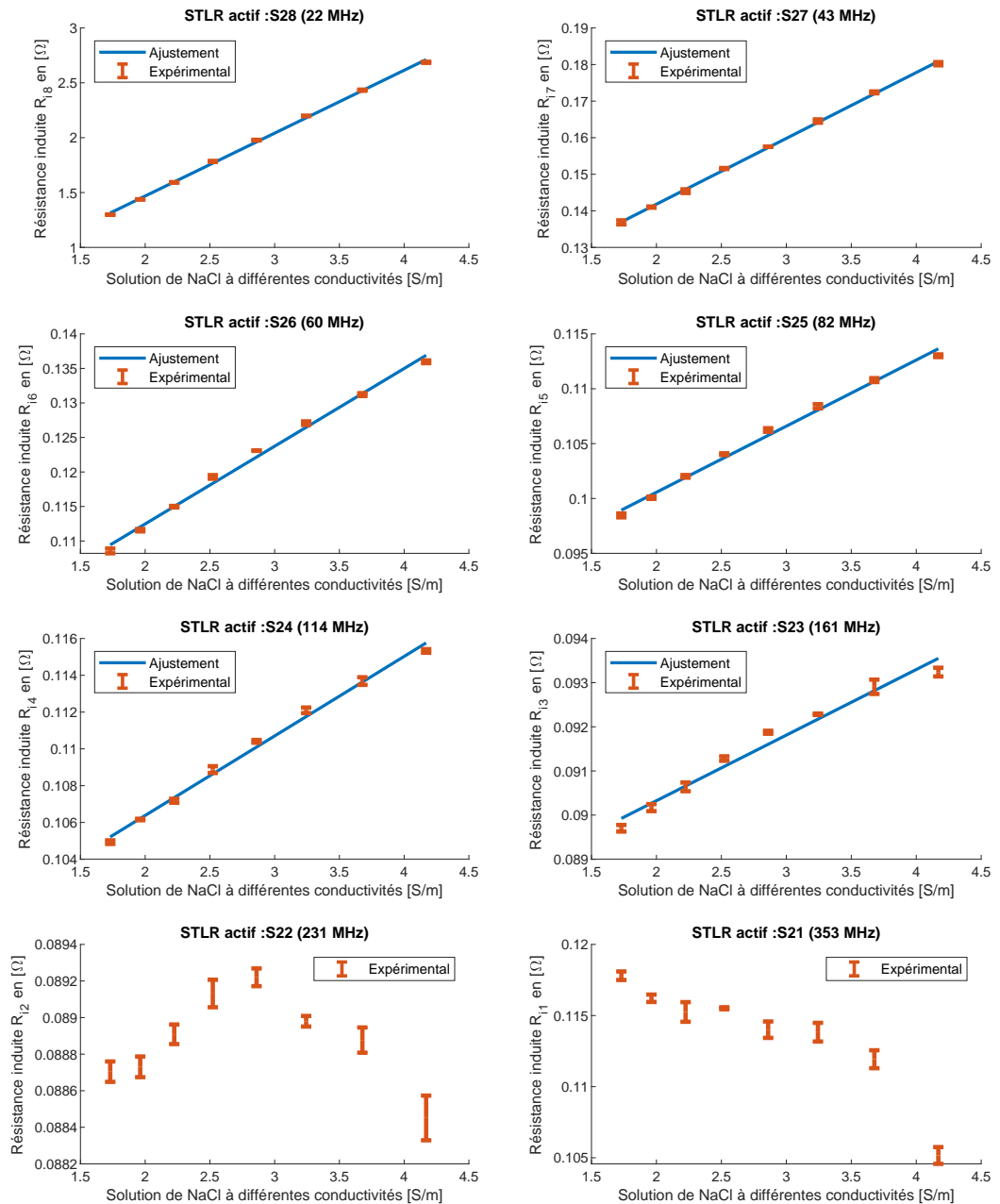


Figure 4.27 – Résistances induites en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des huit fréquences de résonance du WMFR-8, les barres d’erreur correspondent à deux écarts-types calculés cinq mesures successives.

4.6 Auto-compensation de l'influence de paramètres environnementaux avec un WMFR : exemple de la température

Dans les différentes expérimentations présentées jusqu'ici, les paramètres environnementaux ont été le plus possible contrôlés pour garantir une reproductibilité des mesures. C'est pourquoi, nous avons eu recours à un rafraichissement régulier des paramètres à vide des WMFR afin de limiter les effets de dérives durant les acquisitions longues. Cependant, en conditions réelles, ces précautions ne sont pas toujours aisées à mettre en place. Aussi, aussi nous avons cherché un moyen de limiter l'influence des variations de l'environnement en exploitant le caractère intrinsèquement multiple de la mesure effectuée par le WMFR. Le paramètre d'influence utilisé ici comme support de l'étude est la dérive en température de l'environnement de mesure.

En effet, les variations de température de l'environnement peuvent influencer la valeur des impédances induites du WMFR estimées lors de la mesure. Pour mettre évidence cette influence, nous avons procédé à une acquisition sur une durée longue (54 heures) avec un WMFR-8. Le banc instrumental utilisé est identique à celui présenté au paragraphe 4.2.1 page 118 (figure 4.26). Ici le WMFR-8 est à vide, c'est-à-dire qu'il n'interagit qu'avec l'air ambiant, sans milieu diélectrique cible ajouté à proximité. En outre, un capteur de température (sonde Pt-100 reliée à un multimètre [210]) a été placée à proximité du WMFR-8 durant toutes les acquisitions. Le système effectue une prise de mesure de température toutes les 4 min 40 s, pendant les 54 heures d'acquisition.

Les résistances équivalentes R_n et les inductances équivalentes L_n du WMFR à vide, correspondant à chaque STLR S_{2n} du WMFR (voir figure 3.4 page 83) sont estimées sur toute la durée d'acquisition, et sont représentées figure 4.28 et figure 4.29 respectivement, pour chacune des fréquences de résonances. Nous représentons sur ces mêmes graphiques l'évolution de la température au voisinage du WMFR sur la même période. Nous remarquons une variation significative des paramètres R_n et L_n durant la période de mesure, et une corrélation forte entre ces variations et l'évolution de la température qui évolue entre 23°C et 24°C sur la durée d'acquisition.

Pour réduire l'influence de la température sur les valeurs des paramètres R_n et L_n estimées, une première possibilité est d'utiliser une mesure de température additionnelle pour effectuer une correction. Pour ce faire, nous estimons les sensibilités de R_n et L_n à la température T , notées respectivement α_{R_nCT} et α_{L_nCT} , sur un

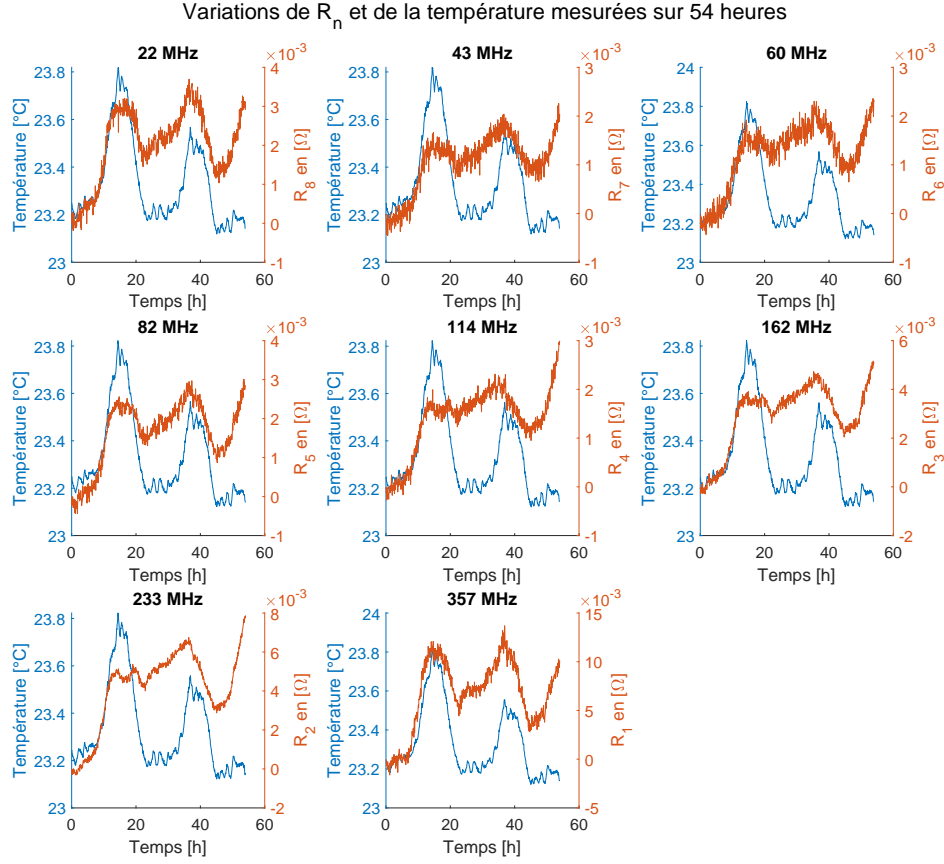


Figure 4.28 – Résistances équivalentes du WMFR-8 à vide en fonction du temps pour chacune des huit fréquences de résonance et température (T) mesurée simultanément.

intervalle de temps $[t_0, t_1]$. Sur cet intervalle de temps, nous admettons qu'il existe une relation quasi linéaire entre R_n et L_n et la température, et qu'en conséquence les sensibilités recherchées peuvent s'écrire :

$$\alpha_{R_{nCT}} = \frac{R_n(t_1) - R_n(t_0)}{T(t_1) - T(t_0)} \quad (4.5)$$

$$\alpha_{L_{nCT}} = \frac{L_n(t_1) - L_n(t_0)}{T(t_1) - T(t_0)} \quad (4.6)$$

À partir de ces sensibilités estimées, nous construisons des paramètres dits « compensés en température », notés R_{nCT} et L_{nCT} à l'aide de :

$$R_{nCT}(t) = R_n(t) - \alpha_{R_{nCT}} \cdot T(t) \quad (4.7)$$

$$L_{nCT}(t) = L_n(t) - \alpha_{L_{nCT}} \cdot T(t) \quad (4.8)$$

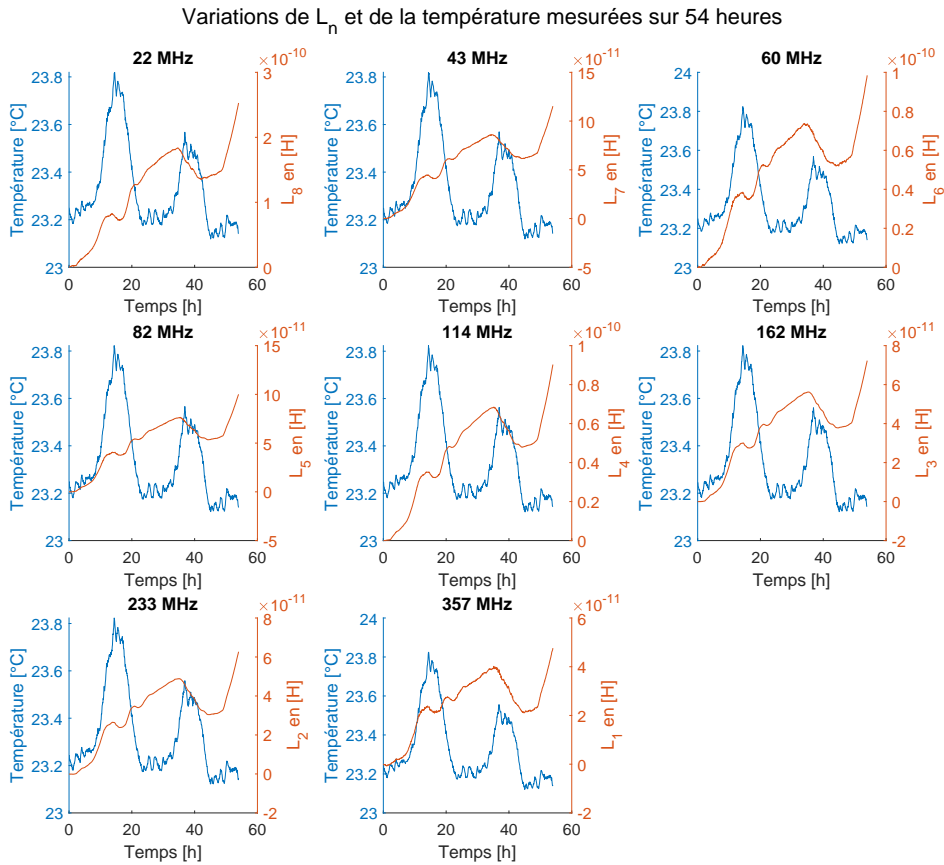


Figure 4.29 – Inductances équivalentes du WMFR-8 à vide en fonction du temps pour chacune des huit fréquences de résonance et température (T) mesurée simultanément.

où t représente le temps, et pour $n \in [1, 8]$. En pratique, les sensibilités $\alpha_{R_{nCT}}$ et $\alpha_{L_{nCT}}$ sont estimées par ajustements linéaires sur un intervalle de temps de l'ordre de quatre heures, et sont renouvelés toutes les 4 heures durant la totalité des 54 heures d'acquisition.

La compensation en température ainsi construite a été effectuée et nous comparons les résistances et inductances compensées avec les paramètres bruts, figures 4.30 et 4.31 respectivement. Nous pouvons observer que la compensation est efficace, car les paramètres d'impédance compensés présentent une variabilité au cours des 54 heures d'acquisition beaucoup plus faible que les paramètres bruts. Nous notons qu'il reste toutefois quelques variations, que l'on peut attribuer à une compensation en température imparfaite ou à l'influence d'autres paramètres environnementaux (variations d'humidité, environnement électromagnétique...) non pris en compte dans ce mode de compensation. Par ailleurs, cette compensation nécessite l'utilisation d'un capteur additionnel de température pour être réalisée.

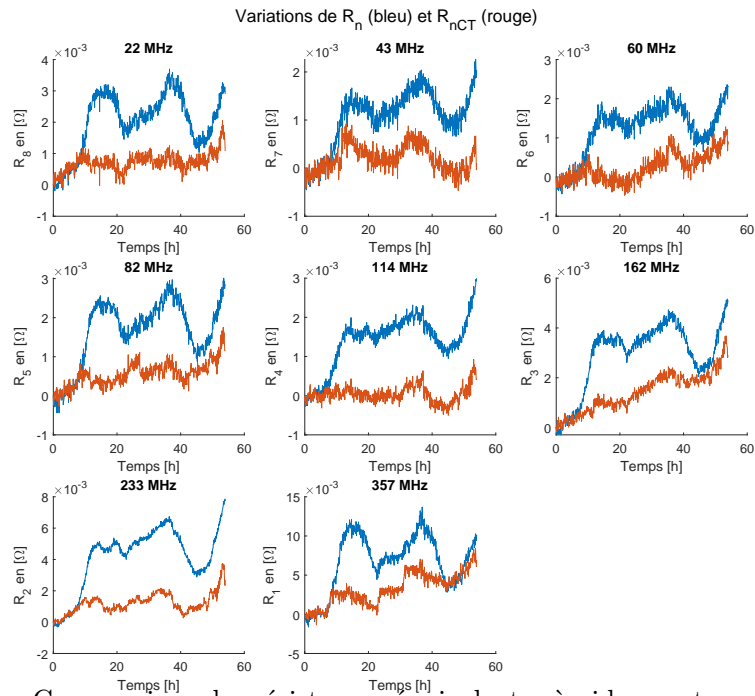


Figure 4.30 – Comparaison des résistances équivalentes à vide avant compensation (R_n) et après compensation en température (R_{nCT}) en fonction du temps.

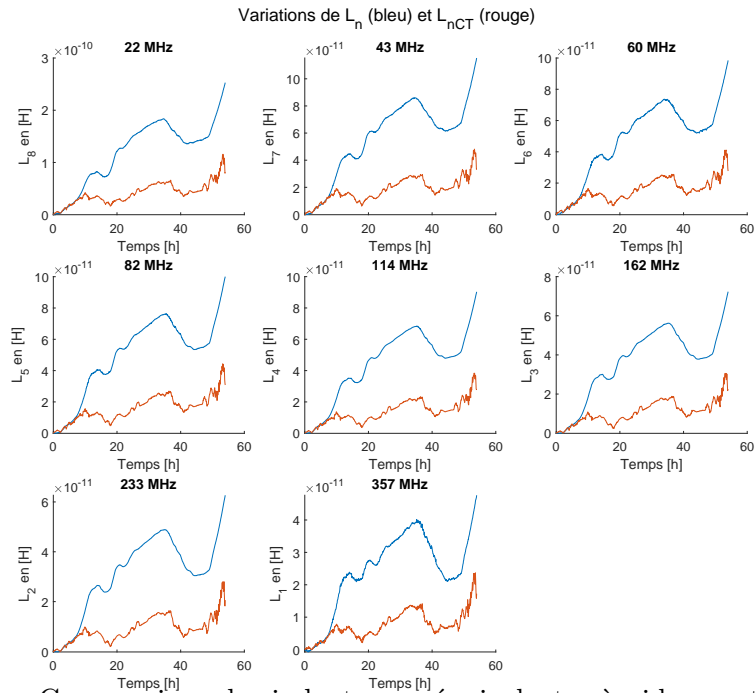


Figure 4.31 – Comparaison des inductances équivalentes à vide avant compensation (L_n) et après compensation en température (L_{nCT}) en fonction du temps.

Une seconde possibilité pour compenser l'influence des paramètres environnementaux est d'utiliser les données fournies par l'un des STLR, pour corriger les données des autres STLR, puisque tous subissent les mêmes influences extérieures. Pour exploiter cette idée, nous choisissons d'utiliser le STLR S25 associé à la 4^{ème} résonance du WMFR-8, c'est-à-dire résonant à la fréquence de 82 MHz, pour effectuer cette compensation. Ce choix est dicté par l'emplacement intermédiaire du S25 dans le WMFR-8, qui représente une forme de STLR moyen dans le comportement du WMFR. À l'aide des données extraites du STLR S25, nous pouvons construire une compensation en température similaire à celle élaborée avec le capteur de température Pt100. Nous définissons une sensibilité des STLR par rapport aux variations de l'environnement, fournies par le STLR S25, selon :

$$\alpha_{R_n R_5} = \frac{R_n(t_1) - R_n(t_0)}{R_5(t_1) - R_5(t_0)} \quad (4.9)$$

$$\alpha_{L_n L_5} = \frac{L_n(t_1) - L_n(t_0)}{L_5(t_1) - L_5(t_0)} \quad (4.10)$$

et nous formons les paramètres d'impédances compensés :

$$R_{nCS25}(t) = R_n(t) - \alpha_{R_n R_5} \cdot R_5(t) \quad (4.11)$$

$$L_{nCS25}(t) = L_n(t) - \alpha_{L_n L_5} \cdot L_5(t) \quad (4.12)$$

Cette compensation est effectuée sur l'intervalle de temps défini par $t_0 = 0$ h et $t_1 = 54$ h, et pour $n \in [1, 8]$. Les résultats obtenus pour la compensation des résistances équivalentes R_n sont données figure 4.32 et pour la compensation des inductances équivalentes L_n , figure 4.33.

Nous remarquons que la compensation est plus efficace que celle obtenue à l'aide du capteur de température Pt100 : les variations observées sur les paramètres compensés sont très faibles sur toute la durée de l'acquisition. Ceci peut s'expliquer par le fait que la compensation avec le STLR S25 corrige à la fois les effets des variations de la température, mais aussi ceux d'autres paramètres extérieurs éventuels (humidité, environnement électromagnétique, dérives du VNA...) qui auraient pu perturber la mesure.

Notons également que plus les STLR sont proches du résonateur utilisé pour la compensation, plus celle-ci est efficace. Ceci confirme à nouveau le caractère

tomographique du WMFR, dont les sensibilités aux paramètres environnementaux sont différentes selon la géométrie (et la fréquence de résonance) des STLRS sollicités. Notons enfin qu'en pratique, cette compensation ne peut être faite en continu. Si le WMFR est chargé par un milieu cible à caractériser, une procédure de compensation en continu par le STLRS « moyen » risque de réduire la sensibilité de l'ensemble du WMFR aux variations diélectriques recherchées. Cependant, la compensation peut être faite de manière régulière, à partir de données acquises dans des situations de référence (capteurs à vide, capteurs en interaction avec un milieu connu....) pour calibrer le WMFR. Enfin, cet exemple illustre à nouveau que les mesures intrinsèquement multiples fournies par WMFR permettent d'enrichir l'information, mais aussi très potentiellement de faciliter l'élimination de paramètres de nuisances dus à l'environnement, dans la résolution du problème inverse à mettre en œuvre pour estimer les propriétés diélectriques du milieu investigué à partir des données mesurées.

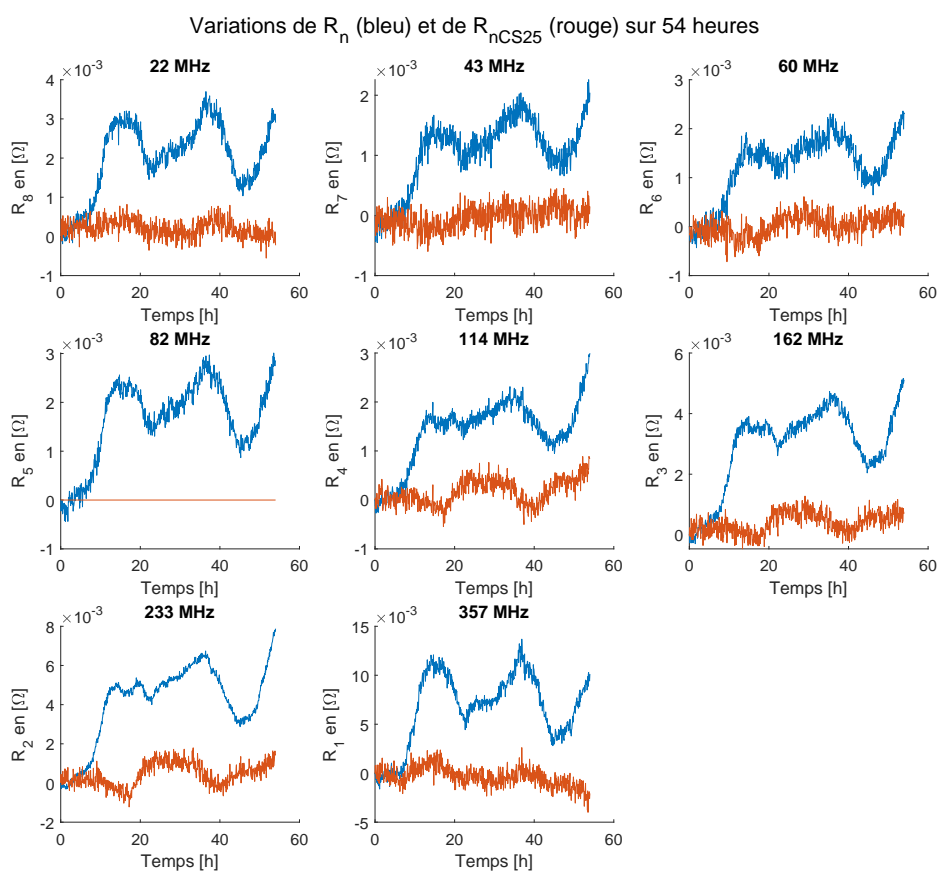


Figure 4.32 – Résistances équivalentes brutes et compensées avec le STLRS S25 (82 MHz), au cours du temps.

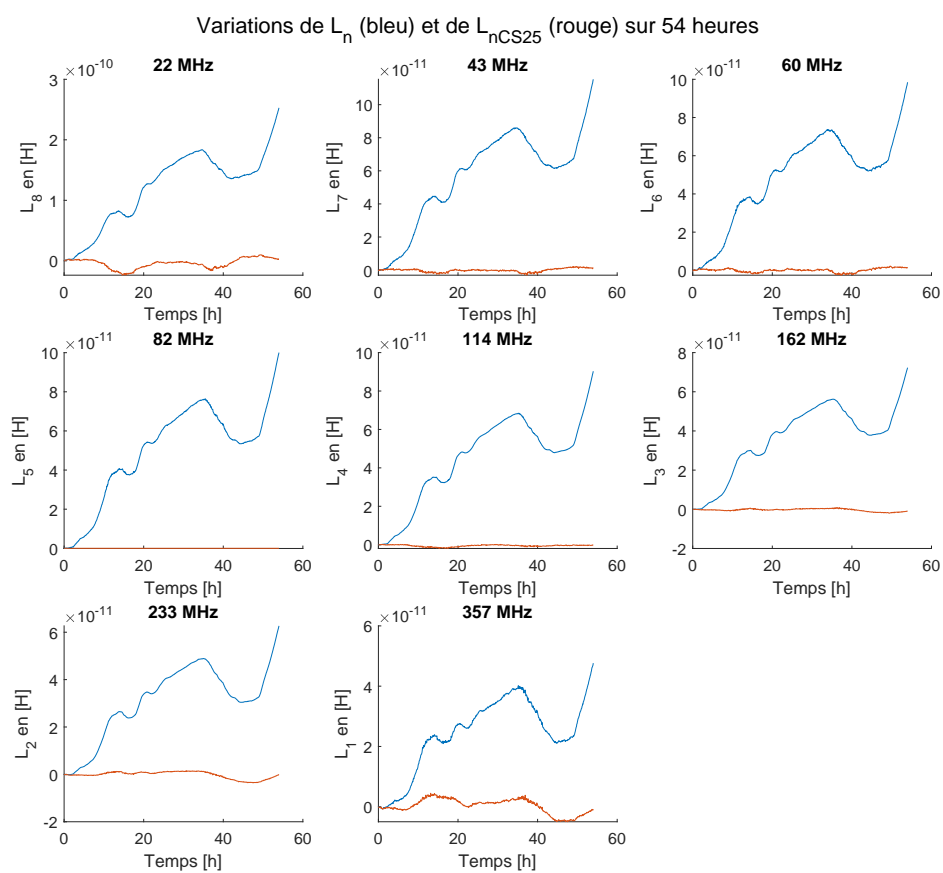


Figure 4.33 – Inductances équivalentes brutes et compensées avec le STLR S25 (82 MHz), au cours du temps.

4.7 Conclusion

Au long de ce chapitre, nous avons cherché à explorer différents exemples de mise en œuvre du WMFR, afin d'en évaluer les possibilités en vue de l'élaboration d'un système instrumental d'imagerie exploitant un réseau de WMFR.

En premier lieu, nous avons cherché à évaluer les volumes d'investigation obtenus avec les différents STLR constitutifs d'un WMFR monolithique à huit fréquences de résonances, à l'aide d'objets de détection présentant des contrastes diélectriques locaux plus ou moins importants avec un milieu de référence. En plus du caractère multifréquence / multiéchelle du WMFR, déjà montré dans le chapitre 3, nous avons mis en évidence ici le caractère tomographique intrinsèque du fonctionnement du WMFR : les STLR de plus grands diamètres présentent des volumes d'investigation supérieurs à celui des STLR de plus petit diamètre. Cette propriété, validée expérimentalement, ouvre des possibilités en termes de caractérisation de milieux complexes particulièrement pertinentes pour une approche d'imagerie tomographique. Dans les essais conduits, le WMFR-8 utilisé n'est pas un capteur optimisé : nous avons cherché ici à en valider le principe, en intégrant le plus grand nombre de fréquences de résonances pour un encombrement donné. Il résulte de cet arrangement une distribution de STLR très dense, qui induit un couplage important entre STLR, et de fait des performances en deçà de celles qui auraient été obtenues avec des STLR isolés, ou avec un WMFR moins compact. Par la suite, une étude plus « applicative » a été menée à l'aide d'un WMFR-4, possédant une densité de STLR faible dans l'encombrement donné, donc moins de couplage entre eux. Ce WMFR-4 a été utilisé pour détecter une inclusion dans un milieu aqueux se rapprochant un peu plus des conditions réelles des milieux biologiques. Cette expérience a permis de valider l'utilisation d'un tel WMFR pour la détection d'une inclusion et montre qu'avec moins de STLR les performances de détection du WMFR-4 sont très proches des capacités d'un STLR seul. Une limite est apparue pour le STLR de plus grand diamètre qui ne rayonne très peu dans le milieu. Pour une application donnée, il conviendrait donc de conduire une étude d'optimisation pour définir les dimensions, le nombre et la distribution des STLR répondant le mieux aux contraintes applicatives, pour concevoir le WMFR.

Dans un second temps, nous avons exploré la faisabilité d'instrumenter plusieurs WMFR (à quatre et trois fréquences de résonances) distribués spatialement, avec une seule voie de mesure, à l'aide d'une sonde d'émission / réception multiple. Nous avons validé cette faisabilité instrumentale, en utilisant deux WMFR dont tous les STLR

présentent des fréquences de résonances différentes, et en segmentant de manière fréquentielle les différentes résonances apparaissant dans la mesure de l'impédance de la sonde de suivi. Cette preuve de concept ouvre la voie au développement d'un réseau de WMFR utilisant une voie unique de mesure, ou encore un nombre très réduit de voies de mesures par rapport au nombre de capteurs utilisés. À nouveau, cette étude de faisabilité valide le concept proposé, sans qu'un fonctionnement optimal n'ait été recherché. Pour une application donnée, il conviendrait probablement de mieux dimensionner les éléments de sonde d'émission/réception aux WMFR utilisés, de mieux distribuer les fréquences de résonances des STLR exploités (nous avons vu ici qu'une proximité de résonance inférieure à 1 MHz peut induire des diaphonies visibles entre deux STLR des WMFR mis en jeu), ou encore d'adapter la puissance d'émission à l'utilisation de plusieurs sondes en série...

Dans une troisième partie, nous avons également validé la pertinence du WMFR pour caractériser un milieu stratifié dont les parties les plus profondes sont à caractériser. Cette expérience est à rapprocher d'une application dans laquelle on chercherait à caractériser un milieu sous-cutané. Les résultats obtenus ont montré la pertinence du WMFR pour obtenir des données tomographiques bien adaptées à cette application. Les différentes profondeurs d'investigation du WMFR fournissent des données complémentaires, qui concernent la couche superficielle et / ou les couches plus profondes. Cet ensemble de données est riche et particulièrement pertinent pour alimenter un algorithme de résolution d'un problème inverse pour la caractérisation avancée d'un milieu stratifié.

Enfin, en vue d'une mise en œuvre pratique d'un système à WMFR, nous avons mis en évidence la capacité de ce capteur multiple à réaliser des opérations d'auto-compensation de dérives des conditions de mesures. Nous avons illustré cet aspect en exploitant un des STLR comme capteur des variations des conditions environnementales de la mesure, pour « corriger » les données des autres STLR composant le WMFR. Nous avons considéré ici les variations de températures influant sur la qualité des données fournies par le capteur. Une généralisation de cette approche auto-compensatrice du WMFR pourrait être menée pour corriger d'autres paramètres d'influence susceptibles d'apparaître en pratique, comme des variations de distances WMFR / milieu, ou de distances WMFR / sonde durant la mesure.

Pour conclure, quoique des solutions à WMFR optimisées pour une application de caractérisation d'un milieu organique donné n'aient pas été menées, nous pensons que les éléments de validation apportés ici ouvrent des perspectives tout à fait pertinentes et prometteuses pour envisager à court terme l'élaboration d'un démonstrateur embarqué formé d'un réseau de WMFR.

Conclusion

Dans cette thèse, nous avons présenté des travaux ouvrant de nouvelles perspectives dans la caractérisation de milieux organiques. L'intérêt de la caractérisation de milieux organiques, avec un système non invasif, bas coûts, multifréquence, sans contact avec le milieu, dans la gamme des radiofréquences a en premier lieu été explicité.

Dans un deuxième temps, nous avons approfondi l'utilisation et la modélisation de capteurs inductifs résonants sans contact de type TLR. Une modélisation approfondie de TLR planaires a été proposée et validée numériquement et expérimentalement. Puis, trois exemples de mise en œuvre de ces capteurs inductifs ont été proposées avec un système instrumental simple :

- un TLR pour différencier des variations de propriétés diélectriques dans des milieux homogènes
- un TLR pour détecter les variations induites par une sphère diélectrique se déplaçant dans un milieu semi-infini
- un ensemble de deux TLR pour détecter les variations induites par une sphère diélectrique se déplaçant dans un milieu semi-infini

Les différentes pistes étudiées dans ce document, et celles qui pourraient être entreprises ou approfondies pour la mise en œuvre de ces TLR sont présentées dans la figure 4.34. Des expériences menées ici, nous pouvons conclure sur l'intérêt des TLR pour caractériser des milieux organiques et sur la faisabilité instrumentale associée.

Dans un troisième temps, une nouvelle voie a été explorée pour développer des capteurs inductifs multifréquences WMFR. Ceux-ci ont été modélisés, à partir de l'étude des TLR en général et des STLR en particulier. Puis, plusieurs expériences ont été menées pour montrer la faisabilité théorique et instrumentale de ces capteurs, et leur potentiel. Les travaux entrepris sont résumés dans le schéma suivant, dans lequel figurent également les points à améliorer et les perspectives immédiates, figure 4.35.

Nous avons montré que l'utilisation de plusieurs fréquences permet d'enrichir la qualité de la caractérisation, pour discriminer différents milieux complexes, pour

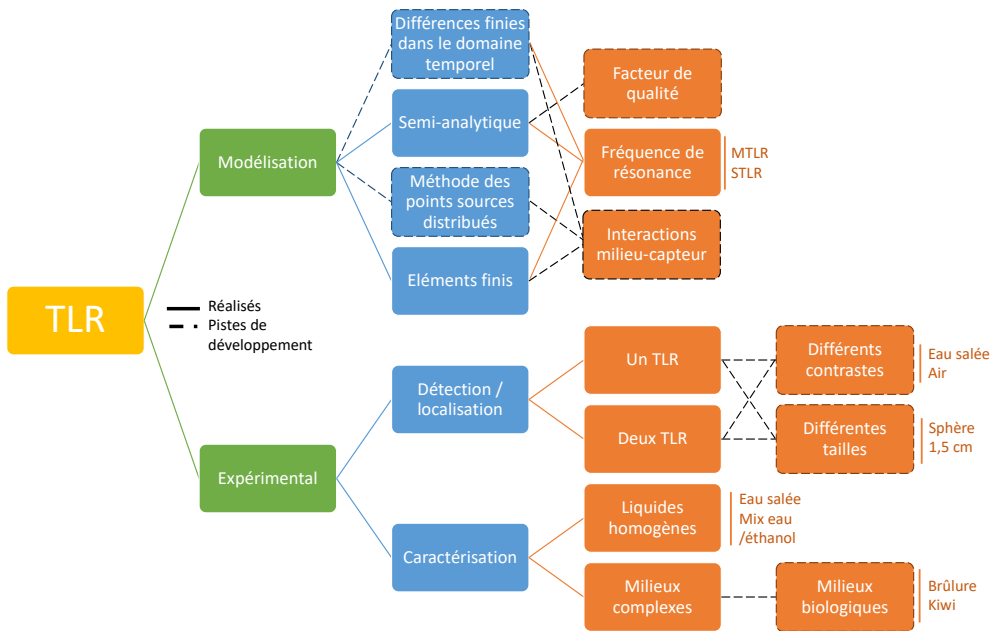


Figure 4.34 – Bilan des réalisations et pistes de développement des TLR.

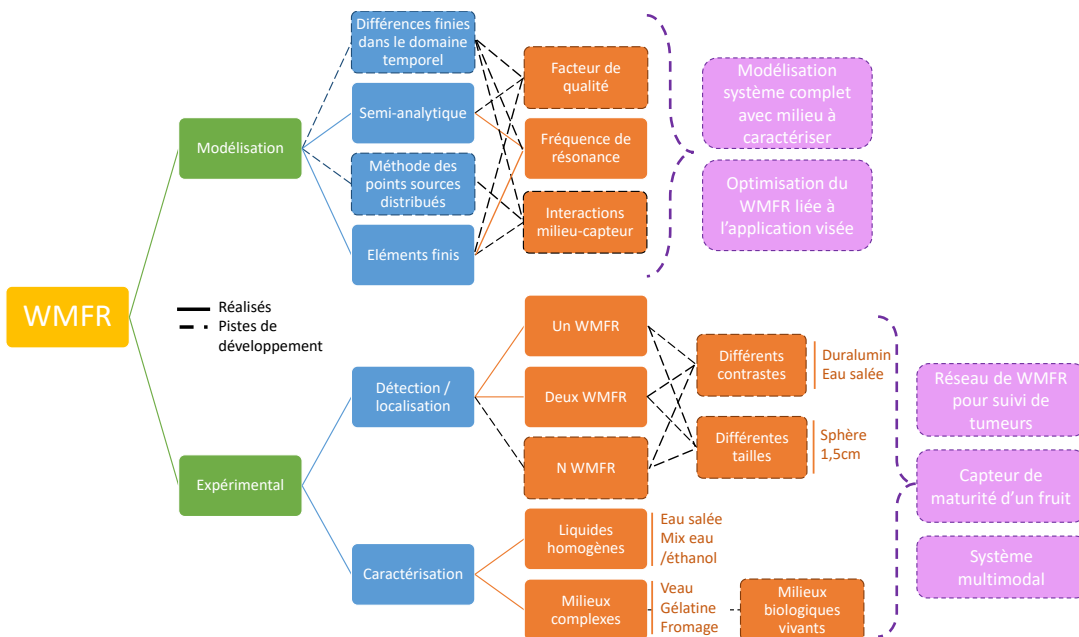


Figure 4.35 – Bilan des réalisations et pistes de développement des WMFR.

en faire une caractérisation multiéchelle, et pour en suivre l'évolution. En outre, le caractère multiple du WMFR permet d'effectuer des opérations d'autocalibration ou d'autocompensation de paramètres d'influence tels que la température ou une distance capteur / milieu non maîtrisée. Ensuite, de premières expériences ont été menées pour déterminer la profondeur de pénétration du champ magnétique dans le milieu environnant. Il a été établi que la profondeur d'investigation du capteur développé dépendait de la géométrie de chaque STLR constitutif, ce qui confère au WMFR un caractère intrinsèquement tomographique, particulièrement pertinent en vue du développement d'un système d'imagerie construit à partir de WMFR. De plus, nous avons mis en évidence le fait que ces capteurs peuvent être associés en réseau sans augmentation du nombre de voie de mesure, grâce à une technique de segmentation fréquentielle. Cette propriété ouvre des perspectives particulièrement intéressantes pour le développement d'un dispositif faible coût, même si des éléments d'optimisation doivent être envisagés pour la conception d'un dispositif adapté une application donnée.

À ce titre, les perspectives d'utilisation et de développement des WMFR peuvent être distinguées sur le court terme, mais aussi sur le long terme.

À court terme

Plusieurs défis sont à relever afin de développer un système à WMFR. Ceux-ci portent principalement sur les aspects de :

- modélisation : la réalisation d'un modèle analytique complet du WMFR et le développement de simulations les plus proches de la réalité possible, adaptées à des systèmes complets placés devant des milieux diélectriques de propriétés variables, sont nécessaires afin d'optimiser les structures à WMFR ;
- instrumentation : l'optimisation de la puissance induite dans le milieu, tout en respectant les limites du DAS doit être envisagée. Celle-ci doit être menée conjointement avec la détermination du choix d'une structure de sonde d'émission / réception, adaptée au WMFR, qui peut prendre différentes formes, comme les sondes coniques [179], cylindriques [141], ou de boucles filaires simples, ou multiples, comme sur le projet présenté figure 4.36. Une étude du rapport signal / bruit doit aussi être effectuée pour permettre de déterminer les limites du système.

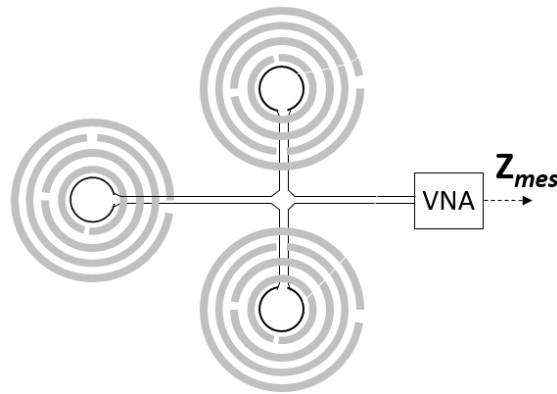


Figure 4.36 – Proposition de système permettant l’interrogation à distance de trois WMFR distincts spatialement avec une voie de mesure unique.

- problème inverse : nous avons abordé dans ce document la nécessité de résoudre un problème inverse afin d’estimer les propriétés diélectriques à partir des paramètres extraits du WMFR, la relation entrée sortie du WMFR n’étant pas univoque. Une première solution à court terme pour mettre en œuvre une telle approche peut être l’utilisation d’un modèle inverse par apprentissage. Celui-ci pourra être construit à l’aide d’un réseau de neurones artificiel [137], alimenté par les paramètres d’impédances induites multifréquences des WMFR, afin d’estimer les grandeurs recherchées, comme le représente la figure 4.37.

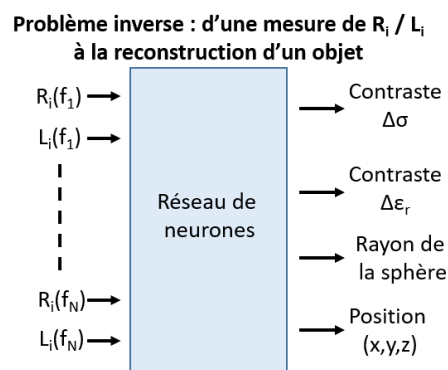


Figure 4.37 – Proposition de schéma du problème inverse pour la caractérisation diélectrique du milieu environnant à partir de mesures d’impédances induites multifréquences d’un ou plusieurs WMFR.

Enfin, un système instrumental complet adapté à un usage hors laboratoire pourra être développé pour une application donnée. Ce développement nécessitera le choix des fréquences pertinentes pour l’étude du milieu, la géométrie et le nombre des résonateurs, la technologie de réalisation des WMFR et de la sonde de contrôle. Un lecteur RF dédié pourra alors être développé ou recherché dans

le commerce (tels que les mini-VNA [211] développés ces dernières années) pour constituer un dispositif portable.

À long terme

À plus long terme, différents axes de développement peuvent être imaginés. Le premier consisterait à optimiser les WMFR afin de constituer des capteurs in-situ, enfouis, portables ou implantables, ce qui est envisageable grâce à des technologies de microfabrication biocompatibles telles que celles développées dans [134]. Le second axe porterait sur la réalisation de cartographies de reconstruction des propriétés diélectriques tridimensionnelles des milieux complexes, à l'aide de réseaux de WMFR placés autour de la région à imager, comme dans le cas de la détection de tumeur dans un sein. Ces deux axes de développement sont présentés figure 4.38. Dans ce schéma, une distinction est effectuée entre la notion d'antenne

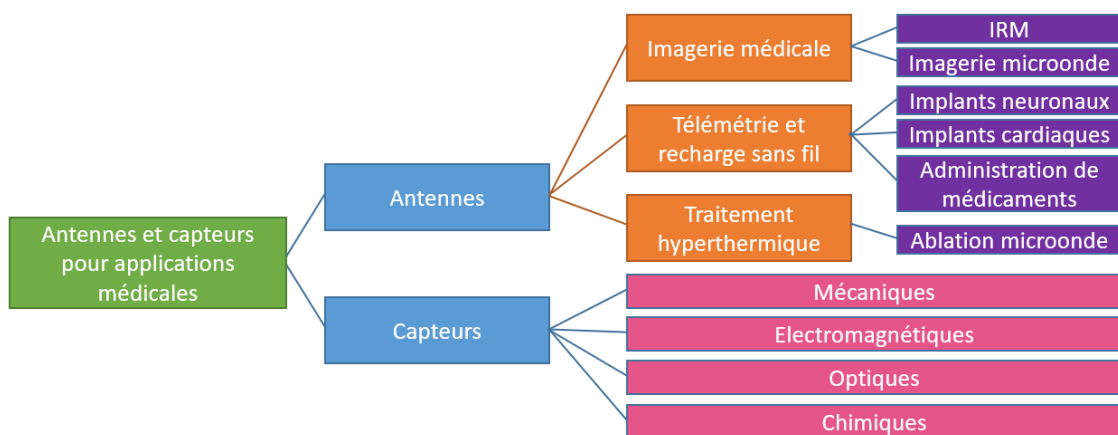


Figure 4.38 – Différentes applications et modalités des antennes et capteurs pour applications médicales [66].

et de capteur qui sont liées couramment à différentes communautés et différentes applications même si leur technologie est semblable. Ce schéma résume les différentes applications possibles pour un même antenne / capteur qui peut potentiellement être utilisé à la fois comme antenne pour de la transmission de puissance, de l'imagerie et comme capteur électromagnétique.

La problématique du cancer du sein a été le fil conducteur de ces travaux, et nous sommes convaincus que le développement d'un système RF à WMFR doit continuer de faire l'objet de recherche, compte tenu des résultats prometteurs que nous avons mis en évidence. Pour autant, les travaux réalisés nous ont montré que des systèmes à WMFR pourraient trouver de nombreuses applications dans d'autres domaines de

la médecine, comme, à titre d'exemple, la caractérisation de l'ostéoporose [212], le suivi de la glycémie [213] ou la détection des accidents vasculaires cérébraux. En effet, il existe un contraste diélectrique important entre les tissus sains et ceux affectés par un AVC [214], aussi différents systèmes ont été développés : [160], [215], [216], [217], [218], [219] et même commercialisés [220], [221]. Dans ce contexte, une approche WMFR pourrait s'avérer particulièrement pertinentes. Enfin, si les applications qui ont sous-tendu nos travaux concernent les tissus organiques, notons que mes WMFR pourraient être avantageusement exploités dans des applications pour le suivi d'autres milieux organiques, en agriculture, en agronomie, ou dans l'industrie alimentaire, eu égard à leur mise en œuvre bas-cout et non destructive. Enfin, des applications concernant des milieux complexes inorganiques sont également envisageables, telles que la caractérisation distance ou in-situ du béton [222], des polymères [223], ou de différents solides [224], [225], etc.

Avec l'amélioration et l'optimisation constante des systèmes et des capteurs, un grand domaine de recherche de ces dernières années est la multimodalité, c'est-à-dire, dans un même système avoir deux capteurs ou antennes qui extraient des grandeurs physiques de natures différentes : optique, mécanique, chimique, électromagnétique. Cet aspect a été abordé dans la partie 1.5 page 31 et ses potentialités sont nombreuses pour le WMFR, à l'instar de PET-IRM, IRM-ultrason, EPT-IRM [226]. En particulier la thèse de [227] a fait l'objet de développement d'un capteur ultrasonore excitable par un TLR. La réalisation de ce type de capteur montre que le WMFR pourrait très bien être couplé à un capteur type ultrasonore pour des applications futures.

Des équipes travaillent aussi sur la réalisation de nanoparticules permettant d'augmenter le contraste entre tissus sain/ tissus tumoraux qui pourraient être injectés au patient avant l'examen à l'instar des produits de contraste en PET, IRM, tomographie, ce qui permettrait une détection beaucoup plus fine de certains phénomènes biologiques qui offrent peu de contraste naturel [228], [229], [230].

L'avantage du WMFR à ce titre est donc multiple, selon l'application visée on peut optimiser les différents paramètres géométriques et propriétés des matériaux utilisés pour avoir les caractéristiques résultantes souhaitées toutes liées via la condition de résonance équation (2.1). Le WMFR peut donc être fabriqué pour résonner sur une large gamme de fréquences de quelques MHz à plusieurs centaines de MHz voir au-delà, avec une production potentiellement bas coût (circuit imprimé), flexible (substrat polymère ou fin), voir biodégradable, couplé à une autre modalité (comme des ultrasons par exemple, [227]). Nous avons donc présenté un système

de caractérisation et de détection de l'évolution des milieux organiques par des capteurs sans contact RF multifréquences. La détection et l'imagerie associée dans cette gamme de fréquence RF / microonde est toujours d'une grande actualité et ses promesses sont nombreuses même si de nombreux défis restent encore à relever [231].

Conclusion

Annexes

A

Annexe du chapitre 2

A.1 Détails d'obtention de la condition de résonance d'un TLR

Cette section est une reproduction des travaux de [93], [119] et de [131]. Le détail de calcul est présenté dans le cas d'un STLR, le raisonnement reste le même dans le cas d'un MTLR. En premier lieu, il est nécessaire de définir les courants et les conventions utilisés pour un STLR, ils sont présentés dans la figure A.2 et A.1.

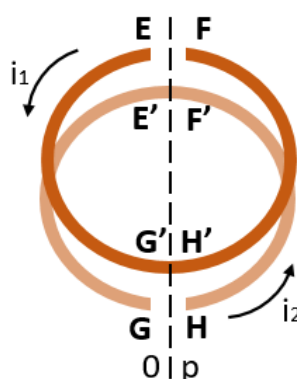


Figure A.1 – Représentation d'un STLR, adaptée de [131].

Le courant i_D est le courant différentiel circulant dans la ligne de transmission,

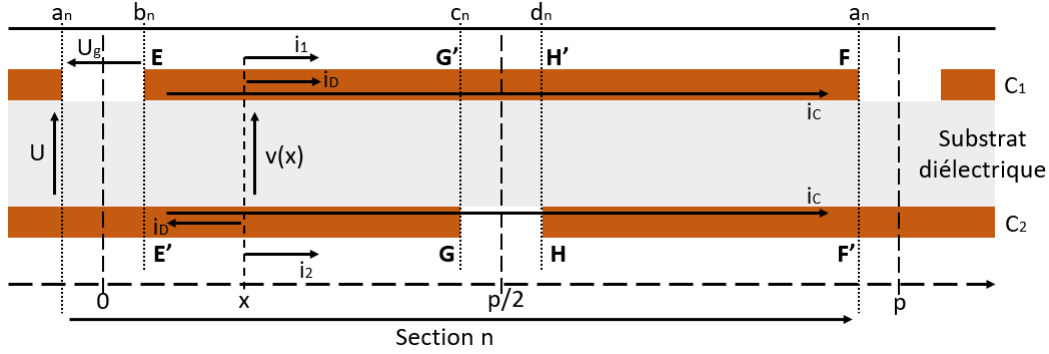


Figure A.2 – Schéma de la ligne de transmission avec les courants associés adapté de [119] et [131].

le courant i_C en mode commun.

$$i_C = \frac{i_1 + i_2}{2}$$

$$i_D = \frac{i_1 - i_2}{2}$$

Les équations du Télégraphe appliquées à la section EE'-G'G dans l'hypothèse d'une ligne de transmission sans pertes et quasi-statique, au vu de la longueur de la ligne et l'ordre de grandeur des fréquences (MHz) et du substrat à faibles pertes utilisé, donnent, pour x étant la position dans la ligne, β la constante de propagation de la ligne et Z_C l'impédance caractéristique de la ligne :

$$Z_C i_D(x) = Z_C i_D(0) \cos(\beta x) - jv(0) \sin(\beta x)$$

$$v(x) = v(0) \cos(\beta x) - jZ_C i_D(0) \sin(\beta x)$$

Si maintenant on se place au milieu de la fente en $x = p/2$:

$$Z_C i_D(c_n) = Z_C i_D(b_n) \cos(\beta p/2) - jv(b_n) \sin(\beta p/2) \quad (\text{A.1})$$

$$v(c_n) = v(b_n) \cos(\beta p/2) - jZ_C i_D(b_n) \sin(\beta p/2)$$

Les conditions aux limites s'écrivent : En b_n , $i_1(b_n) = 0$ donc $i_D(b_n) = -i_C$. De la même manière c_n , $i_2(c_n) = 0$ donc $i_D(c_n) = i_C$.

Si on les remplace dans l'Eq.(A.2), on obtient :

$$-jv(b_n) \sin(\beta p/2) = Z_C i_C (1 + \cos(\beta p/2))$$

$$v(b_n) = Z_C i_C \cot(\beta p/4)$$

$$v(c_n) = v(b_n) \cos(\beta p/2) + jZ_C i_C \sin(\beta p/2)$$

Comme $U=v(b_n)=v(c_n)$,

$$U = Z_C i_C \cot(\beta p/4) \quad (\text{A.2})$$

Le courant dans la ligne à la position x toujours dans la partie EE'-G'G :

$$\begin{aligned} Z_C i_D(x) &= Z_C(-i_C) \cos(\beta x) - jU \sin(\beta x) \\ i_D(x) &= i_C \cot(\beta p/4) \sin(\beta x) - \cos(\beta x) \end{aligned}$$

D'où pour $x \in [0, p/2]$

$$\begin{aligned} i_D(x) &= i_C \left(\frac{\sin(\beta(x - p/4))}{\sin(\beta p/4)} \right) \\ i_1 &= i_C + i_D = i_C \left(1 + \frac{\sin(\beta(x - p/4))}{\sin(\beta p/4)} \right) \\ i_2 &= i_C - i_D = i_C \left(1 - \frac{\sin(\beta(x - p/4))}{\sin(\beta p/4)} \right) \end{aligned}$$

En appliquant le même raisonnement à la partie H'H-FF' on obtient :

$$\begin{aligned} Z_C i_D(x) &= Z_C i_D(\beta p/2) \cos(\beta(x - \beta p/2)) - jv(\beta p/2) \sin(\beta(x - \beta p/2)) \\ v(x) &= v(\beta p/2) \cos(\beta(x - \beta p/2)) - jZ_C i_D(\beta p/2) \sin(\beta(x - \beta p/2)) \end{aligned}$$

Avec les nouvelles conditions aux limite : En d_n , $i_2(d_n) = 0$ donc $i_D(d_n) = i_C$
De la même manière en a_n , $i_1(a_n) = 0$ donc $i_D(a_n) = -i_C$.

D'où pour $x \in [p/2, p]$:

$$\begin{aligned} i_D(x) &= i_C \frac{\sin(\beta(3p/4 - x))}{\sin(\beta p/4)} \\ i_1(x) &= i_C \left(1 + \frac{\sin(\beta(3p/4 - x))}{\sin(\beta p/4)} \right) \\ i_2(x) &= i_C \left(1 - \frac{\sin(\beta(3p/4 - x))}{\sin(\beta p/4)} \right) \end{aligned}$$

Pour passer du simple tour simple fente au multitours seule la valeur de p change (cela devient la somme des périmètres de chaque tour). Pour passer du simple tour simple fente au simple tour simple fente, il suffit de mettre en cascade les n sections, n étant le nombre de fentes.

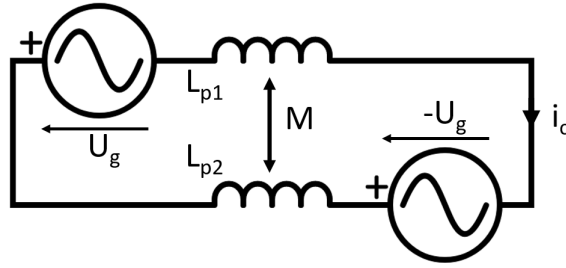


Figure A.3 – Schéma électrique équivalent du STLR adapté de [119].

Ainsi le schéma électrique équivalent de la ligne de transmission sans pertes devient Fig. A.3, avec L_{p1} et L_{p2} les inductances équivalentes de chaque bande conductrice, M leur mutuelle et $U_g=2U$ la tension aux bornes de la fente.

Si on pose : $L = L_{p1} + L_{p2} + 2M$. D'après les lois de Kirchhoff appliquées au circuit avec ω la pulsation de résonance on obtient, avec N_f le nombre de fente de la ligne :

$$j\omega L + 4N_f U = 0$$

L'équation devient avec l'équation liant U et i_C déterminée précédemment et $\beta = \omega \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{c}$ et $x_1=2pN_f$, longueur totale de la ligne :

$$\frac{L\omega}{4N_f Z_C} \tan\left(\frac{\omega x_1 \sqrt{\epsilon_{re}}}{4N_f c}\right) = 1 \quad (\text{A.3})$$

Les équations permettant la détermination de L et de Z_C sont présentées dans la section suivante.

A.2 Détermination de l'impédance caractéristique et de l'inductance du TLR

A.2.1 Calcul de l'impédance caractéristique

D'après [171], en faisant l'approximation que le TLR est une ligne micro-ruban :

- $u = \frac{l_c}{e_d}$ est la largeur normalisée de la piste conductrice,
- $t = \frac{e_c}{e_d}$ est l'épaisseur normalisée de la piste conductrice,
- $Z_0 \simeq 376,730 \Omega$ est l'impédance dans le vide

Les paramètres de la ligne micro-ruban sont :

$$Z(u, t, \varepsilon_r) = \frac{Z_1(u_r)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{re1}}(u_r, \varepsilon_r)}} \quad (\text{A.4})$$

$$\varepsilon_{\text{re}}(u, t, \varepsilon_r) = \varepsilon_{\text{re1}}(u_r, \varepsilon_r) \left[\frac{Z_1(u_1)}{Z_1(u_r)} \right]^2 \quad (\text{A.5})$$

avec

$$Z_1(u) = \frac{Z_0}{2\pi} \ln \left[\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (\text{A.6})$$

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right]$$

$$\varepsilon_{\text{re1}}(u, \varepsilon_r) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-a(u).b(\varepsilon_r)} \quad (\text{A.7})$$

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b(\varepsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

$$u_1 = u + \Delta u_1 \quad (\text{A.8})$$

$$\Delta u_1 = \frac{t}{\pi} \ln \left(1 + \frac{4e}{t.\text{coth}^2 \sqrt{6.517u}} \right)$$

$$u_r = u + \Delta u_r \quad (\text{A.9})$$

$$\Delta u_r = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\cosh \sqrt{\varepsilon_r + 1}} \right) \Delta u_1.$$

A.2.2 Calcul de l'inductance

Des études récentes sur les inductances propres et mutuelles pour des disques de [175] et [174] sont utilisées pour les calculs d'inductances propres et mutuelles.

L'inductance totale du système est $L = 2L_p(1 + k)$ où L_p est l'inductance des pistes d'une face du résonateur, k est le facteur de couplage moyen entre les deux faces, N_r le nombre de tour.

L'inductance propre d'une face L_p est :

$$L_p = \sum_{t=1}^{N_r} L_t + 2 \sum_{t=1}^{N_r-1} \sum_{q=t+1}^{N_r} M_{tq} \quad (\text{A.10})$$

où L_t correspond à l'inductance propre de chaque tour du conducteur et M_{tq} la mutuelle coplanaire entre les deux tours t-ième et q-ième. Si on considère le cas asymptotique où les disques bobines plates est une bonne approximation vu que les résonateurs sont réalisés sur PCB. Dans ce cas les formules de [174] sont utilisées, car elles permettent le calcul des mutuelles propres et coplanaires avec l'utilisation des fonctions hypergéométriques généralisées.

En définissant H comme suit :

$$H(x) = {}_5F_4 \left(1, 1, \frac{3}{2}, \frac{5}{2}, \frac{5}{2}; 2, 2, 3, \frac{7}{2}; x \right) \quad (\text{A.11})$$

avec (r_1, r_2) et (r_3, r_4) respectivement les rayons internes et externes des deux tours considérés tels que $r_4 > r_3 > r_2 > r_1$ ($r_2 = r_1 + l_c$, $r_4 = r_3 + l_c$), l'inductance propre, L_t , d'un tour s'écrit alors [175] :

$$\begin{aligned} L_t = \frac{\mu_0 \pi}{(r_2 - r_1)^2} & \left\{ \frac{(r_2^3 - r_1^3)}{9} \left(\frac{6}{\pi} (2G - 1) \right) + \frac{r_1^3}{3} \ln \left(\frac{r_1}{r_2} \right) \right. \\ & + \frac{3r_1^3}{80} \left[\left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 H \left(\left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right) \right. \\ & \left. \left. + \frac{40}{9} \left(4 \ln(2) - \frac{8}{\pi} (2G - 1) - \frac{1}{3} \right) \right] \right\} \quad (\text{A.12}) \end{aligned}$$

et l'inductance mutuelle pour les deux tours considérés :

$$\begin{aligned} M_{tq} = \frac{\mu_0 \pi}{(r_4 - r_3)(r_2 - r_1)} & \left\{ \frac{(r_2^3 - r_1^3)}{6} \ln \left(\frac{r_4}{r_3} \right) + \frac{3}{160} \right. \\ & \times \left[r_2^3 \left(\frac{r_2}{r_3} \right)^2 H \left(\left(\frac{r_2}{r_3} \right)^2 \right) - r_2^3 \left(\frac{r_2}{r_4} \right)^2 H \left(\left(\frac{r_2}{r_4} \right)^2 \right) \right. \\ & \left. \left. + r_1^3 \left(\frac{r_1}{r_4} \right)^2 H \left(\left(\frac{r_1}{r_4} \right)^2 \right) - r_1^3 \left(\frac{r_1}{r_3} \right)^2 H \left(\left(\frac{r_1}{r_3} \right)^2 \right) \right] \right\} \quad (\text{A.13}) \end{aligned}$$

Dans ces équations, $G \simeq 0.9159655942\dots$ est la constante de Catalan.

Le coefficient de couplage moyen k entre chacune des faces du résonateur est :

$$k = \frac{1}{N_r} \sum_{t=1}^{N_r} \frac{M_{tt}}{L_t} \quad (\text{A.14})$$

où M_{tt} est l'inductance mutuelle entre les deux faces. Ces mutuelles peuvent être calculées en utilisant la formule de Maxwell pour les bobines fils. Avec K et E les intégrales elliptiques de première et deuxième espèces, la mutuelle est [173] :

$$M_{tt} = \mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (\text{A.15})$$
$$k^2 = \frac{4r_1 r_2}{(r_1 + r_2)^2}$$

Avec les intégrales elliptiques de première et de deuxième espèce suivante :

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

$$E(n) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - n^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad (\text{A.17})$$

A.3 Résultats du TLR sans correction

Ces résultats sont issus de la partie 2.4. Ils présentent les deux paramètres L_{in} et R_{in} tels qu'extraits à chaque point de l'espace.

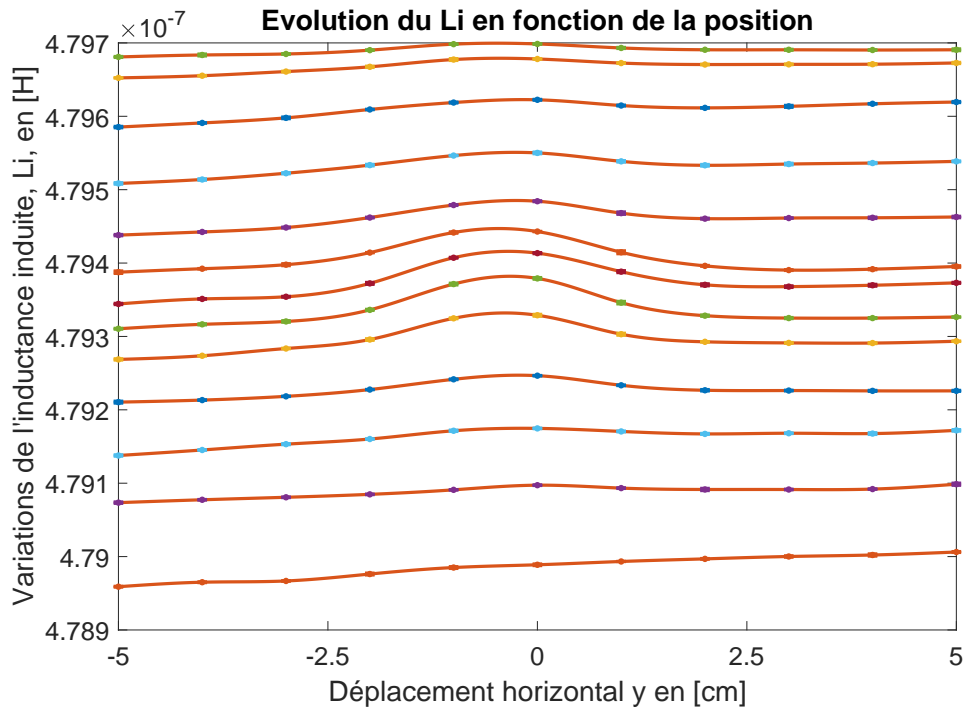


Figure A.4 – Évolution de l'inductance induite, L_{in} , extraite en fonction de la position de la sphère vide selon y et chaque courbe correspond à z différent.

On peut voir dans ces figures que les deux paramètres dérivent dans le temps. Le contraste diélectrique créé par la sphère devant le TLR devient du même ordre de grandeur que la variation d'une ligne d'acquisition à une autre. Cela rend la comparaison entre les lignes à z constant difficile. Ceci est probablement dû à des variations des paramètres environnementaux autour du système expérimental. Pour s'affranchir de ces dérives temporelles, une estimation est effectuée tirée de [195] qui est basée sur la méthode des moindres carrés asymétriques, celle-ci est réglée via deux paramètres hypergéométriques λ et p , pour notre cas et par la suite on prend $\lambda = 10^5$ et $p = 0,1$ fixés. Une fois cette "ligne de fond" estimée pour chaque $z = \text{constante}$, elle est soustraite à la ligne de données correspondante. Cela donne les figures suivantes figures A.6 et A.7.

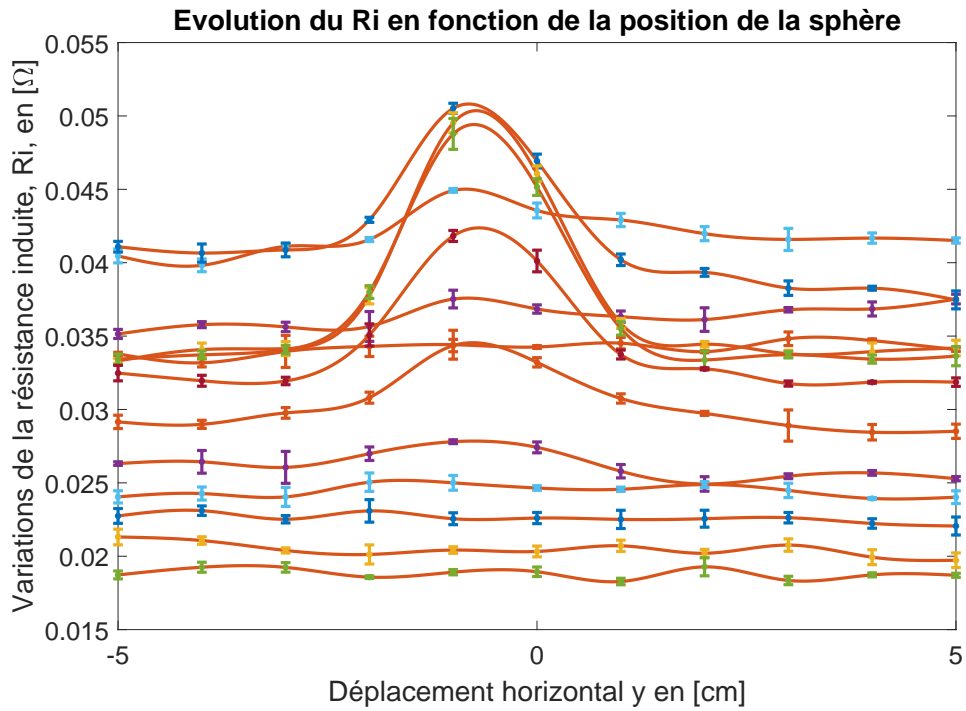


Figure A.5 – Évolution de la résistance induite, R_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère d'eau salée selon y et chaque courbe correspond à z différent.

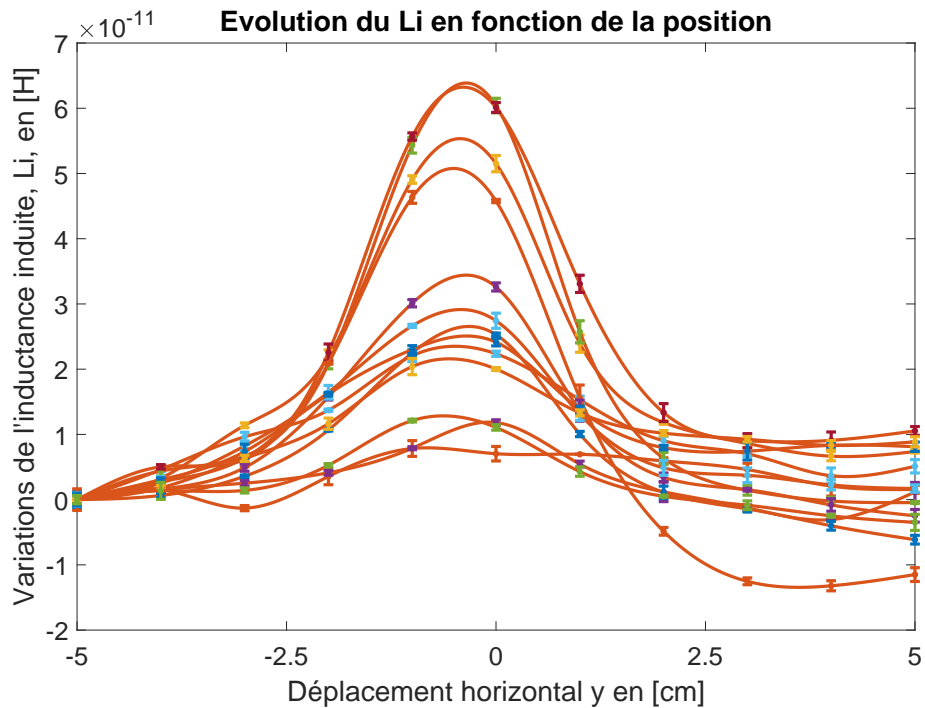


Figure A.6 – Évolution de l'inductance induite corrigée, L_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère vide selon y et chaque courbe correspond à z différent.

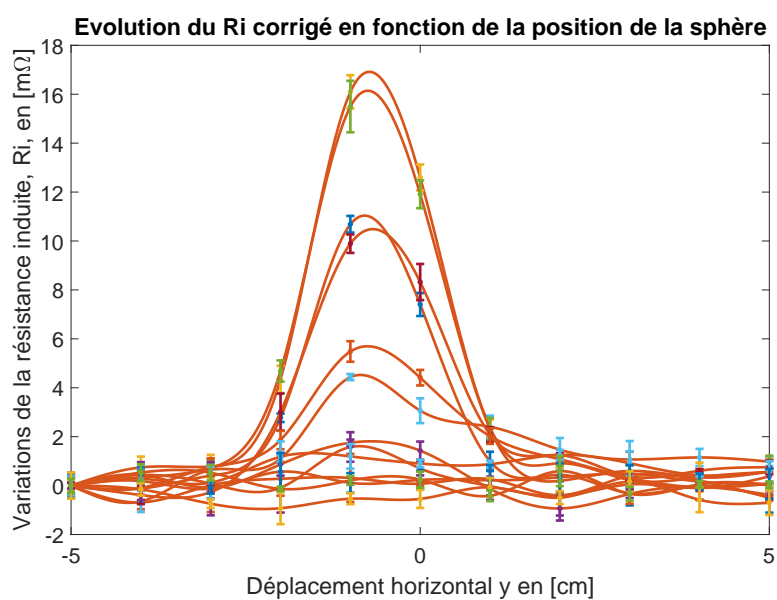


Figure A.7 – Évolution de la résistance induite corrigée, R_{i_n} , extraite en fonction de la position de la sphère d'eau salée selon y et chaque courbe correspond à z différent.

B

Annexe du chapitre 3

Dans cette annexe sont présentés les résultats issus de la partie 3.4.1.

B.1 WMFR-4 pour le suivi de solutions salines

[NaCl] en $[mol, m^{-3}]$	0	33,9	63,0	87,9	109	128	143	157
σ_{theo} en $[S/m]$	$85 \cdot 10^{-4}$	0,42	0,79	1,1	1,4	1,6	1,8	2,0

Tableau B.1 – Concentration [NaCl] et conductivité théorique σ associée aux solutions de NaCl pour l'étude du WMFR-4.

f_E [MHz]	21	48	99	249
R^2	0,9978	0,9952	0,9956	0,9923
Pente	12,17	6,108	7,378	11,27
Origine	0,6635	0,5771	0,7742	2,345

Tableau B.2 – Récapitulatif de l'ajustement linéaire des Ri pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec pente ($\times 10^{-2}$) en $[\Omega/S/m]$, origine ($\times 10^{-2}$) en $[\Omega]$.

B.2 WMFR-4 pour le suivi de solutions de mélange eau éthanol

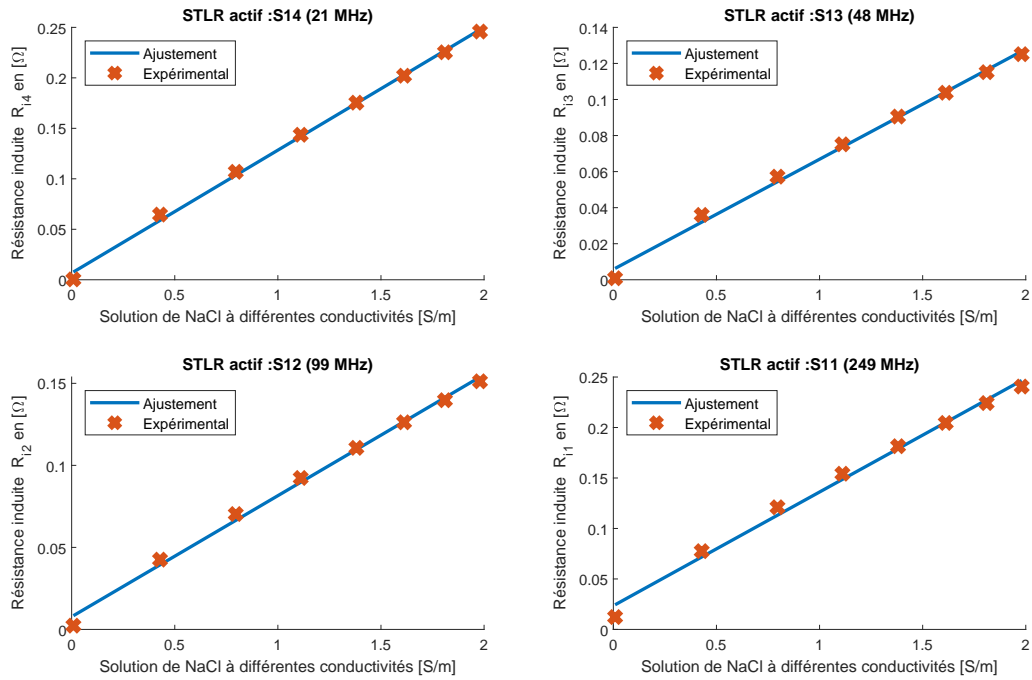


Figure B.1 – Résistance induite en fonction de la conductivité de solution aqueuse de NaCl pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec un écart entre deux mesures inférieur à 1,6 %.

[éthanol] en [% du vol]	26,5	37,0	46,0	53,7	60,3	66,0
ϵ_r	64,7	58,3	52,9	48,3	44,5	41,3

Tableau B.3 – Concentration en volume [éthanol] et permittivité relative théorique ϵ_r associées aux solutions d'éthanol pour WMFR-4.

f_E [MHz]	21	48	99	249
R^2	0,9981	0,996	0,9923	0,9784
Pente	3,97	1,536	1,382	2,612
Origine	4,624	3,532	3,439	3,767

Tableau B.4 – Récapitulatif de l'ajustement linéaire des Li pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec une pente ($\times 10^{-12}$) en $[H]$, origine ($\times 10^{-10}$) en $[H]$.

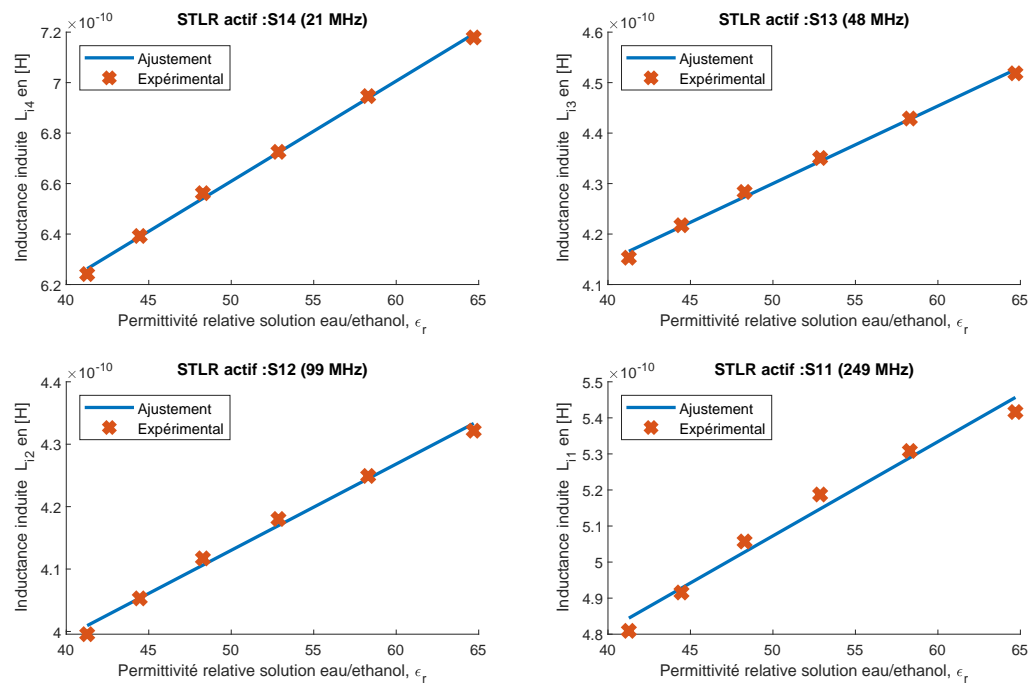


Figure B.2 – Inductance induite en fonction de la permittivité de solution aqueuse d'éthanol pour chacune des quatre fréquences de résonance du WMFR-4 avec un écart entre deux mesures inférieur à 0,2%.

C

Annexe du chapitre 4

C.1 Résultats pour eau salée 0,5 S/m

Résistance R_{in} seuillée pour $\sigma = 0,5$ S/m en [m Ω]:

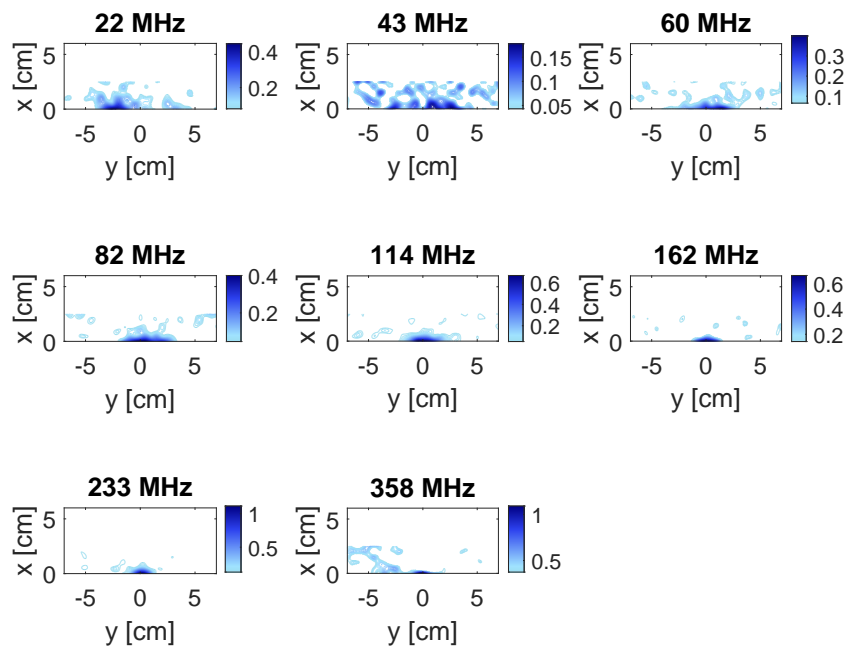


Figure C.1 – Résistance induite, R_{in} , seuillée d'après l'équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).

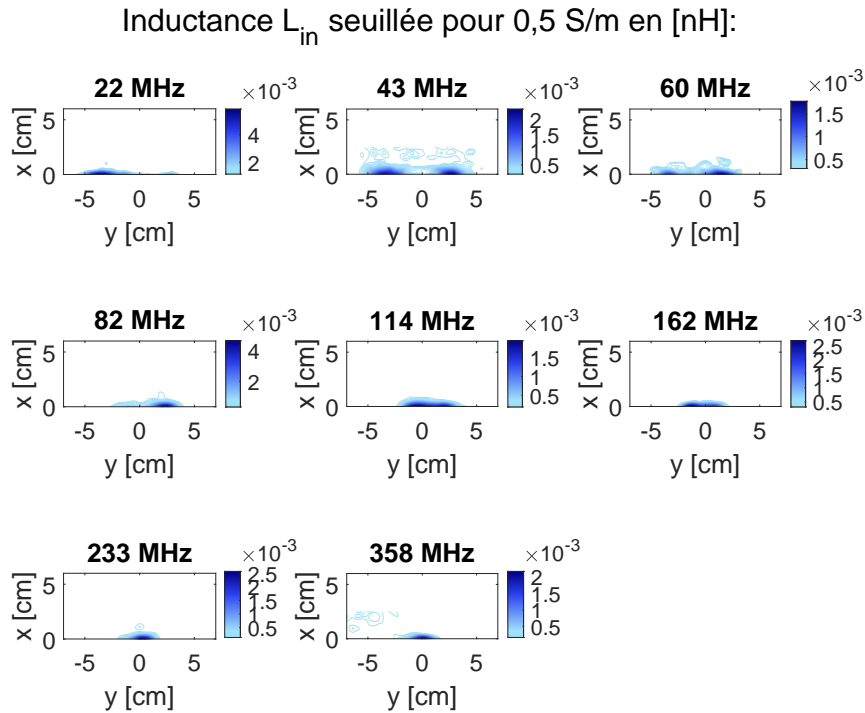


Figure C.2 – Inductance induite, L_{in} , seuillée d’après l’équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).

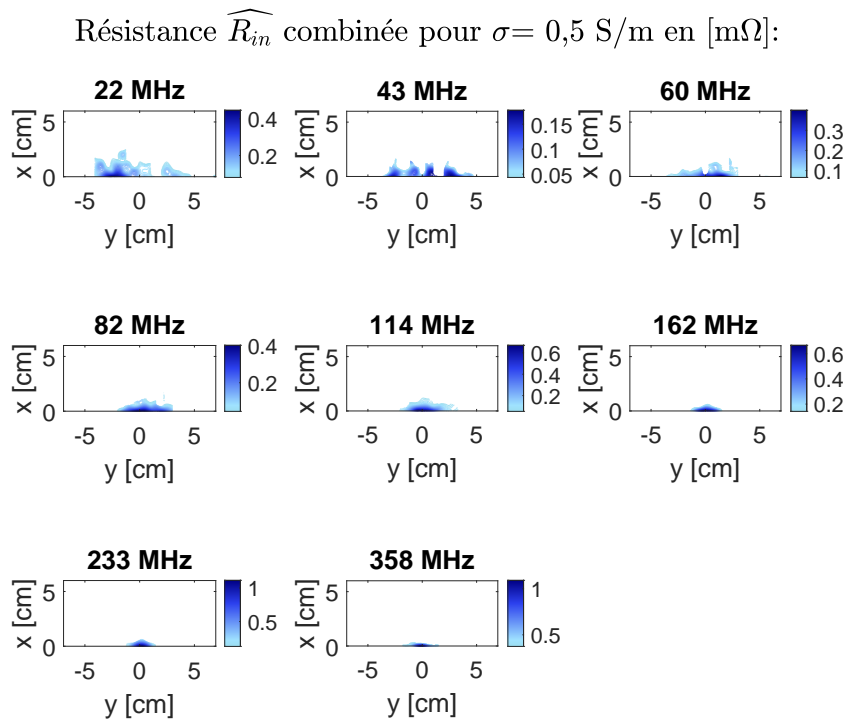


Figure C.3 – Résistance induite, \widehat{R}_{in} , combinée d’après l’équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [$m\Omega$] à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).

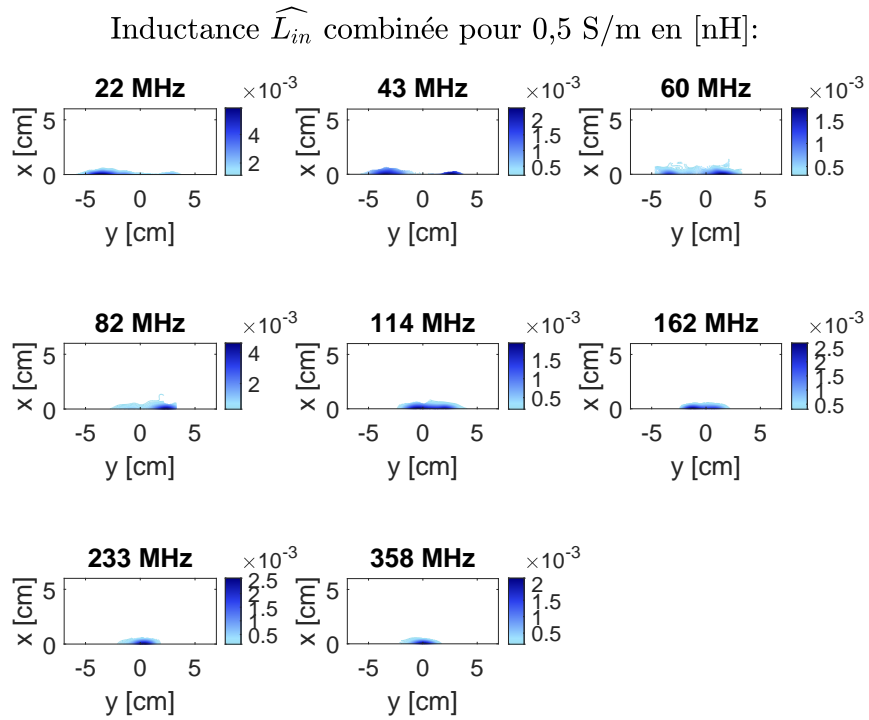


Figure C.4 – Inductance induite, \widehat{L}_{in} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5 \text{ S/m}$ dans le plan (yx) .

C.2 Résultats pour eau salée 1,5 S/m

Résistance R_{in} seuillée pour $\sigma = 1,5$ S/m en [m Ω]:

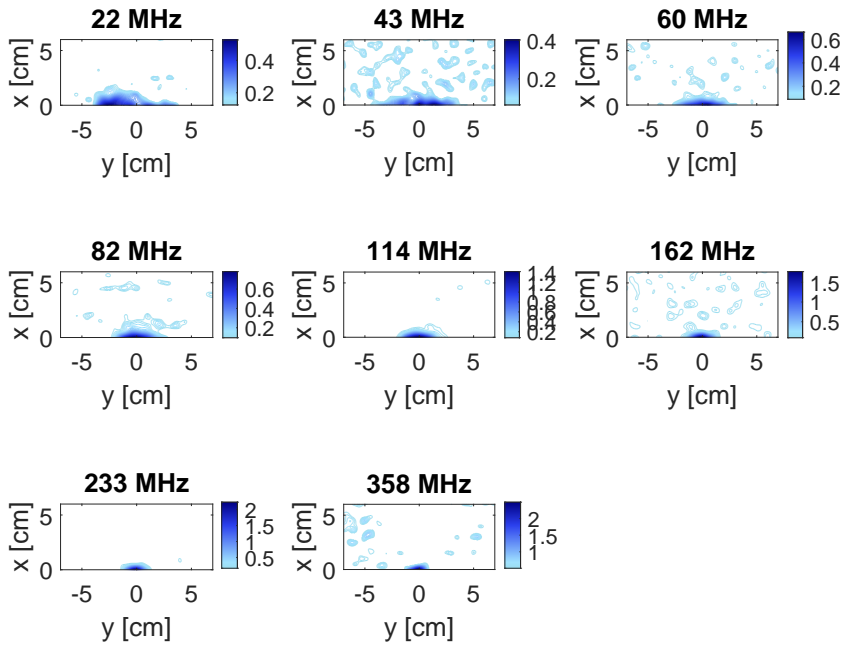


Figure C.5 – Résistance induite, R_{in} , seuillée d’après l’équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).

Inductance L_{in} seuillée pour 1,5 S/m en [nH]:

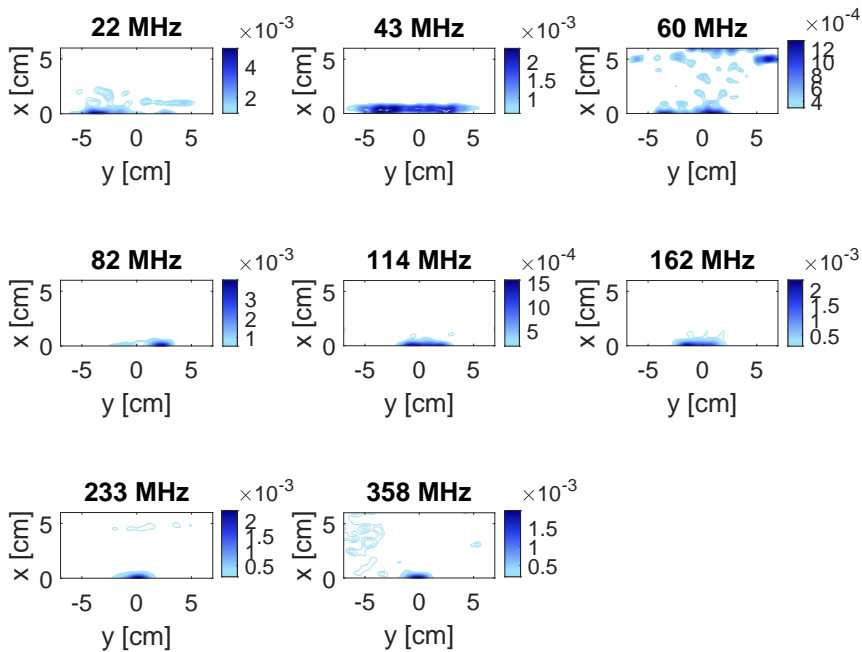


Figure C.6 – Inductance induite, L_{in} , seuillée d’après l’équation (4.2), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).

Résistance \widehat{R}_{in} combinée pour $\sigma = 1,5$ S/m en [m Ω]:

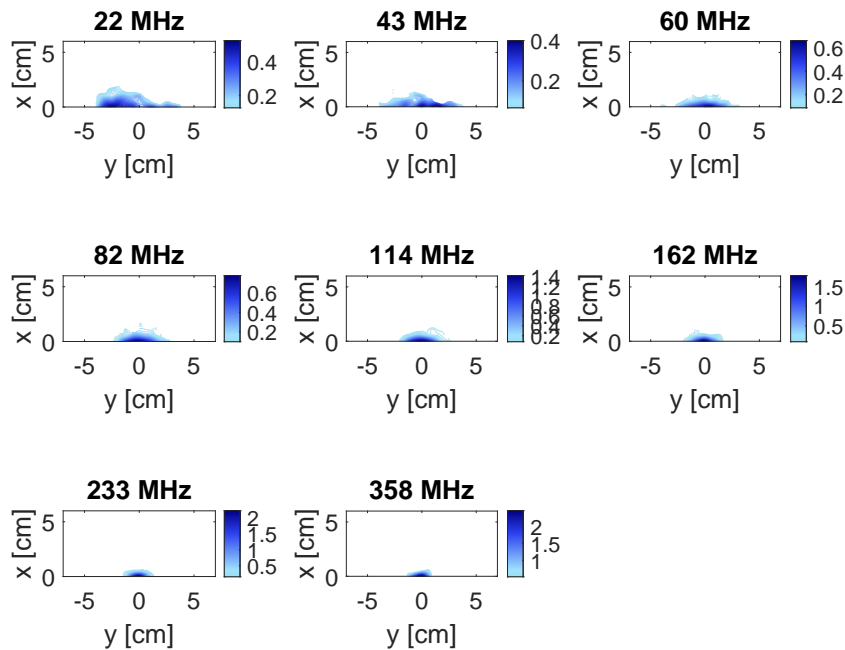


Figure C.7 – Résistance induite, \widehat{R}_{in} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5$ S/m dans le plan (yx).

Inductance \widehat{L}_{in} combinée pour 1,5 S/m en [nH]:

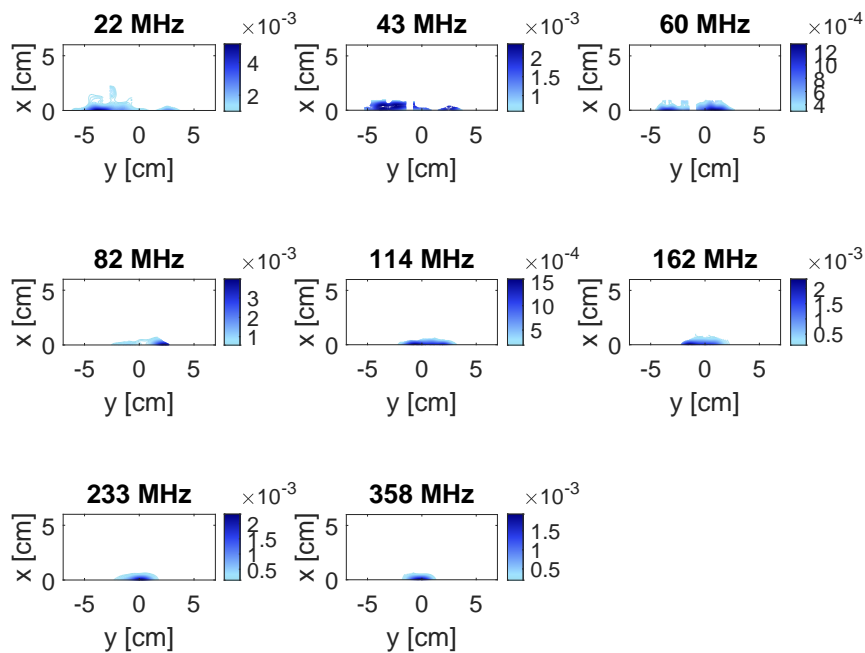


Figure C.8 – Inductance induite, \widehat{L}_{in} , combinée d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [nH] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5$ S/m dans le plan (yx).

C.3 Résultats présentés sous forme de module

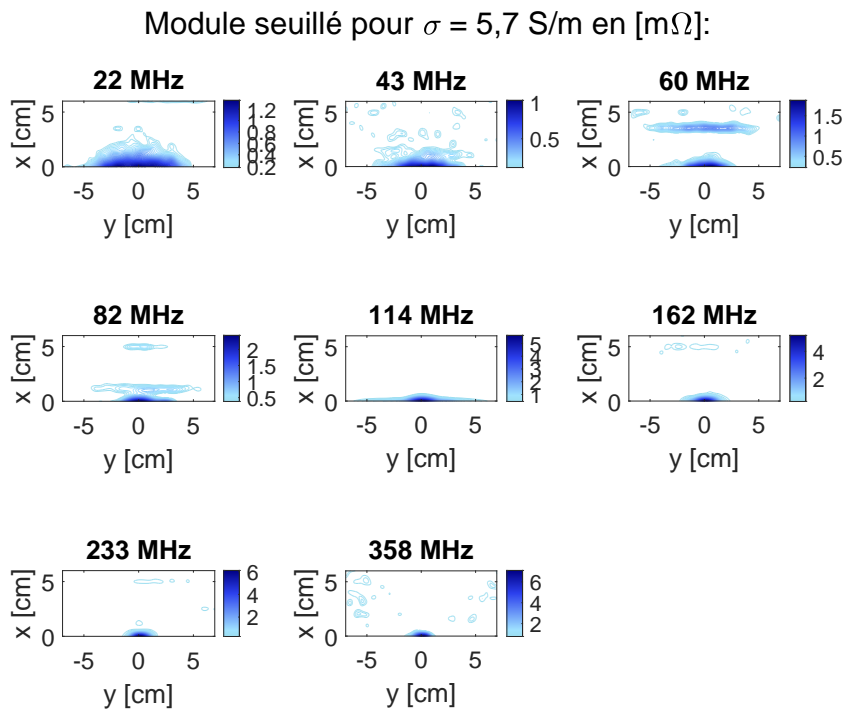


Figure C.9 – Module, seuillé d’après l’équation (4.2), extrait du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7$ S/m dans le plan (yx).

Module seuillé pour $\sigma = 1,5$ S/m en $[\text{m}\Omega]$:

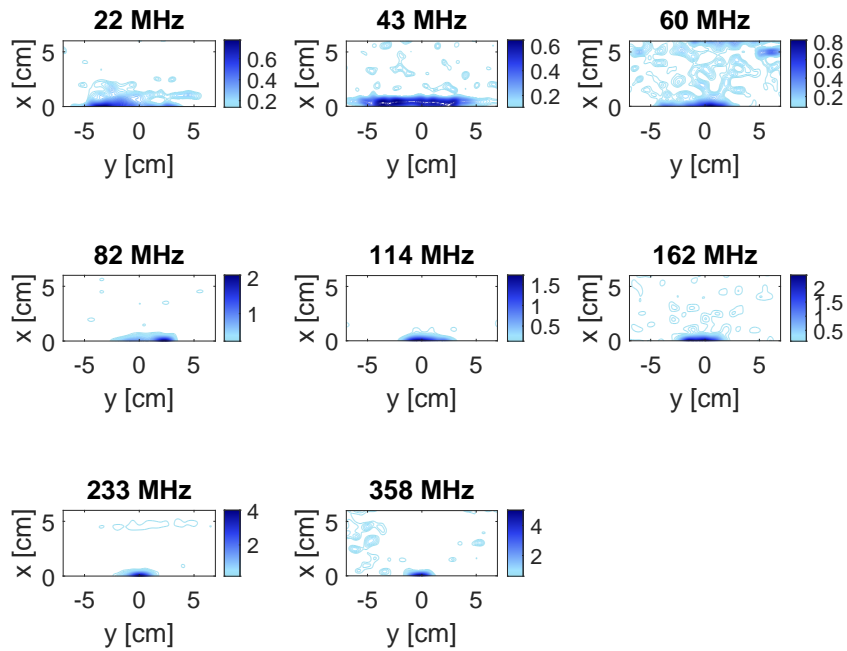


Figure C.10 – Module, seuillé d’après l’équation (4.2), extrait du WMFR-8 en $[\text{m}\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5$ S/m dans le plan (yx) .

Module seuillé pour $\sigma = 0,5$ S/m en $[\text{m}\Omega]$:

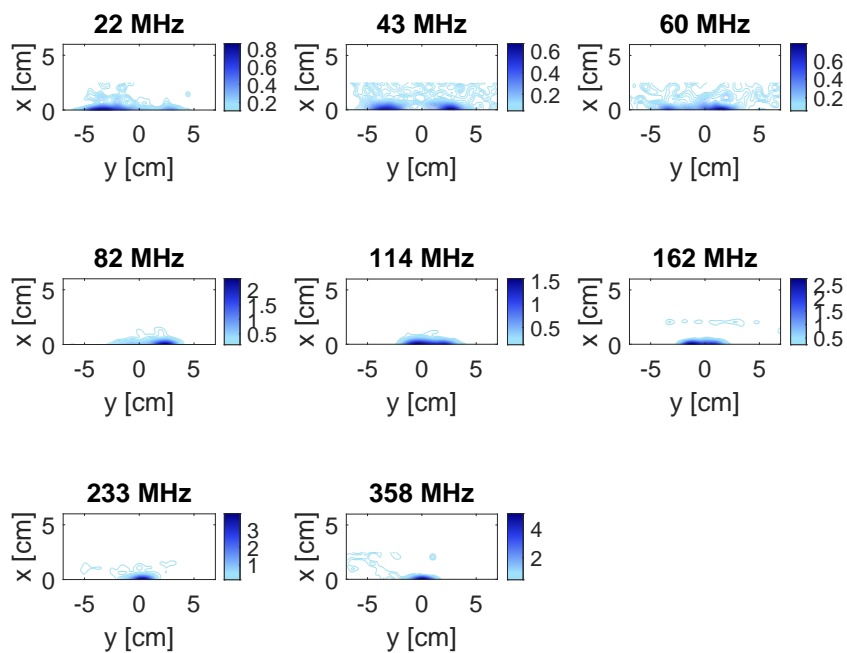


Figure C.11 – Module, seuillé d’après l’équation (4.2), extraite du WMFR-8 en $[\text{m}\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx) .

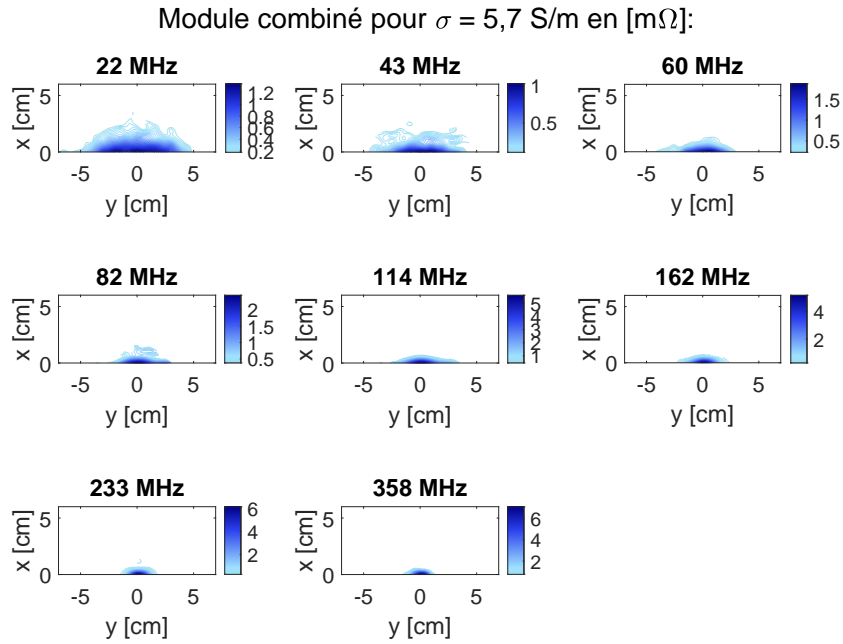


Figure C.12 – Module, combiné d’après l’équation (4.4), extrait du WMFR-8 en $[\text{m}\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 5,7 \text{ S/m}$ dans le plan (yx) .

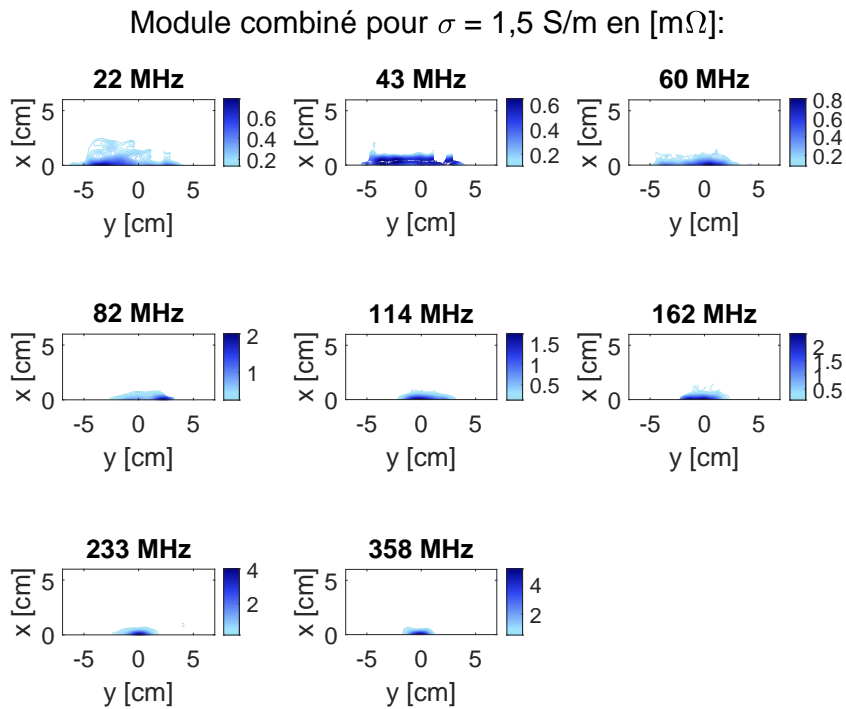


Figure C.13 – Module, combiné d’après l’équation (4.4), extrait du WMFR-8 en $[\text{m}\Omega]$ à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère à $\sigma = 1,5 \text{ S/m}$ dans le plan (yx) .

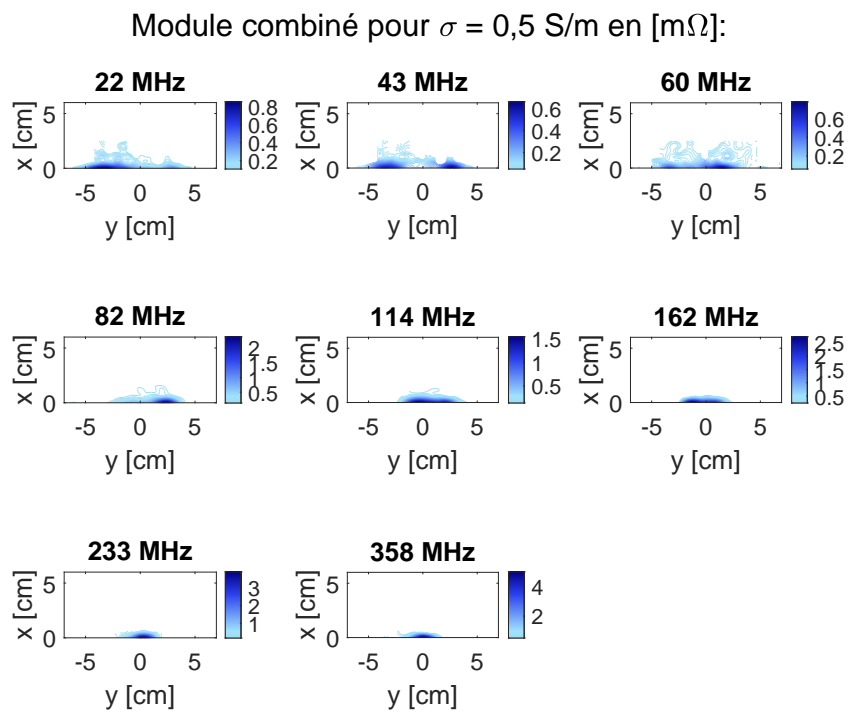


Figure C.14 – Module, combiné d'après l'équation (4.4), extraite du WMFR-8 en [m Ω] à chacune de ses huit fréquences, lors d'un balayage de la sphère à $\sigma = 0,5$ S/m dans le plan (yx).

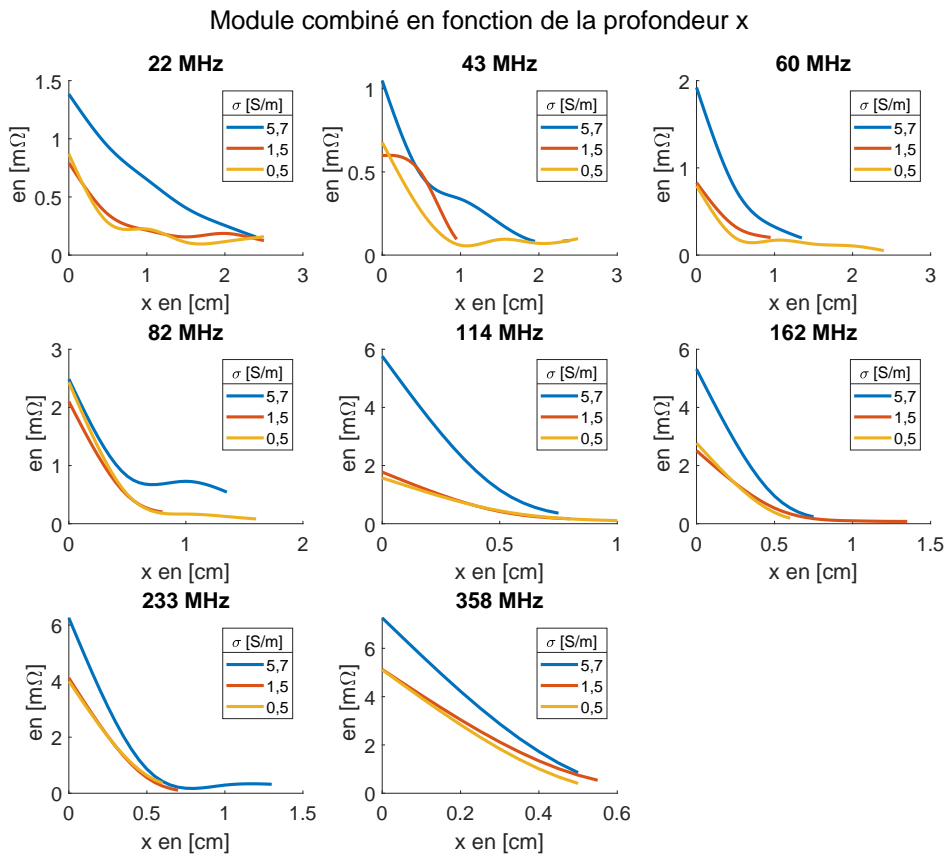


Figure C.15 – Modules combinés, extraits du WMFR-8 en $[m\Omega]$, d’après l’équation (4.4), extraites du WMFR-8 en $[m\Omega]$ autour de $y=0$, à chacune de ses huit fréquences, lors d’un balayage de la sphère avec différentes solutions salines selon la profondeur.

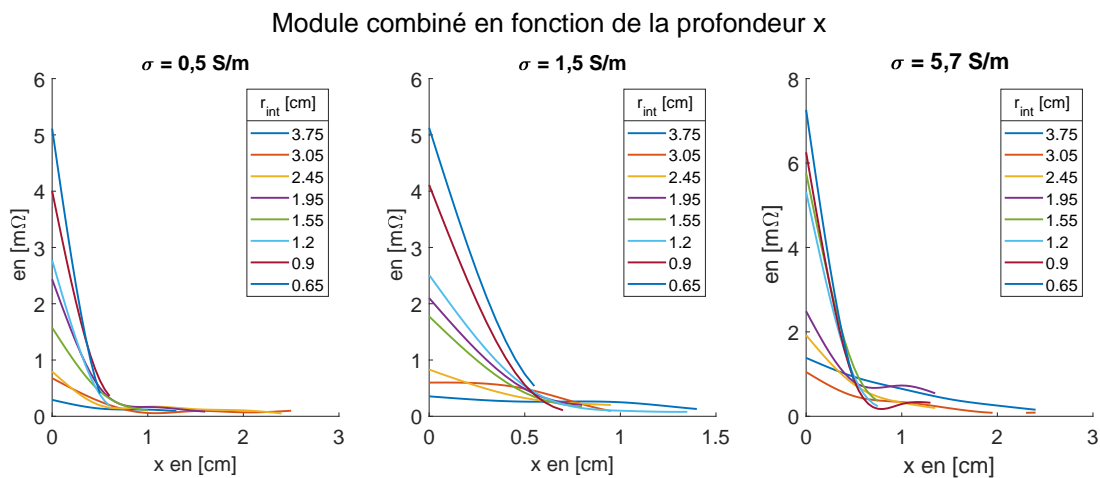


Figure C.16 – Modules combinés, extraits du WMFR-8 en $[m\Omega]$ autour de $y=0$, pour les huit fréquences de résonance, en fonction de la profondeur pour les trois sphères de solutions salines.

D

Travaux et publications

- Conférences internationales avec actes et comité de lecture :
 - Alexiane Pasquier, Yohan Le Diraison, Pierre-Yves Joubert, Stephane Serfaty, « Imaging of a dielectric inclusion using a contactless radio-frequency inductive probe for tissue diagnosis. » 41nd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC) 2019 July ; 2019 :6049-6054. doi : 10.1109/EMBC.2019.8857302. PMID : 31947225.
 - Alexiane Pasquier, Yohan Le Diraison, Stephane Serfaty, Pierre-Yves Joubert, « Multi-frequency detection of a dielectric object using flexible contactless RF sensors for tissue diagnosis », 42nd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC) in conjunction with the 43rd Annual Conference of the Canadian Medical and Biological Engineering Society, Montreal, Canada, 2020-07-20 ; 2020 :4105-4108. doi : 10.1109/EMBC44109.2020.9175769. PMID : 33018901.
- Article de revue internationale à comité de lecture :
 - ◇ [en cours de soumission] : Sylvain Castanet, Alexiane Pasquier, Thi Hong Nhung Dinh, Stephane Serfaty, Pierre-Yves Joubert « Non-contact fruit ripening monitoring using a radiofrequency passive resonator », Sensors and Actuators

D. Travaux et publications

- Demande de brevet n° FR2112292 déposée le 19/11/2021, intitulée « Dispositif et procédé de caractérisation électromagnétique d'un milieu par résonateur sans contact, objet et résonateur associés » Alexiane Pasquier, Yohan Le Diraison, Stephane Serfaty, Pierre-Yves Joubert
- Demande de brevet n° FR2200687 déposée le 26/01/2022, intitulée « Dispositif de résonateurs électromagnétiques multifréquences couplés inductivement entre eux formant un réseau de résonateurs ou un méta-matériau, et procédé de mise en œuvre » Alexiane Pasquier, Yohan Le Diraison, Stephane Serfaty, Pierre-Yves Joubert

Références

- [1] *Définitions : organique - Dictionnaire de français Larousse.*
- [2] BPI, *E-santé : un marché potentiel de 22 milliards d'euros*, 2021.
- [3] K. Järbrink, G. Ni, H. Sönnnergren, A. Schmidtchen, C. Pang, R. Bajpai et J. Car, « The humanistic and economic burden of chronic wounds : A protocol for a systematic review, » *Systematic Reviews*, t. 6, n° 1, p. 1-7, jan. 2017.
- [4] A. García-Molina, « Phineas Gage and the enigma of the prefrontal cortex, » *Neurología (English Edition)*, t. 27, n° 6, p. 370-375, juil. 2012.
- [5] V. Benk, J. Mazon, L. Grimard, J. Crook, E. Haddad, P. Piedbois, E. Calitchi, M. Raynal, M. Martin, J. Le Bourgeois et B. Pierquin, « Comparison of curietherapy versus external irradiation combined with curietherapy in Stage II squamous cell carcinomas of the mobile tongue, » *Radiotherapy and Oncology*, t. 18, n° 4, p. 339-347, août 1990.
- [6] A. Kangarlu et P. M. L. Robitaille, « Biological effects and health implications in magnetic resonance imaging, » *Concepts in Magnetic Resonance*, t. 12, n° 5, p. 321-359, 2000.
- [7] IRSN, *Qu'est ce qu'un rayonnement ionisant ?*
- [8] J. A. Reisz, N. Bansal, J. Qian, W. Zhao et C. M. Furdui, « Effects of Ionizing Radiation on Biological Molecules—Mechanisms of Damage and Emerging Methods of Detection, » *Antioxidants & Redox Signaling*, t. 21, n° 2, p. 260, juil. 2014.
- [9] H. R. Griffiths, P. Mistry, K. E. Herbert et J. Lunec, « Molecular and Cellular Effects of Ultraviolet Light-Induced Genotoxicity, » *Critical Reviews in Clinical Laboratory Sciences*, t. 35, n° 3, p. 189-237, jan. 1998.
- [10] J. B. Little, « Principal Cellular and Tissue Effects of Radiation, » *Cancer Medicine. 6th edition.*, 2003.
- [11] K. Wendel, O. Väisänen, J. Malmivuo, N. G. Gencer, B. Vanrumste, P. Durka, R. M. Magjarević, S. Supek, M. L. Pascu, H. Fontenelle et R. Grave De Peralta Menendez, « EEG/MEG Source Imaging : Methods, Challenges, and Open Issues, » *Computational Intelligence and Neuroscience*, t. 656092, p. 12, 2009.
- [12] J. Xu et Z. Hong, « Low Power Bio-Impedance Sensor Interfaces : Review and Electronics Design Methodology, » *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, t. 3333, n° c, 2020.
- [13] C. M. Collins, « Electromagnetics in Magnetic Resonance Imaging, » *Electromagnetics in Magnetic Resonance Imaging : Physical Principles, Related Applications, and Ongoing Developments*, p. 1-83, jan. 2016.

- [14] A. W. Preece, I. Craddock, M. Shere, L. Jones et H. L. Winton, « MARIA M4 : clinical evaluation of a prototype ultrawideband radar scanner for breast cancer detection, » *Journal of Medical Imaging*, t. 3, n° 3, p. 033-502, 2016.
- [15] S. P. Poplack, T. D. Tosteson, W. A. Wells, B. W. Pogue, P. M. Meaney, A. Hartov, C. A. Kogel, S. K. Soho, J. J. Gibson et K. D. Paulsen, « Electromagnetic breast imaging : Results of a pilot study in women with abnormal mammograms, » *Radiology*, t. 243, n° 2, p. 350-359, 2007.
- [16] F. G. Shellock, « MRI Safety and Neuromodulation Systems, » *Neuromodulation*, t. 1, p. 243-281, jan. 2009.
- [17] E. Litvak, K. R. Foster et M. H. Repacholi, « Health and Safety Implications of Exposure to Electromagnetic Fields in the Frequency Range 300 Hz to 10 MHz, » *Bioelectromagnetics*, t. 23, n° 1, p. 68-82, jan. 2002.
- [18] A. Vander Vorst, A. Rosen et Y. Kotsuka, *RF/Microwave Interaction with Biological Tissues*. 2006, p. 1-330.
- [19] K. R. Foster et R. Glaser, « Thermal mechanisms of interaction of radiofrequency energy with biological systems with relevance to exposure guidelines, » *Health Physics*, 2007.
- [20] E. R. Adair et D. R. Black, « Thermoregulatory Responses to RF Energy Absorption, » *Bioelectromagnetics Supplement*, t. 6, p. 17-38, 2003.
- [21] N. Nikolova, « Microwave Imaging for Breast Cancer, » *IEEE Microwave Magazine*, t. 12, n° 7, p. 78-94, déc. 2011.
- [22] M. Hussein, F. Awwad, D. Jithin, H. El Hasasna, K. Athamneh et R. Iratni, « Breast cancer cells exhibits specific dielectric signature in vitro using the open-ended coaxial probe technique from 200 MHz to 13.6 GHz, » *Scientific Reports*, t. 9, n° 1, p. 1-8, 2019.
- [23] C. Gabriel, « Dielectric Properties of Biological Materials, » 2006.
- [24] B. Greenebaum et F. S. Barnes, *Handbook of biological effects of electromagnetic fields*, 11. juil. 2019, t. 33, p. 33-6361.
- [25] D. Caratelli, L. Mescia, P. Bia et O. V. Stukach, « Fractional-Calculus-Based FDTD Algorithm for Ultrawideband Electromagnetic Characterization of Arbitrary Dispersive Dielectric Materials, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 64, n° 8, p. 3533-3544, 2016.
- [26] A. M. Holtzer, « The collected papers of Peter J. W. Debye, » *Journal of Polymer Science*, t. 13, n° 72, p. 548-548, juin 1954.
- [27] K. S. Cole et R. H. Cole, « Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating current characteristics, » *The Journal of Chemical Physics*, t. 9, n° 4, p. 341-351, 1941.
- [28] D. W. Davidson et R. H. Cole, « Dielectric relaxation in glycerine, » *The Journal of Chemical Physics*, t. 18, n° 10, p. 1417, déc. 1950.
- [29] S. Havriliak et S. Negami, « A complex plane representation of dielectric and mechanical relaxation processes in some polymers, » *Polymer*, t. 8, n° C, p. 161-210, 1967.

-
- [30] V. Raicu, « Dielectric dispersion of biological matter : Model combining Debye-type and universal responses, » *Physical Review E - Statistical Physics, Plasmas, Fluids, and Related Interdisciplinary Topics*, t. 60, n° 4, p. 4677-4680, 1999.
- [31] C. Dalmay, « Conception et réalisation de bio-capteurs électromagnétiques pour l'analyse cellulaire aux fréquences micro-ondes, » p. 10, 2009.
- [32] J. Baker-Jarvis et S. Kim, « The interaction of radio-frequency fields with dielectric materials at macroscopic to mesoscopic scales, » *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, t. 117, n° 1, p. 1-60, 2012.
- [33] L. A. Dissado, « A fractal interpretation of the dielectric response of animal tissues, » *Physics in Medicine and Biology*, t. 35, n° 11, p. 1487-1503, 1990.
- [34] N. Demierre, « Continuous-Flow Separation of Cells in a Lab-on-a-Chip using Liquid Electrodes and Multiple-Frequency Dielectrophoresis, » thèse de doct., EPFL, 2008.
- [35] H. P. Schwan et K. R. Foster, « Biological Systems : Electrical Properties and Biophysical Mechanisms, » *Proceedings of the IEEE*, t. 68, n° 1, p. 104, 1980.
- [36] T. H. N. Dinh, S. Serfaty et P. Y. Joubert, « Caractérisation RF sans contact des changements structurels de milieux organiques, » *Instrumentation Mesure Metrologie*, t. 15, n° 3-4, p. 177-212, 2016.
- [37] L. Wang, « Early Diagnosis of Breast Cancer, » *Sensors*, t. 17, n° 7, 2017.
- [38] C. Polk, « Counter-ion polarization and low frequency, low electric field intensity biological effects, » *Bioelectrochemistry and Bioenergetics*, t. 28, n° 1-2, p. 279-289, août 1992.
- [39] F. Bordi, C. Cametti et A. di Biasio, « Passive electrical properties of biological cell membranes determined from Maxwell-Wagner conductivity dispersion measurements, » *Journal of Electroanalytical Chemistry*, t. 276, n° 2, p. 135-144, oct. 1989.
- [40] K. R. Foster et H. P. Schwan, « Dielectric properties of tissues and biological materials : a critical review., » in *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 1, t. 17, 1989, p. 25-104.
- [41] E. Porter et M. O'Halloran, « Investigation of Histology Region in Dielectric Measurements of Heterogeneous Tissues, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, n° 10, p. 5541-5552, 2017.
- [42] *Tissue Frequency Chart* » *IT'IS Foundation*.
- [43] A. S. Y. Poon, S. O'Driscoll et T. H. Meng, « Optimal Frequency for Wireless Power Transmission Into Dispersive Tissue, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 58, n° 5, p. 1739-1750, mai 2010.
- [44] *ANFR-Présentation du DAS*.
- [45] S. C. Hagness, A. Taflove et J. E. Bridges, « Two-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection : Fixed-focus and antenna-array sensors, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 45, n° 12, p. 1470-1479, 1998.

- [46] P. Bia, L. Mescia et D. Caratelli, « Fractional calculus-based modeling of electromagnetic field propagation in arbitrary biological tissue, » *Mathematical Problems in Engineering*, t. 2016, 2016.
- [47] S. Gabriel, R. W. Lau et C. Gabriel, « The dielectric properties of biological tissues : II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz, » *Physics in Medicine and Biology*, t. 41, n° 11, p. 2251-2269, nov. 1996.
- [48] R. Chandra, H. Zhou, I. Balasingham et R. M. Narayanan, « On the Opportunities and Challenges in Microwave Medical Sensing and Imaging, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 62, n° 7, p. 1667-1682, 2015.
- [49] W. T. Joines, Y. Zhang, C. Li et R. L. Jirtle, « The measured electrical properties of normal and malignant human tissues from 50 to 900 Mhz, » *Medical Physics*, t. 21, n° 4, 1994.
- [50] A. J. Surowiec, S. S. Stuchly, J. R. Barr et A. Swarup, « Dielectric Properties of Breast Carcinoma and the Surrounding Tissues, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 35, n° 4, p. 257-263, 1988.
- [51] G. Renne, M. Pasian, F. Svelto, M. Bellomi, M. Bozzi, a. Martellosio, P. Summers, a. Mazzanti et L. Perregrini, « 0.5–50 GHz dielectric characterisation of breast cancer tissues, » *Electronics Letters*, t. 51, n° 13, p. 974-975, 2015.
- [52] M. Lazebnik, D. Popovic, L. McCartney, C. B. Watkins, M. J. Lindstrom, J. Harter, S. Sewall, T. Ogilvie, A. Magliocco, T. M. Breslin, W. Temple, D. Mew, J. H. Booske, M. Okoniewski et S. C. Hagness, « A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries, » *Physics in Medicine and Biology*, t. 52, n° 20, p. 6093-6115, 2007.
- [53] *SMART - Servier Medical ART*.
- [54] E. Sazonov, *Wearable Sensors*. Elsevier, 2021.
- [55] H. F. Cook, « The dielectric behaviour of some types of human tissues at microwave frequencies, » *British Journal of Applied Physics*, t. 2, n° 10, p. 295-300, 1951.
- [56] M. A. Stuchly et S. S. Stuchly, « Coaxial Line Reflection Methods for Measuring Dielectric Properties of Biological Substances at Radio and Microwave Frequencies-A Review, » *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 29, n° 3, p. 176-183, 1980.
- [57] A. La Gioia, E. Porter, I. Merunka, A. Shahzad, S. Salahuddin, M. Jones et M. O'Halloran, « Open-Ended Coaxial Probe Technique for Dielectric Measurement of Biological Tissues : Challenges and Common Practices, » *Diagnostics*, t. 8, n° 2, p. 40, 2018.
- [58] *N1501A Dielectric Probe Kit | Keysight*.
- [59] T. Singh, M. N. Stevanovic et B. Kolundzija, « Survey and Classification of Antennas for Medical Applications, » *13th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2019*, n° EuCAP, 2019.

- [60] H. Bahrami, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popovic et L. A. Rusch, « Flexible sixteen monopole antenna array for microwave breast cancer detection, » *Conference proceedings : ... Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Annual Conference*, t. 2014, p. 3775-3778, 2014.
- [61] D. Li, P. M. Meaney, T. Raynolds, S. A. Pendergrass, M. W. Fanning et K. D. Paulsen, « Parallel-detection microwave spectroscopy system for breast imaging, » *Review of Scientific Instruments*, t. 75, n° 7, p. 2305-2313, 2004.
- [62] S. Candefjord, J. Winges, . Ahzaz, A. Malik, Y. Yu, T. Rylander, T. Mckelvey, A. Fhager, M. Elam et M. Persson, « Microwave technology for detecting traumatic intracranial bleedings : tests on phantom of subdural hematoma and numerical simulations, » *Medical & Biological Engineering & Computing*, t. 55, p. 1177-1188, 2017.
- [63] R. Nilavalan, A. Gbedemah, I. Craddock, X. Li et S. Hagness, « Numerical investigation of breast tumour detection using multi-static radar, » *Electronics Letters*, t. 39, n° 25, 2003.
- [64] H. Thippur Shivamurthy, « On the Design and Analysis of Micro-metric Resolution Arrays in Integrated Technology for Near-Field Dielectric Spectroscopy, » thèse de doct., 2020, p. 289.
- [65] M. A. Al-joumayly, S. M. Aguilar, S. C. Hagness et N. Behdad, « Multi-Band , Miniaturized Patch Antenna Elements for Microwave Breast Imaging Applications, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 9, p. 268-271, 2010.
- [66] Y. Rahmat-samii et E. Topsakal, *Antenna and Sensor Technologies in Modern Medical Applications*, Y. Rahmat-Samii et E. Topsakal, éd. Wiley, avr. 2021.
- [67] T. Yilmaz, R. Foster et Y. Hao, « Radio-frequency and microwave techniques for non-invasive measurement of blood glucose levels, » *Diagnostics*, t. 9, n° 1, p. 1-34, 2019.
- [68] D. Gibbins, M. Klemm, I. J. Craddock, J. A. Leendertz, A. Preece et R. Benjamin, « A comparison of a wide-slot and a stacked patch antenna for the purpose of breast cancer detection, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 58, n° 3, p. 665-674, 2010.
- [69] E. Porter, H. Bahrami, A. Santorelli, B. Gosselin, L. A. Rusch et M. Popovic, « A Wearable Microwave Antenna Array for Time-Domain Breast Tumor Screening, » *IEEE Transactions on Medical Imaging*, t. 35, n° 6, p. 1501-1509, 2016.
- [70] M. Klemm, J. A. Leendertz, D. Gibbins, I. J. Craddock, A. Preece et R. Benjamin, « Microwave radar-based differential breast cancer imaging : Imaging in homogeneous breast phantoms and low contrast scenarios, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 58, n° 7, p. 2337-2344, 2010.
- [71] H. Hallil, C. Dejous, S. Hage-Ali, O. Elmazria, J. Rossignol, D. Stuerger, A. Talbi, A. Mazzamurro, P. Y. Joubert et E. Lefevre, « Passive resonant sensors : trends and future prospects, » *IEEE Sensors Journal*, t. 21, n° 11, p. 12 618-12 632, 2021.
- [72] V. G. Veselago, « The Electrodynamics of Substances with Simultaneous Negative Values of epsilon and mu, » *Soviet Physics Uspekhi*, t. 10, n° 4, p. 509-514, 1968.

- [73] *Using a Split Ring Resonator to harvest RF energy from a PCB transmission line. - YouTube.*
- [74] F. Martín, *Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications*. 2015, p. 1-526.
- [75] J. Naqui, M. Durán-Sindreu et F. Martín, « Novel sensors based on the symmetry properties of split ring resonators (SRRs), » *Sensors*, t. 11, n° 8, p. 7545-7553, 2011.
- [76] J. Muñoz-Enano, P. Vélez, M. Gil et F. Martín, « Planar microwave resonant sensors : A review and recent developments, » *Applied Sciences (Switzerland)*, t. 10, n° 7, 2020.
- [77] M. A. Abdalla, M. El Atrash, N. A. El-Sobky et S. R. Zahran, « Concept and analysis of a coupled split-ring resonator for wide-/dual bands, self-filtering, high out-of-band suppression and highly efficient antennas, » *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2020.
- [78] A. Salim et S. Lim, « Review of recent metamaterial microfluidic sensors, » *Sensors (Switzerland)*, t. 18, n° 1, 2018.
- [79] S. Amendola, C. Occhiuzzi, A. Ajovalasit, M. A. Sabatino, C. Dispenza et G. Marrocco, « Dielectric Characterization of Biocompatible Hydrogels for Application to Epidermal RFID Devices, » *Proceedings of the 45th European Microwave Conference*, p. 379-382, 2015.
- [80] J. Carnerero-Cano, G. Galindo-Romera, J. J. Martinez-Martinez et F. J. Herraiz-Martinez, « A Contactless Dielectric Constant Sensing System Based on a Split-Ring Resonator-Loaded Monopole, » *IEEE Sensors Journal*, t. 18, n° 11, p. 4491-4502, 2018.
- [81] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel et F. Medina, « Comparative Analysis of Edge- and Broadside-Coupled Split Ring Resonators for Metamaterial Design - Theory and Experiments, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 51, n° 10 I, p. 2572-2581, 2003.
- [82] Q.-A. Huang, L. Dong et L.-F. Wang, « Passive Wireless Sensors Toward a Wireless Sensing Platform : Status, Prospects, and Challenges, » *Journal of Microelectromechanical Systems*, t. 25, n° 5, p. 822-841, oct. 2016.
- [83] M. Dautta, M. Alshetaiwi, J. Escobar et P. Tseng, « Passive and wireless, implantable glucose sensing with phenylboronic acid hydrogel-interlayer RF resonators, » *Biosensors and Bioelectronics*, t. 151, n° October 2019, p. 112 004, 2020.
- [84] D. Isakov, C. J. Stevens, F. Castles et P. S. Grant, « A Split Ring Resonator Dielectric Probe for Near-Field Dielectric Imaging, » *Scientific Reports*, t. 7, n° 1, p. 1-9, 2017.
- [85] M. G. Mayani, F. J. Herraiz-Martinez, J. M. Domingo et R. Giannetti, « Resonator-Based Microwave Metamaterial Sensors for Instrumentation : Survey, Classification, and Performance Comparison, » *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 70, n° XX, p. 1-15, 2021.
- [86] Rohde & Schwarz, *Measurement of Dielectric Material Properties Application Note Products.*

-
- [87] W. J. Deng, L. F. Wang, L. Dong et Q. A. Huang, « Flexible Passive Wireless Pressure and Moisture Dual-Parameter Sensor for Wound Monitoring, » *Proceedings of IEEE Sensors*, t. 2018-October, p. 1-4, 2018.
- [88] M. S. Mannoor, H. Tao, J. D. Clayton, A. Sengupta, D. L. Kaplan, R. R. Naik, N. Verma, F. G. Omenetto et M. C. McAlpine, « Graphene-based wireless bacteria detection on tooth enamel, » *Nature Communications*, t. 3, 2012.
- [89] C. Li, Q. Tan, W. Zhang, C. Xue et J. Xiong, « An embedded passive resonant sensor using frequency diversity technology for high-temperature wireless measurement, » *IEEE Sensors Journal*, t. 15, n° 2, p. 1055-1060, 2015.
- [90] A. M. Campbell, « Measurements and analysis of the microwave dielectric properties of tissues, » thèse de doct., University of Glasgow, 1990, p. 1-143.
- [91] V. Nerguizian, A. Alazzam, I. Stiharu et M. Burnier, « Characterization of several cancer cell lines at microwave frequencies, » *Measurement : Journal of the International Measurement Confederation*, t. 109, p. 354-358, 2017.
- [92] K. B. Yu, S. G. Ogourtsov, V. G. Belenky, A. B. Maslenikov et A. S. Omar, « Accurate microwave resonant method for complex permittivity measurements of liquids, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 48, n° 11, p. 2159-2164, 2000.
- [93] P. Gonord, S. Kan, A. Leroy-Willig et C. Wary, « Multigap parallel-plate bracelet resonator frequency determination and applications, » *Review of Scientific Instruments*, t. 65, n° 11, p. 3363-3366, 1994.
- [94] T. H. N. Dinh, M. Wang, S. Serfaty et P. Y. Joubert, « Contactless Radio Frequency Monitoring of Dielectric Properties of Egg White during Gelation, » *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 4, p. 1-7, 2017.
- [95] X. Zhou, B. Roucariés, R. Besse et P. Griesmar, « New wideband electromagnetic on-line system for microalgae production monitoring, » thèse de doct., 2016.
- [96] H. Griffiths, W. R. Stewart et W. Cough, *Magnetic induction tomography. A measuring system for biological tissues*, 1999.
- [97] Lu MA et M. Soleimani, « Magnetic induction tomography methods and applications : a review, » *Measurement Science and Technology*, t. 28, p. 1-12, 2017.
- [98] M. Soleimani, « Simultaneous reconstruction of permeability and conductivity in magnetic induction tomography, » *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, t. 23, n° 5, p. 785-798, 2009.
- [99] Z. Zakaria, R. A. Rahim, M. S. B. Mansor, S. Yaacob, N. M. N. Ayob, S. Z. M. Muji, M. H. F. Rahiman et S. M. K. S. Aman, « Advancements in transmitters and sensors for biological tissue imaging in Magnetic Induction Tomography, » *Sensors (Switzerland)*, t. 12, n° 6, p. 7126-7156, 2012.
- [100] M. Klein, D. Erni et D. Rueter, « Three-dimensional magnetic induction tomography : Improved performance for the center regions inside a low conductive and voluminous body, » *Sensors (Switzerland)*, t. 20, n° 5, 2020.
- [101] H. Y. Wei et M. Soleimani, « Two-phase low conductivity flow imaging using magnetic induction tomography, » *Progress in Electromagnetics Research*, t. 131, p. 99-115, 2012.

- [102] D. Teichmann, A. Kuhn, S. Leonhardt et M. Walter, « The main shirt :A textile-integrated magnetic induction sensor array, » *Sensors (Switzerland)*, t. 14, n° 1, p. 1039-1056, 2014.
- [103] D. Teichmann, A. Kuhn, D. D. Matteis, T. Bartelt, M. Walter et S. Leonhardt, « Monitoring of thoracic activity using electromagnetic coupling, » in *ICBEM*, 2015.
- [104] J. Heller et J. R. Feldkamp, « Auto-tuned induction coil conductivity sensor for in-vivo human tissue measurements, » *Measurement Science Review*, t. 9, n° 6, p. 162-168, 2009.
- [105] J. R. Feldkamp et S. Quirk, « Single-Coil Magnetic Induction Tomography Using the LDC-1101 Chip, » *IEEE SENSORS JOURNAL*, t. 21, n° 1, 2021.
- [106] Y. Kuwahara, « Microwave Imaging for Early Breast Cancer Detection, » in *New Perspectives in Breast Imaging*, 4, t. 56, 2017, p. 1143-1153.
- [107] C. Dalmay, M. Cheray, A. Pothier, F. Lalloué, M. O. Jauberteau et P. Blondy, « Ultra sensitive biosensor based on impedance spectroscopy at microwave frequencies for cell scale analysis, » *Sensors and Actuators, A : Physical*, t. 162, n° 2, p. 189-197, août 2010.
- [108] S. M. Aguilar, M. A. Al-Joumayly, M. J. Burfeindt, N. Behdad et S. C. Hagness, « Multiband miniaturized patch antennas for a compact, shielded microwave breast imaging array, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 62, n° 3, p. 1221-1231, 2014.
- [109] M. Puentes, M. Schüßler et R. Jakoby, « 2D sensor array based on Split Ring Resonators for monitoring of organic tissue, » *Proceedings of IEEE Sensors*, p. 272-275, 2011.
- [110] W. Withayachumnankul, K. Jaruwongrungssee, A. Tuantranont, C. Fumeaux et D. Abbott, « Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization, » *Sensors and Actuators, A : Physical*, t. 189, p. 233-237, 2013.
- [111] P. Velez, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc et F. Martin, « Highly-sensitive microwave sensors based on Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRrs) for dielectric characterization and solute concentration measurement in liquids, » *IEEE Access*, t. 6, p. 48 324-48 338, 2018.
- [112] A. Soffiatti, Y. Max, S. G. Silva et L. M. de Mendonça, « Microwave metamaterial-based sensor for dielectric characterization of liquids, » *Sensors (Switzerland)*, t. 18, n° 5, 2018.
- [113] J. G. Oliveira, E. N. Pinto, V. P. Neto et A. G. D'assunção, « CSRR-based microwave sensor for dielectric materials characterization applied to soil water content determination, » *Sensors (Switzerland)*, t. 20, n° 1, 2020.
- [114] A. E. Omer, G. Shaker, S. Safavi Naeini, G. Alquie, F. Deshours, H. Kokabi et R. Shubair, « Non-Invasive Real-Time Monitoring of Glucose Level Using Novel Microwave Biosensor Based on Triple-Pole CSRR, » *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2020.
- [115] I. Waldron, S. N. Makarov, S. Biederman et R. Ludwig, « Suspended ring resonator for dielectric constant measurement of foams, » *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, t. 16, n° 9, p. 496-498, 2006.

- [116] S. Charkhabi, K. J. Jackson, A. M. Beierle, A. R. Carr, E. M. Zellner et N. F. Reuel, « Monitoring Wound Health through Bandages with Passive LC Resonant Sensors, » *ACS Sensors*, t. 6, n° 1, p. 111-122, 2021.
- [117] T. H. N. Dinh, S. Serfaty et P. Y. Joubert, « Non-contact radiofrequency inductive sensor for the dielectric characterization of burn depth in organic tissues, » *Sensors (Switzerland)*, t. 19, n° 5, 2019.
- [118] T. H. N. Dinh, S. Serfaty et P.-Y. Joubert, « Radiofrequency MTLR sensor for the non-contact dielectric monitoring of milk solutions during fermentation process, » *Proceedings of the 18th International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics (ISEM) 2017*, p. 1-2, 2017.
- [119] R. Kriegl, « A flexible coil array for high resolution magnetic resonance imaging at 7 Tesla T, » thèse de doct., 2015.
- [120] R. M. Mann, N. Cho et L. Moy, « Breast MRI : State of the Art, » <https://doi.org/10.1148/radiol.2019182947>, t. 292, n° 3, p. 520-536, juil. 2019.
- [121] C. Westbrook, *Handbook of MRI technique*, 1. 2014, t. 369, p. 1689-1699.
- [122] B. Gruber, M. Froeling, T. Leiner et D. W. Klomp, « RF coils : A practical guide for nonphysicists, » *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, t. 48, n° 3, p. 590-604, 2018.
- [123] Z. N. Chen, D. Liu, H. Nakano, X. Qing et T. Zwick, *Handbook of antenna technologies*. 2016, t. 1-4, p. 1-3473.
- [124] L. Nohava, R. Czerny, S. Roat, M. Obermann, A. Kuehne, R. Frass-Kriegl, J. Felblinger, J. C. Ginefri et E. Laistler, « Flexible Multi-Turn Multi-Gap Coaxial RF Coils : Design Concept and Implementation for Magnetic Resonance Imaging at 3 and 7 Tesla, » *IEEE Transactions on Medical Imaging*, t. 40, n° 4, p. 1267-1278, 2021.
- [125] J. R. Corea, A. M. Flynn, B. Lechêne, G. Scott, G. D. Reed, P. J. Shin, M. Lustig et A. C. Arias, « Screen-printed flexible MRI receive coils, » *Nature Communications*, t. 7, 2016.
- [126] E. Laistler et E. Moser, « Handy magnetic resonance coils, » *Nature Biomedical Engineering*, t. 2, n° 8, p. 557-558, 2018.
- [127] S. B. Bulumulla, E. Fiveland, K. J. Park, T. K. Foo et C. J. Hardy, « Inductively coupled wireless RF coil arrays, » *Magnetic Resonance Imaging*, t. 33, n° 3, p. 351-357, 2015.
- [128] R. Frass-Kriegl, L. I. N. De Lara, M. Pichler, J. Sieg, E. Moser, C. Windischberger et E. Laistler, « Flexible 23-channel coil array for high-resolution magnetic resonance imaging at 3 Tesla, » *PLoS ONE*, t. 13, n° 11, p. 1-16, 2018.
- [129] S. H. Nezhadian, « A flexible transceiver array employing transmission line resonators for cardiac MRI at 7 T To cite this version : Réseau flexible de résonateurs à ligne de transmissions pour l' émission et la réception en IRM cardiaque à 7T, » 2018.
- [130] J. C. Ginefri, L. Darrasse et P. Crozat, « High-Temperature superconducting surface coil for in vivo microimaging of the human skin, » *Magnetic Resonance in Medicine*, t. 45, n° 3, p. 376-382, 2001.

- [131] L. Zhoujian, « Développement de réseaux d'antennes supraconductrices pour l'Imagerie par Résonance Magnétique haute résolution à champ intermédiaire, » thèse de doct., Université Paris-Saclay, 2016.
- [132] S. Serfaty, N. Haziza, L. Darrasse et S. Kan, « Multi-turn split-conductor transmission-line resonators, » *Magnetic Resonance in Medicine*, t. 38, n° 4, p. 687-689, oct. 1997.
- [133] M. J. Freire, M. A. Lopez, F. Meise, J. M. Algarin, P. M. Jakob, M. Bock et R. Marques, « A broadside-split-ring resonator-based coil for MRI at 7 T, » *IEEE Transactions on Medical Imaging*, t. 32, n° 6, p. 1081-1084, 2013.
- [134] M. Couty, « Etude du procédé de réalisation de micro-antennes souples implantables pour l'Imagerie médicale par Résonance Magnétique, » thèse de doct., Université Paris Sud - Paris XI, 2013.
- [135] R. Frass-Kriegl, E. Laistler, S. Hosseinezhadian, A. I. Schmid, E. Moser, M. Poirier-Quinot, L. Darrasse et J.-C. Ginefri, « Multi-turn multi-gap transmission line resonators – Concept, design and first implementation at 4.7 T and 7 T, » *Journal of Magnetic Resonance*, t. 273, p. 65-72, déc. 2016.
- [136] M. Couty, M. Woytasik, J. C. Ginefri, A. Rubin, E. Martincic, M. Poirier-Quinot, L. Darrasse, F. Boumezbeur, F. Lethimonnier, M. Tatoulian et E. Dufour-Gergam, « Fabrication and packaging of flexible polymeric microantennae for in vivo magnetic resonance imaging, » *Polymers*, t. 4, n° 1, p. 656-673, 2012.
- [137] M. Wang, « Système radio-fréquence sans contact pour la caractérisation diélectrique de tissus biologiques, » thèse de doct., Université Paris-Saclay, 2017.
- [138] J. C. Ginefri, E. Durand et L. Darrasse, « Quick measurement of nuclear magnetic resonance coil sensitivity with a single-loop probe, » *Review of Scientific Instruments*, t. 70, n° 12, p. 4730-4731, 1999.
- [139] T. H. N. Dinh, T. Bore, S. Serfaty et P. Y. Joubert, « Non-Invasive Evaluation of Yogurt Formation Using a Contactless Radiofrequency Inductive Technique, » *Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, t. 42, p. 298-306, 2017.
- [140] T. H. N. Dinh, M. Wang, S. Serfaty, D. Placko et P. Y. Joubert, « Evaluation of a dielectric inclusion using inductive RF antennas and artificial neural networks for tissue diagnosis, » *Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, t. 43, n° Xxi, p. 255-262, 2018.
- [141] G. Masilamany, P. Y. Joubert, S. Serfaty, B. Roucaries et P. Griesmar, « Wireless implementation of high sensitivity radiofrequency probes for the dielectric characterization of biological tissues, » in *IEEE MeMeA 2014 - IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications, Proceedings*, 2014, p. 1-6.
- [142] X. Lin, Y. Chen, Z. Gong, B. C. Seet, L. Huang et Y. Lu, « Ultrawideband Textile Antenna for Wearable Microwave Medical Imaging Applications, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 68, n° 6, p. 4238-4249, 2020.
- [143] B. M. Moloney, D. O'Loughlin, S. A. Elwahab et M. J. Kerin, « Breast cancer detection—a synopsis of conventional modalities and the potential role of microwave imaging, » *Diagnostics*, t. 10, n° 2, 2020.

-
- [144] A. Modiri, S. Goudreau, A. Rahimi et K. Kiasaleh, « Review of breast screening : Toward clinical realization of microwave imaging, » *Medical Physics*, t. 44, n° 12, e446-e458, 2017.
- [145] A. N. A. Tosteson, D. G. Fryback, C. S. Hammond, L. G. Hanna, M. R. Grove, M. Brown, Q. Wang, K. Lindfors et E. D. Pisano, « Consequences of False-Positive Screening Mammograms, » *JAMA internal medicine*, t. 174, n° 6, p. 954, 2014.
- [146] A. M. Hassan et M. El-Shenawee, « Review of Electromagnetic Techniques for Breast Cancer Detection, » *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, t. 4, n° 9, p. 103-118, 2011.
- [147] D. O'Loughlin, M. O'Halloran, B. M. Moloney, M. Glavin, E. Jones et M. A. Elahi, « Microwave breast imaging : Clinical advances and remaining challenges, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 65, n° 11, p. 2580-2590, 2018.
- [148] E. Porter, E. Kirshin, A. Santorelli, M. Coates et M. Popović, « Time-domain multistatic radar system for microwave breast screening, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 12, p. 229-232, 2013.
- [149] E. G. Fear et J. M. Sill, « Preliminary investigations of tissue sensing adaptive radar for breast tumor detection, » *Engineering in Medicine and Biology Society, 2003. Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE*, t. 4, p. 3787-3790, 2003.
- [150] E. C. Fear, J. Bourqui, C. Curtis, D. Mew, B. Docktor et C. Romano, « Microwave breast imaging with a monostatic radar-based system : A study of application to patients, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 61, n° 5, 2013.
- [151] H. Song, S. Sasada, T. Kadoya, M. Okada, K. Arihiro, X. Xiao et T. Kikkawa, « Detectability of Breast Tumor by a Hand-held Impulse-Radar Detector : Performance Evaluation and Pilot Clinical Study, » *Scientific Reports*, t. 7, n° 1, 2017.
- [152] M. T. Islam, M. Z. Mahmud, M. T. Islam, S. Kibria et M. Samsuzzaman, « A Low Cost and Portable Microwave Imaging System for Breast Tumor Detection Using UWB Directional Antenna array, » *Scientific Reports*, t. 9, n° 1, p. 1-13, 2019.
- [153] T. M. Grzegorzcyk, P. M. Meaney, P. A. Kaufman, R. M. Diflorio-Alexander et K. D. Paulsen, « Fast 3-D tomographic microwave imaging for breast cancer detection, » *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 2012.
- [154] M. S. Nepote, D. R. Herrera, D. F. Tapia, S. Latif et S. Pistorius, « A comparison study between horn and vivaldi antennas for 1.5-6 GHz breast microwave radar imaging, » *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*, t. 5, n° EuCAP, p. 59-62, 2014.
- [155] F. Foroutan et N. K. Nikolova, « UWB active antenna for microwave breast imaging sensing arrays, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 18, n° 10, p. 1951-1955, 2019.
- [156] *Micrima / Breast Cancer Detection / United Kingdom.*

- [157] H. Bahramiabarghouei, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popović et L. A. Rusch, « Flexible 16 antenna array for microwave breast cancer detection, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 62, n° 10, 2015.
- [158] A. Fasoula, L. Duchesne, J. Gil Cano, P. Lawrence, G. Robin et J.-G. Bernard, « On-Site Validation of a Microwave Breast Imaging System, before First Patient Study, » *Diagnostics*, t. 8, n° 3, p. 53, 2018.
- [159] P. M. Meaney, C. J. Fox, S. D. Geimer et K. D. Paulsen, « Electrical Characterization of Glycerin : Water Mixtures : Implications for Use as a Coupling Medium in Microwave Tomography, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 65, n° 5, p. 1471-1478, 2017.
- [160] H. C. Cano-Garcia, N. Geddes, I. Gouziasis, E. Kallos, P. Kosmas, G. Palikaras, I. Sotiriou, A. Garetsos, G. Stratakos, M. Gargalakos, C. Kakoyiannis, I. Karanasiou, M. Koutsoupidou et U. Nikolaos, *Microwave tomography system*, 2019.
- [161] V. Portosi, A. M. Loconsole et F. Prudenzano, « A split ring resonator-based metamaterial for microwave impedance matching with biological tissue, » *Applied Sciences (Switzerland)*, t. 10, n° 19, p. 1-14, 2020.
- [162] A. Baran, D. Kurrant, A. Zakaria, E. Fear et J. Lovetri, « Breast Imaging Using Microwave Tomography with Radar-Based Tissue-Regions Estimation, » *Progress In Electromagnetics Research*, t. 149, n° August, p. 161-171, 2014.
- [163] E. Fear, X. Li, S. Hagness et M. Stuchly, « Confocal microwave imaging for breast cancer detection : localization of tumors in three dimensions, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 49, n° 8, p. 812-822, 2002.
- [164] E. C. Fear, S. C. Hagness, P. M. Meaney, M. Okoniewski et M. A. Stuchly, « Enhancing breast tumor detection with near-field imaging, » *IEEE Microwave Magazine*, t. 3, n° 1, p. 48-56, 2002.
- [165] Y. Wang, « Développement d'un capteur magnéto acoustique on-chip pour la caractérisation des matériaux complexes, » thèse de doct., Université de Cergy Pontoise, 2014.
- [166] A. Caduff, M. S. Talary, M. Mueller, F. Dewarrat, J. Klisic, M. Donath, L. Heinemann et W. A. Stahel, « Non-invasive glucose monitoring in patients with Type 1 diabetes : A Multisensor system combining sensors for dielectric and optical characterisation of skin, » *Biosensors and Bioelectronics*, t. 24, n° 9, p. 2778-2784, 2009.
- [167] A. Caduff, M. Mueller, A. Megej, F. Dewarrat, R. E. Suri, J. Klisic, M. Donath, P. Zakharov, D. Schaub, W. A. Stahel et M. S. Talary, « Characteristics of a multisensor system for non invasive glucose monitoring with external validation and prospective evaluation, » *Biosensors and Bioelectronics*, t. 26, n° 9, p. 3794-3800, 2011.
- [168] G. Steiner, M. Soleimani et D. Watzenig, « A bio-electromechanical imaging technique with combined electrical impedance and ultrasound tomography, » *Physiological Measurement*, t. 29, n° 6, S63-S75, juin 2008.
- [169] P. Gonord, S. Kan et A. Leroy-Willig, « Parallel-plate split-conductor surface coil : Analysis and design, » *Magnetic Resonance in Medicine*, t. 6, n° 3, p. 353-358, 1988.

-
- [170] G. Masilamany, P. Y. Joubert, S. Serfaty, B. Roucaries et Y. Le Diraison, « Radiofrequency inductive probe for non-contact dielectric characterizations of organic medium, » *Electronics Letters*, t. 50, n° 7, p. 496-497, 2014.
- [171] E. Hammerstad et O. Jensen, « Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design., » *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, t. 1, n° 12, p. 107-409, 1980.
- [172] Y. Luo, X. Wang et X. Zhou, « Inductance calculations for circular coils with rectangular cross section and parallel axes using inverse mellin transform and generalized hypergeometric functions, » *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 32, n° 2, p. 1367-1374, 2017.
- [173] C. R. Paul, *Inductance : Loop and Partial*. 2009, p. 1-379.
- [174] J. T. Conway, « Analytical solutions for the self-and mutual inductances of concentric coplanar disk coils, » *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 49, n° 3, p. 1135-1142, 2013.
- [175] Y. Luo et B. Chen, « Improvement of self-inductance calculations for circular coils of rectangular cross section, » *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 49, n° 3, p. 1249-1255, 2013.
- [176] L. Darrasse et G. Kassab, « Quick measurement of NMR-coil sensitivity with a dual-loop probe, » *Review of Scientific Instruments*, t. 64, n° 7, p. 1841-1844, 1993.
- [177] M. B. Kraichman, « Conducting Medium, » t. 66, n° 4, 1962.
- [178] S. Serfaty, L. Darrasse et S. Kan, « Double-bracelet resonator Helmholtz probe for NMR experiments, » *Review of Scientific Instruments*, t. 66, n° 12, p. 5522-5526, 1995.
- [179] X. Zhou, « Nouveau système de contrôle radiofréquence de micro-algues pour la santé et le bien-être, » thèse de doct., Université de Cergy-Pontoise, 2016.
- [180] D. Teichmann, J. Foussier, J. Jia, S. Leonhardt et M. Walter, « Noncontact monitoring of cardiorespiratory activity by electromagnetic coupling, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 60, n° 8, p. 2142-2152, 2013.
- [181] G. Masilamany, P. Y. Joubert, S. Serfaty, B. Roucaries et P. Griesmar, « Evaluation of a high sensitivity radiofrequency inductive probe for the non-contact sensing of dielectric properties of organic media, » in *SAS 2015 - 2015 IEEE Sensors Applications Symposium, Proceedings*, 2015.
- [182] D. Placko, T. Kundu, M. Lemistre, N. Supe, D. Placko, G. Lissorgues, A. Cruau, D. Placko, N. Liebeaux, T. Kundu, D. Placko et T. Kundu, « DPSM for Modeling Engineering Problems, » *DPSM for Modeling Engineering Problems*, p. 1-372, 2006.
- [183] National Instrument, *Introduction to Network Analyzer Measurements*, 2022.
- [184] *What Are Imaging Phantoms ? | NIST*.
- [185] C. Garcia-Pardo, C. Andreu, A. Fornes-Leal, S. Castello-Palacios, S. Perez-Simbor, M. Barbi, A. Valles-Lluch et N. Cardona, « Ultrawideband Technology for Medical In-Body Sensor Networks : An Overview of the Human Body as a Propagation Medium, Phantoms, and Approaches for Propagation Analysis, » *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, t. 60, n° 3, p. 19-33, 2018.

- [186] G. Ruvio, R. Solimene, A. Cuccaro, G. Fiaschetti, A. J. Fagan, S. Cournane, J. Cooke, M. J. Ammann, J. Tobon et J. E. Browne, « Multimodal breast phantoms for microwave, ultrasound, mammography, magnetic resonance and computed tomography imaging, » *Sensors (Switzerland)*, t. 20, n° 8, 2020.
- [187] J. Garrett et E. Fear, « Stable and flexible materials to mimic the dielectric properties of human soft tissues, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 13, p. 599-602, 2014.
- [188] M. Lazebnik, E. L. Madsen, G. R. Frank et S. C. Hagness, « Tissue-mimicking phantom materials for narrowband and ultrawideband microwave applications, » *Physics in Medicine and Biology*, t. 50, n° 18, p. 4245-4258, 2005.
- [189] M. O'Halloran, S. Lohfeld, G. Ruvio, J. Browne, F. Krewer, C. O. Ribeiro, V. C. Inacio Pita, R. C. Conceicao, E. Jones et M. Glavin, « Development of anatomically and dielectrically accurate breast phantoms for microwave imaging applications, » *Radar Sensor Technology XVIII*, t. 9077, 90770Y, 2014.
- [190] L. O. Bárbara, D. O'Loughlin, O. Martin, P. Emily, G. Martin et E. Jones, « Microwave Breast Imaging : experimental tumour phantoms for the evaluation of new breast cancer diagnosis systems, » *Materials Research Express*, p. 0–12, 2019.
- [191] Z. Eslek et A. Tulpar, « Solution Preparation and Conductivity Measurements : An Experiment for Introductory Chemistry, » *Journal of Chemical Education*, t. 90, n° 12, p. 1665-1667, déc. 2013.
- [192] G. Åkerlöf, « Dielectric constants of some organic solvent-water mixtures at various temperatures, » *Journal of the American Chemical Society*, t. 54, n° 11, p. 4125-4139, 1932.
- [193] *Smoothing Splines - MATLAB & Simulink - MathWorks France.*
- [194] A. Pasquier, Y. Le Diraison, S. Serfaty et P. Y. Joubert, « Multi-frequency detection of a dielectric object using flexible contactless RF sensors for tissue diagnosis, » *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS*, t. 2020-July, p. 4105-4108, 2020.
- [195] J. Peng, S. Peng, A. Jiang, J. Wei, C. Li et J. Tan, « Asymmetric least squares for multiple spectra baseline correction, » *Analytica Chimica Acta*, t. 683, n° 1, p. 63-68, 2010.
- [196] C. Marchal, M. Nadi, A. J. Tossier, C. Roussey et M. L. Gaulard, « Dielectric properties of gelatine phantoms used for simulations of biological tissues between 10 and 50 MHz, » *International Journal of Hyperthermia*, t. 5, n° 6, p. 725-732, 1989.
- [197] C. Rossmanna et D. Haemmerich, « Review of temperature dependence of thermal properties, dielectric properties, and perfusion of biological tissues at hyperthermic and ablation temperatures, » *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, t. 42, n° 6, p. 467-492, 2014.
- [198] G. Shafer, « A mathematical theory of evidence, » p. 297, 1976.

- [199] A. K. Jha, Z. Akhter, N. Tiwari, K. T. Muhammed Shafi, H. Samant, M. Jaleel Akhtar et M. Cifra, « Broadband Wireless Sensing System for Non-Invasive Testing of Biological Samples, » *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, t. 8, n° 2, p. 251-259, 2018.
- [200] M. J. Burfeindt, N. Behdad, B. D. Van Veen et S. C. Hagness, « Quantitative microwave imaging of realistic numerical breast phantoms using an enclosed array of multiband, miniaturized patch antennas, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 11, p. 1626-1629, 2012.
- [201] A. E. Omer, G. Shaker, S. Safavi-Naeini, H. Kokabi, G. Alquié, F. Deshours et R. M. Shubair, « Low-cost portable microwave sensor for non-invasive monitoring of blood glucose level : novel design utilizing a four-cell CSRR hexagonal configuration, » *Scientific Reports*, t. 10, n° 1, p. 1-20, 2020.
- [202] M. Puentes, M. Maasch, M. Schubler et R. Jakoby, « Frequency multiplexed 2-dimensional sensor array based on split-ring resonators for organic tissue analysis, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 60, n° 6 PART 1, p. 1720-1727, 2012.
- [203] W. Zhong, C. K. Lee et S. Y. Ron Hui, « General analysis on the use of tesla's resonators in domino forms for wireless power transfer, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 60, n° 1, p. 261-270, 2013.
- [204] X. Yu, « Design of reconfigurable multi-mode RF circuits, » *Iowa State University Capstones, Theses and Dissertations*, p. 127, 2013.
- [205] C. D. Everard, C. C. Fagan, C. P. O'Donnell, D. J. O'Callaghan et J. G. Lyng, « Dielectric properties of process cheese from 0.3 to 3 GHz, » *Journal of Food Engineering*, t. 75, n° 3, p. 415-422, 2006.
- [206] X. Liu, H. J. Chen, Y. Alfadhil, X. Chen, C. Parini et D. Wen, « Conductivity and frequency dependent specific absorption rate, » *Journal of Applied Physics*, t. 113, n° 7, 2013.
- [207] *Dural® - Aluminium/Copper/Magnesium - online catalogue source - supplier of research materials in small quantities - Goodfellow.*
- [208] L. Darrasse et J. C. Ginefri, « Perspectives with cryogenic RF probes in biomedical MRI, » *Biochimie*, t. 85, n° 9, p. 915-937, 2003.
- [209] K., Nortemann, H. J. et U. Kaatze, « Dielectric properties of aqueous ionic solutions at microwave frequencies, » *Journal of Physical Chemistry*, t. 61, n° 3, p. 6864-6869, 1997.
- [210] *Qu'est-ce qu'une sonde pt100 ? | Omega Engineering.*
- [211] *Mini-VNA Tiny Analyseur d'antenne jusqu'à 3 GHz | WiMo.*
- [212] B. Amin, A. Shahzad, L. Crocco, M. Wang, M. O'Halloran, A. González-Suárez et M. A. Elahi, « A feasibility study on microwave imaging of bone for osteoporosis monitoring, » *Medical and Biological Engineering and Computing*, t. 59, n° 4, p. 925-936, 2021.
- [213] R. S. Hassan, J. Lee et S. Kim, « A Minimally Invasive Implantable Sensor for Continuous Wireless Glucose Monitoring Based on a Passive Resonator, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 19, n° 1, p. 124-128, 2020.

- [214] S. Semenov, R. Planas, M. Hopfer, A. Hamidipour, A. Vasilenko, E. Stoegmann et E. Auff, « Electromagnetic tomography for brain imaging : Initial assessment for stroke detection, » *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference : Engineering for Healthy Minds and Able Bodies, BioCAS 2015 - Proceedings*, déc. 2015.
- [215] O. Karadima, M. Rahman, I. Sotiriou, N. Ghavami, P. Lu, S. Ahsan et P. Kosmas, « Experimental validation of microwave tomography with the DBIM-twist algorithm for brain stroke detection and classification, » *Sensors (Switzerland)*, t. 20, n° 3, 2020.
- [216] B. J. Mohammed, A. M. Abbosh, S. Mustafa et D. Ireland, « Microwave system for head imaging, » *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 63, n° 1, p. 117-123, 2014.
- [217] A. T. Mobashsher, A. M. Abbosh et Y. Wang, « Microwave system to detect traumatic brain injuries using compact unidirectional antenna and wideband transceiver with verification on realistic head phantom, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 62, n° 9, p. 1826-1836, 2014.
- [218] I. El Rube', D. Heatley et M. Abdel-maguid, « Detecting a stroke-affected region in the brain by scanning with low-intensity electromagnetic waves in the radio frequency/microwave band, » *Healthcare (Switzerland)*, t. 9, n° 9, 2021.
- [219] I. Bisio, C. Estatico, A. Fedeli, F. Lavagetto, M. Pastorino, A. Randazzo et A. Sciarrone, « A Tomographic Multistatic System for Biomedical Microwave Sensing, » *14th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2020*, mar. 2020.
- [220] *Products / Medfield Diagnostics.*
- [221] M. Persson, A. Fhager, H. D. Trefna, Y. Yu, T. McKelvey, G. Pegenius, J. E. Karlsson et M. Elam, « Microwave-based stroke diagnosis making global prehospital thrombolytic treatment possible, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 61, n° 11, p. 2806-2817, nov. 2014.
- [222] M. Ferhat, « Développement de méthodes RF pour la caractérisation hydrique et l'évaluation non destructive de matériaux cimentaires et d'éco-matériaux cimentaires, » thèse de doct., Université Paris-Saclay, 2021.
- [223] C. Wang, Q. Sun, K. Lei, C. Chen, L. Yao et Z. Peng, « Effect of toughening with different liquid rubber on dielectric relaxation properties of epoxy resin, » *Polymers*, t. 12, n° 2, 2020.
- [224] A. K. Jonscher, « Dielectric relaxation in solids, » *Journal of Physics D : Applied Physics*, t. 32, n° 14, 1999.
- [225] A. Jonscher, « The universal dielectric response and its physical significance, » in *Proceedings of the 3rd International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, t. 2, IEEE, 1992, p. 1-11.
- [226] J. Liu, X. Zhang, P.-F. Van de Moortele, S. Schmitter et B. He, « Determining electrical properties based on B 1 fields measured in an MR scanner using a multi-channel transmit/receive coil : a general approach, » *Physics in Medicine and Biology*, t. 58, n° 13, p. 4395-4408, juil. 2013.

- [227] Y. Wang, « Développement d'un capteur magneto acoustique on-chip pour la caractérisation des matériaux complexes, » thèse de doct., Université Cergy-Pontoise, 2014.
- [228] S. J. DeNardo, G. L. DeNardo, L. A. Miers, A. Natarajan, A. R. Foreman, C. Gruettner, G. N. Adamson et R. Ivkov, « Development of tumor targeting bioprobes (^{111}In -chimeric L6 monoclonal antibody nanoparticles) for alternating magnetic field cancer therapy, » *Clinical Cancer Research*, t. 11, n° 19 II, p. 7087-7093, 2005.
- [229] G. G. Bellizzi, G. G. Bellizzi, O. M. Bucci, L. Crocco, M. Helbig, S. Ley et J. Sachs, « Optimization of the Working Conditions for Magnetic Nanoparticle-Enhanced Microwave Diagnostics of Breast Cancer, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, t. 65, n° 7, p. 1607-1616, 2018.
- [230] A. J. Wilson, M. Rahman, P. Kosmas et M. Thanou, « Nanomaterials responding to microwaves : an emerging field for imaging and therapy, » *Nanoscale Advances*, t. 3, n° 12, p. 3417-3429, 2021.
- [231] A. Lakhtakia, C. M. Furse et M. F. Iskander, *The World of Applied Electromagnetics*. 2018.

Titre : Vers une caractérisation sans contact de l'évolution des tissus organiques par des capteurs RF multifréquences

Mots clés : Antennes et capteurs inductifs radiofréquences, multifréquence, permittivité complexe, détection et caractérisation non invasives, mesure sans contact, milieux organiques

Résumé : Une technique de caractérisation diélectrique sans contact de tissus organiques mettant en œuvre de capteurs radiofréquences (RF) multifréquences à haute sensibilité, a été développée. Celle-ci repose sur l'utilisation de nouveaux résonateurs RF passifs à ligne de transmission (WMFR), dont la structure originale leur permet d'entrer en résonance sur un jeu de fréquences prédéterminées, et sur l'utilisation d'un système instrumental de contrôle à distance des WMFR par couplages inductifs multifréquences et multicapteurs. Les résonateurs WMFR sont utilisés comme des capteurs inductifs capables d'émettre un champ magnétique à différentes fréquences vers le milieu organique à caractériser et, par réciprocité, de mesurer les variations

de ce champ induit, qui sont liées aux propriétés diélectriques complexes du milieu à chacune des fréquences considérées. Associé à un modèle électrique équivalent multifréquence, le système développé permet de remonter aux changements des propriétés complexes des milieux investigués sur un jeu de fréquences donné, et de produire ainsi une analyse multi-échelle, spatialement et / ou au cours du temps. Des essais expérimentaux ont permis de valider l'approche pour la localisation de contrastes diélectriques locaux et l'évolution temporelle de milieux organiques. Ces travaux ouvrent la voie au développement de dispositifs non invasifs et bas coût de suivi 3D ou 4D multi-échelle de tissus organiques.

Title : Towards non-contact characterization of organic tissue changes by multi-frequency RF sensors

Keywords : Radio frequency inductive antennas and sensors, multi-frequency, complex permittivity, non-invasive detection and characterization, non-contact measurement, organic media

Abstract : A non-contact dielectric characterization technique of organic tissues using high sensitivity multifrequency radio-frequency (RF) sensors has been developed. It is based on the use of new passive RF transmission line resonators (WMFR), whose original structure allows them to enter into resonance on a set of predetermined frequencies, and on the use of an instrumental system of remote control of the WMFR by multifrequency and multisensor inductive couplings. The WMFR resonators are used as inductive sensors able to transmit a magnetic field of various frequencies towards the organic medium to be characterized and, by reciprocity, to measure the variations of this indu-

ced field, which are related to the complex dielectric properties of the medium at the considered frequencies. Associated with a multi-frequency equivalent electrical model, the developed system allows to trace the changes of the complex properties of the investigated media on a given set of frequencies, and thus to produce a multi-scale analysis, spatially and / or over time. Experimental tests have validated the approach for the localization of local dielectric contrasts and the temporal evolution of organic media. This work opens the way to the development of non-invasive and low cost devices for 3D or 4D multiscale monitoring of organic tissues.