



**HAL**  
open science

## Modélisation des antennes RF pour l'évaluation sans contact de milieux organiques

Mengze Wang

► **To cite this version:**

Mengze Wang. Modélisation des antennes RF pour l'évaluation sans contact de milieux organiques. 7ème Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation, Jan 2016, Saint-Nazaire, France. hal-01280176

**HAL Id: hal-01280176**

**<https://hal.science/hal-01280176>**

Submitted on 29 Feb 2016

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

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

# Modélisation des antennes RF pour l'évaluation sans contact de milieux organiques

Mengze Wang<sup>1</sup>, Thierry Bore<sup>2</sup>, Dominique Placko<sup>2</sup>, Stéphane Serfaty<sup>2</sup>, Pierre-yves Joubert<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institut d'Electronique Fondamentale, Université Paris Sud, CNRS, Université Paris Saclay, 91405, Orsay, France

<sup>2</sup>Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie, CNRS, École normale supérieure, Université Paris Saclay, 61 avenue du président Wilson, 94235 Cachan, France

*mengze.wang@u-psud.fr*

## Abstract

The dielectric properties of the organic media are recognized as relevant indicators of their physiopathological states. The estimation of these properties, especially in the field of RF (radio frequency), is an important issue in many scientific and applicative fields such as agrifood industry of human health. The intrinsic dielectric properties of biological media such as the conductivity ( $\sigma$ ) and the permittivity ( $\epsilon$ ) can be sensed by means of inductive sensors. This paper focuses on a modeling method (DPSM, Distributed Point Source Method) dedicated to the modeling of the interactions between an RF antenna and an organic medium possibly including a dielectric inclusion. The implementation of the computational model is validated against other models and experiments. Then, the implemented model is used to propose a method for localizing an inclusion in the medium, using a simple double RF antenna system.

## 1. Introduction

Les propriétés diélectriques (PD) des milieux organiques, déterminées par la conductivité électrique  $\sigma$  (S/m) et la permittivité relative  $\epsilon$ , sont reconnues comme étant des indicateurs pertinents de leur état physiopathologique. L'estimation de ces propriétés se révèle donc un enjeu dans de nombreux domaines de l'ingénierie tels que l'industrie agro-alimentaire [1, 2] ou la santé [3]. De même il est établi que les PD, caractérisées dans le domaine des radiofréquences (RF) ou des micro-ondes (MO), sont des indicateurs pertinents de l'état physiopathologique des tissus [4-7]. La connaissance des PD des tissus doit donc permettre de révéler ou de caractériser des lésions, des inflammations, ou plus généralement l'état physiologique d'un tissu biologique. C'est pourquoi de nombreuses techniques de spectroscopie diélectrique ont été développées [2]. Toutefois, la majeure partie des techniques conventionnelles fait appel à des sondes constituées d'électrodes, qui nécessitent d'être mises en contact avec le milieu à caractériser [8], ce qui limite leur utilisation et présente des inconvénients liés à la qualité du contact. Des techniques sans contact sont également développées dans les MO [7]. Toutefois celles-ci sont essentiellement sensibles à la seule permittivité du milieu. C'est pourquoi les techniques inductives RF se présentent comme des alternatives intéressantes. En effet, compte tenu de la valeur des paramètres diélectriques des tissus (typiquement  $\sigma \approx 0,2$  S/m et  $\epsilon \approx 40$  à 100 MHz pour la peau humaine [4]), elles présentent une sensibilité équivalente à la conductivité électrique  $\sigma$  et à la permittivité diélectrique  $\epsilon$  des milieux [9]. En outre, elles peuvent être mises en œuvre de manière inductive, c'est-à-dire par couplage électromagnétique, pour une mise en œuvre non-invasive sans contact.

Dans cette étude, nous nous intéressons à la modélisation des interactions entre une antenne RF élémentaire et un milieu diélectrique. Cette modélisation a pour objectifs de lier l'impédance de l'antenne avec les PD locales du milieu investigué. Par souci de simplicité, nous choisissons le cas d'une antenne élémentaire filiforme circulaire interagissant avec un milieu diélectrique semi-infini, présentant ou non une inclusion diélectrique. Cette configuration très simple permet de s'approcher du cas d'une lésion pathologique (tumeur) dans un tissu. En effet, il a été montré qu'une tumeur modifiait localement la conductivité et la permittivité du tissu [10]. La modélisation utilisée dans cette étude est semi-analytique et dite « sans maillage ». Elle repose sur le formalisme des points sources distribués (DPSM), qui présente l'avantage d'être extrêmement versatile (pas de limitations liées à la géométrie du domaine de travail) et économe en ressources informatiques [11].

En section 2, Nous présentons la configuration d'étude et un banc expérimental destiné à recueillir des données expérimentales servant à valider la modélisation. Nous présentons également la modélisation analytique par intégrale de volume, permettant de confronter les résultats de modélisation issus de la technique DPSM. Enfin, nous présentons les principes de la modélisation DPSM. Dans section 3, nous présentons les résultats expérimentaux et modélisés

dans le cas d'un milieu diélectrique homogène et d'un milieu diélectrique avec inclusion. Enfin, en section 4, nous présentons un simple système qui est composé de deux antennes RF filiformes permettant de localiser une inclusion dans le milieu diélectrique.

## 2. Principes de modélisation et dispositif expérimental

### 2.1 Configuration étudiée

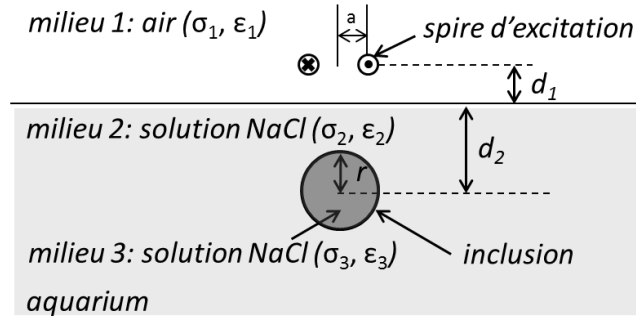


Figure 1 Configuration étudiée

La configuration d'études est présentée Figure 1. Une antenne RF filiforme de rayon  $a$  est utilisée en émission /réception. Elle est écartée d'une distance  $d_1$  de l'interface de l'air et du milieu diélectrique. Dans cette étude, le milieu est une solution de chlorure de sodium (NaCl) dont les PD sont connues, remplissant un aquarium. Une inclusion sphérique de rayon  $r$  est placée à une profondeur  $d_2$  sous l'interface air/solution. L'antenne rayonne un champ magnétique variable qui induit la circulation de courants de Foucault (liés à la conductivité électrique  $\sigma$ ) et de courants de déplacements (liés à la permittivité  $\epsilon$ ) de la solution diélectrique. Ces circulations modifient à leur tour le champ magnétique de couplage. Cette modification affecte l'impédance de l'antenne par couplage électromagnétique. La lecture des variations de l'impédance de l'antenne permet donc d'être sensible aux PD du milieu. En pratique, l'antenne RF est une spire de cuivre réalisée sur circuit imprimé avec  $a = 2$  cm. Celle-ci est placée contre la paroi d'un aquarium rempli par 10 litres de solution de NaCl (milieu 2), dans l'air à une distance  $d_1$  variable du milieu 1. Elle est connectée à un analyseur de réseau vectoriel (HP 4195A). Une sphère plastique de rayon  $r = 4$  cm est utilisée comme une inclusion. Elle est remplie d'une solution présentant une autre concentration (milieu 3) afin de former un contraste de conductivité avec le milieu 2. Elle est placée à une distance  $d_2$  de l'interface milieu1 / milieu 2. Dans notre étude, la grandeur d'intérêt est la variation de résistance de l'antenne RF :

$$\Delta R = \text{Re}(Z_{charge} - Z_0) \quad (1)$$

où  $Z_{charge}$  représente l'impédance de l'antenne chargée par le milieu et  $Z_0$  est l'impédance de l'antenne à vide, et  $\text{Re}$  représente l'opérateur « partie réelle ».

### 2.2 Modélisation analytique par intégrale de volume

Dans un premier temps, nous voulons calculer l'impédance du capteur à l'aide d'une méthode analytique par la méthode dite des intégrales de volume [12]. Pour mettre en œuvre ce modèle, nous considérons la configuration de la Figure 2. L'objectif est de déterminer la variation de résistance de l'antenne induite par la présence du milieu diélectrique (Equation 1). En supposant que l'antenne est un conducteur parfait, la variation de résistance correspond à la résistance induite dans le milieu diélectrique, notée  $R_i$ .

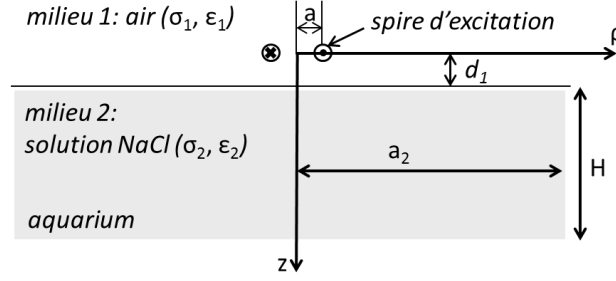


Figure 2 Antenne filiforme circulaire située à une distance  $d_1$  de la surface d'un milieu diélectrique

Pour faciliter le calcul de  $R_i$ , nous choisissons un système de coordonnées cylindriques  $(\rho, z)$ . Le milieu diélectrique considéré est de forme cylindre de hauteur  $H$  et de rayon  $a_2$ . D'après [12] dans ces conditions, l'expression de la résistance induite est donnée par

$$R_i = \frac{\mu_0^2 \sigma_2 \omega^2}{\pi} \int_0^{a_2} \int_{d_1}^{d_1+H} \frac{a}{s^2} \left[ \left( 1 - \frac{s^2}{2} \right) K(s) - E(s) \right]^2 d\rho dz \quad (2)$$

Dans cette expression,  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide.  $K(s)$  et  $E(s)$  sont les intégrales elliptiques (13) et le paramètre  $s$  est donné par :

$$s = \left[ \frac{4\rho a}{(a + \rho)^2 + z^2} \right]^{1/2} \quad (3)$$

### 2.3 Principe du DPSM

Dans un espace homogène, le potentiel vecteur magnétique est lié à la densité de  $\vec{j}$  via l'équation d'onde :

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu \cdot \vec{j} \quad (4)$$

Où  $k$  est le constant de propagation telle que  $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon - j\omega \sigma \mu_0$ . Une solution de cette équation pour une impulsion de Dirac est la fonction de Green  $G(\vec{r}, \vec{r}')$ , où  $\vec{r}$  est le vecteur position d'un point d'observation et  $\vec{r}'$  est le vecteur position d'un point source d'excitation, tous deux définis par rapport à l'origine (Figure 3).

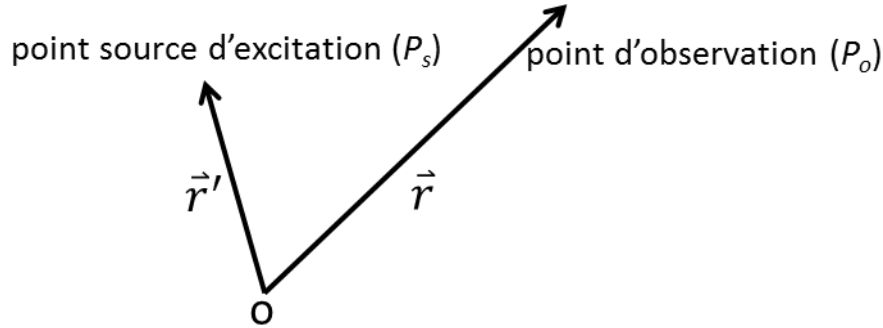


Figure 3 Configuration d'un point d'observation et d'un point source d'excitation

En coordonnées sphériques, l'expression de la fonction de Green est :

$$G(R) = -\frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (5)$$

Où  $R$  est la distance entre le point d'observation  $P_o$  et le point source d'excitation  $P_s$ . Une solution particulière de l'équation (4) est :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \cdot \iiint_V \vec{j}(\vec{r}') \cdot G(R) \cdot dV = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \iiint_V \vec{j}(\vec{r}') \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot dV \quad (6)$$

Cette solution représente les contributions de toutes les sources d'excitation dans le volume  $v$  au point d'observation  $P_o$ . La connaissance de  $\vec{A}$  en tout point d'observation permet d'en déduire les valeurs de  $\vec{B}$  dans tout le volume de travail à l'aide de la relation :

$$\vec{B}(\vec{r}) = \overrightarrow{rot} \vec{A}(\vec{r}) \quad (7)$$

Dans notre étude, si le nombre sources d'excitation dans la Figure 3 est  $N_s$ , la densité de courant  $\vec{J}$  est donnée par la somme des contributions de ces  $N_s$  sources, qui sont ici des sources élémentaires de courants :

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{i=1}^{N_s} \vec{J}_i \cdot \delta(\vec{r}' - \vec{r}_i) \quad (8)$$

Nous insérons cette expression dans l'équation (5) pour obtenir l'expression de  $\vec{A}$  :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \cdot \sum_{i=1}^{N_s} \vec{J}_i \cdot \iiint_v G(\vec{r} - \vec{r}') \cdot \delta(\vec{r}' - \vec{r}_i) dv = \mu \cdot \sum_{i=1}^{N_s} \vec{J}_i \cdot G(\vec{r} - \vec{r}_i) \quad (9)$$

Le potentiel vecteur  $\vec{A}$  se décompose dans le volume de travail selon trois composantes  $\vec{A}_x$ ,  $\vec{A}_y$ ,  $\vec{A}_z$ , dans un système de coordonnées cartésiennes. Si nous considérons que nous observons le potentiel vecteur en  $N_p$  points d'observation, il est possible d'exprimer analytiquement ces trois composantes. Nous exprimons ici à titre d'exemple la composante  $\vec{A}_x$  :

$$\vec{A}_x = \frac{\mu}{4\pi} \begin{bmatrix} \frac{e^{-jkR_{11}}}{R_{11}} & \dots & \frac{e^{-jkR_{1N_s}}}{R_{1N_s}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{e^{-jkR_{N_p1}}}{R_{N_p1}} & \dots & \frac{e^{-jkR_{N_pN_s}}}{R_{N_pN_s}} \end{bmatrix} \cdot \vec{J}_x \Leftrightarrow \vec{A}_x = [W_{xx}] \cdot \vec{J}_x \quad (10)$$

où les  $\vec{R}_i$  sont les distances séparant les points d'observation et les points sources d'excitation. Dans l'espace de travail, ces distances sont telles que:

$$\vec{R}_i = \vec{r} - \vec{r}_i = \begin{bmatrix} x - Cx_i \\ y - Cy_i \\ z - Cz_i \end{bmatrix} \text{ et } |\vec{R}_i| = \sqrt{(x - Cx_i)^2 + (y - Cy_i)^2 + (z - Cz_i)^2}$$

Finalement, le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  s'exprime de manière globale selon :

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} \vec{A}_x \\ \vec{A}_y \\ \vec{A}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & W_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & W_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{J}_x \\ \vec{J}_y \\ \vec{J}_z \end{bmatrix} = W \cdot \vec{J} \quad (11)$$

Par suite, à l'aide de l'équation (7) nous pouvons obtenir l'expression de matrice du champ magnétique:

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} \vec{B}_x \\ \vec{B}_y \\ \vec{B}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Bzy & Byz \\ Bzx & 0 & -Bxz \\ -Byx & Bxy & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{J}_x \\ \vec{J}_y \\ \vec{J}_z \end{bmatrix} = X \cdot \vec{J} \quad (12)$$

## 2.4 Mise en œuvre de la méthode DPSM

La modélisation DPSM repose sur le rayonnement de points sources distribués (PSD) [10]. Pour mettre en œuvre cette modélisation, nous discrétisons la configuration étudiée (Figure 1) par un ensemble de points de sources d'excitation et les sources d'excitations virtuelles (Figure 4). Plus précisément, l'antenne filiforme est décrite par une série de  $N_s$  PSD, notées  $J_s$ . Par ailleurs, l'interface milieu 1 / milieu 2 est remplacée par  $N_a$  sources dites « PSD d'interfaces », notées  $J_{A1}$  et  $J_{A2}$ , qui rayonnent vers les milieux 1 et 2, respectivement. Enfin, une inclusion diélectrique est éventuellement décrite formellement par  $N_b$  sources PSD  $J_{B2}$  et  $J_{B3}$ , qui traduisent l'interface entre les milieux 2 et 3. Pour les potentiels magnétiques et ses dérivés de part et d'autres de chaque interface, il faut satisfaire les conditions aux limites, que nous écrivons à titres d'exemple pour l'interface milieu1/ milieu 2 :

$$\begin{cases} \vec{A}_s + \vec{A}_1 = \vec{A}_2 + \vec{A}_3 \\ \frac{1}{\mu_1} \cdot \frac{\partial \vec{A}_s}{\partial \vec{n}} + \frac{1}{\mu_1} \cdot \frac{\partial \vec{A}_1}{\partial \vec{n}} = \frac{1}{\mu_2} \cdot \frac{\partial \vec{A}_2}{\partial \vec{n}} + \frac{1}{\mu_2} \cdot \frac{\partial \vec{A}_3}{\partial \vec{n}} \end{cases} \quad (13)$$

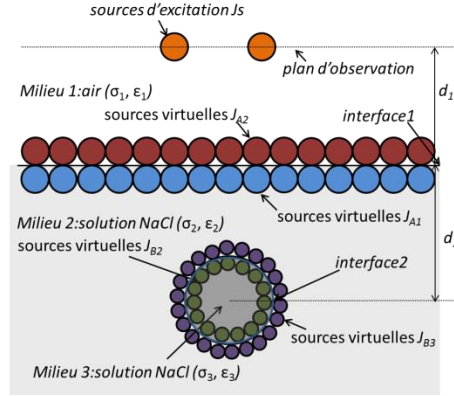


Figure 4 Modélisation DPSM

Ces PSD sont utilisées pour traduire les conditions aux limites et les effets de réflexion et de transmission aux interfaces des différents milieux présents dans le domaine d'étude. A partir de l'équation (11) nous obtenons la matrice dérivée suivante, formellement identique à (11) et telle que :

$$\frac{\partial \vec{A}(\vec{r})}{\partial \vec{n}} = \begin{bmatrix} Y_{zx} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{zy} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{J}_x \\ \vec{J}_y \\ \vec{J}_z \end{bmatrix} = Y \cdot \vec{J} \quad (14)$$

De même que l'on a formé les matrices W et Y pour l'interface milieu 1/ milieu 2, il est possible par un calcul identique de former des matrices S et T décrivant l'interface entre les milieux 2 et 3. En conséquence, nous pouvons former une matrice globale M telle que :

$$\vec{C} = M \cdot \vec{J} \quad (15)$$

$$\text{avec } \vec{C} = \begin{bmatrix} \vec{J}_s \\ \vec{0} \\ \vec{0} \\ \vec{0} \end{bmatrix} \text{ et } \vec{J} = \begin{bmatrix} \vec{J}_{A1} \\ \vec{J}_{A2} \\ \vec{J}_{B2} \\ \vec{J}_{B3} \end{bmatrix} \text{ et } M = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ W_{1s} & W_{11} & -W_{22} & -W_{23} & 0 \\ \frac{1}{\mu_1} \cdot Y_{1s} & \frac{1}{\mu_1} \cdot Y_{11} & -\frac{1}{\mu_2} \cdot Y_{22} & -\frac{1}{\mu_2} \cdot Y_{23} & 0 \\ 0 & 0 & S_{22} & S_{23} & -S_{34} \\ 0 & 0 & \frac{1}{\mu_2} \cdot T_{22} & \frac{1}{\mu_2} \cdot T_{23} & -\frac{1}{\mu_3} \cdot T_{34} \end{bmatrix}$$

Afin d'obtenir l'intensité de chacune des sources PSD et d'en déduire le champ magnétique résultant dans tous les points d'observations considérés, il suffit alors d'inverser la matrice M [11]. Dans cette étude, les points d'observation considérés sont situés dans le plan contenant l'antenne RF, situé à la distance  $d_1$  de l'interface milieu 1/milieu 2. Le champ magnétique déterminé en ces points d'observation résulte du rayonnement des sources PSD  $J_s$  et  $J_{A1}$ . Enfin, il est possible de déterminer l'impédance de cette antenne en intégrant le flux du champ magnétique à travers la surface de celle-ci, selon :

$$Z = j\omega\Phi \quad (16)$$

où  $\Phi$  est le flux magnétique traversant la surface de l'antenne. Les valeurs de résistance et les valeurs de réactance sont  $R = \text{Re}(Z)$  et  $X = \text{Im}(Z)$ ,  $\text{Re}$  représentant l'opérateur « partie réelle » et  $\text{Im}$  l'opérateur « partie imaginaire ».

### 3. Résultats de modélisation et validation expérimentale

#### 3.1 Cas d'un milieu diélectrique homogène

Nous considérons tout d'abord le cas d'un milieu diélectrique sans inclusion. Pour le milieu 2, Nous choisissons une solution de référence présentant une conductivité  $\sigma_1 = 1,5$  S/m, et nous faisons varier la distance  $d_1$  progressivement de 4,43 mm, 8,59 mm et 10,74 mm, pour trois fréquences de fonctionnement de l'antenne RF. Les résultats obtenus expérimentalement sont confrontés aux modèles intégrale de volume et DPSM, et présentés Figure 5. Nous notons une bonne correspondance entre les modèles et l'expérience, bien qu'un coefficient d'ajustement ait été nécessaire pour les données expérimentales. Le coefficient d'ajustement pour  $d_1 = 4,43$  mm, 8,59 mm et 10,74 mm sont 5,1, 3,2

et 2,1 respectivement. Nous pensons que ce coefficient est dû au fait que le volume du milieu 2 n'est pas suffisamment grand dans le cas de la manipulation par rapport à la configuration théorique utilisée pour les modèles. Par ailleurs, nous notons que quand l'antenne s'éloigne de l'interface, l'influence des limites du volume de liquide diélectrique est plus importante, c'est pourquoi le coefficient trouvé est plus important.

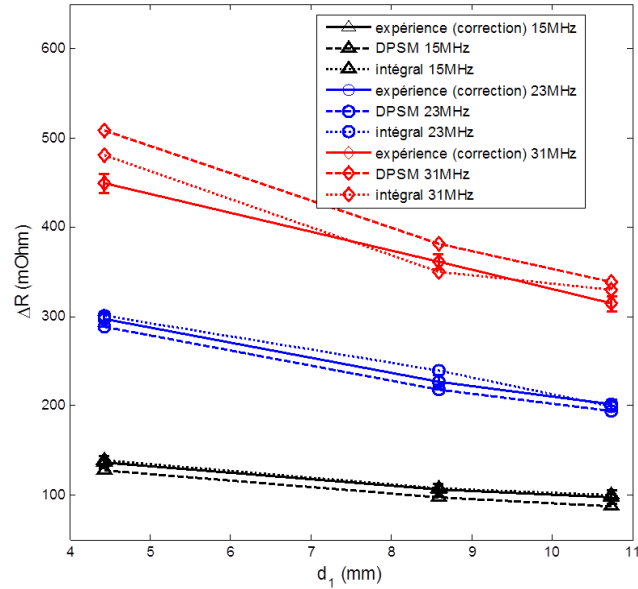


Figure 5 Variation de la résistance de l'antenne RF en présence d'un milieu diélectrique ( $\sigma_2 = 1,5$  S/m et  $\epsilon = 80$ ) en fonction de la distance antenne / milieu. Comparaison entre les modélisations et l'expérimentation.

### 3.2 Cas d'un milieu diélectrique comprenant une inclusion

Nous confrontons les résultats de simulations aux résultats expérimentaux en présence d'une inclusion dans le milieu 2, pour trois fréquences d'examen. Pour cela nous considérons une solution de NaCl de référence présentant  $\sigma_2 = 4,5$  S/m et des solutions variées dans l'inclusion telles que  $\sigma_3 = 0,003$  S/m (eau pure), 1 S/m, 4,5 S/m, 8 S/m (solutions de NaCl de concentrations variées). Les résultats obtenus sont présentés à la Figure 6. L'antenne est située à d'un distance fixe  $d_1 = 4,43$  mm de l'interface air/ milieu 2.

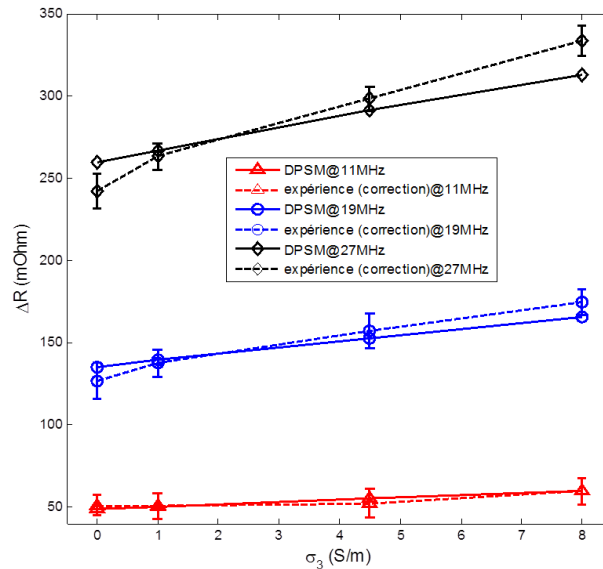


Figure 6. Variation de la résistance de l'antenne RF en présence d'un milieu diélectrique ( $\sigma_2 = 4,5$  S/m et  $\epsilon = 80$ ) comprenant une inclusion de conductivité variable. Comparaison entre la modélisation DPSM et l'expérimentation.

Dans les conditions de l'expérience, nous notons une sensibilité de l'antenne à la variation de conductivité de l'inclusion. Par ailleurs, nous observons une bonne corrélation entre les valeurs calculées par DPSM et les valeurs mesurées, moyennant un facteur correctif de 1,5 pour les données mesurées, que nous pouvons attribuer de nouveau aux dimensions trop faibles du milieu diélectrique dans le banc expérimental par rapport à la simulation.

#### 4. Etude d'un système à deux antennes RF pour la localisation d'inclusions.

Un système avec deux antennes RF circulaires filiformes est considéré pour localiser l'inclusion diélectrique (Figure. 7). L'inclusion est située à une distance  $d_3$  de l'axe de symétrie de l'antenne 1.

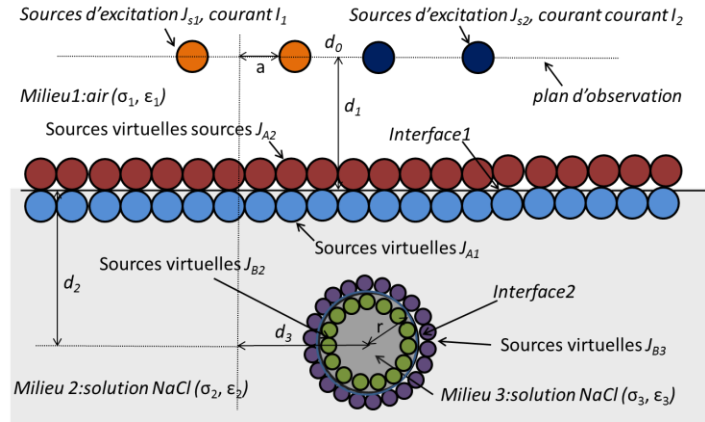


Figure 7. Modélisation du système avec DPSM pour un milieu présentant une inclusion

Nous mettons en œuvre la méthode DPSM en discrétisant l'antenne et les interfaces à l'aide de PSD comme dans le cas précédent. En procédant par superposition, nous calculons l'impédance des deux spires en présence du milieu diélectrique et du couplage entre les deux antennes. Nous définissons le rapport  $C_2$  des amplitudes des courants circulant  $I_1$  et  $I_2$  dans les deux antennes selon :  $C_2 = I_2 / I_1$ . Nous faisons varier ce rapport dans les proportions de 0,01 à 10. Cette variation des intensités relatives des courants induit une variation de la distribution du champ magnétique induit par les deux antennes, ce qui permet à "balayer" le voisinage du système entre les deux spires. On détermine alors la résistance différentielle relative des deux bobines, dans laquelle  $R_1$  et  $R_2$  sont la résistance des spires 1 et 2 respectivement, selon :

$$\Delta R_{relative} = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \quad (17)$$

Les changements de  $C_2$  induisent des changements de  $\Delta R_{relative}$ . Nous notons que la valeur minimale  $\Delta R_{min}$  prise par  $\Delta R_{relative}$  dépend de la position  $d_3$  de l'inclusion. Nous pouvons établir une relation entre  $\Delta R_{min}$  et  $C_2$  pour différentes valeurs de  $d_3$ . En outre, nous pouvons établir une relation entre la position  $d_3$  de l'inclusion et le rapport  $C_2$  (Figure 8.a).

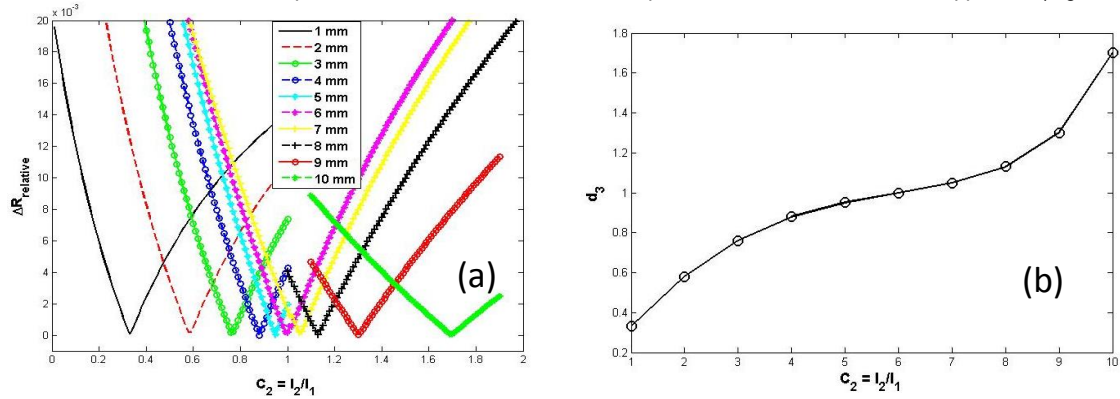


Figure 8 (a) Relation entre  $\Delta R_{relative}$  et  $C_2$  pour des valeurs de  $d_3$  allant de 1 à 10 mm. (b) Position de l'inclusion  $d_3$  en fonction de  $C_2$



En conséquence, la position de l'inclusion peut être trouvée en modifiant les valeurs de  $C_2$  et en observant les valeurs prises par l'impédance différentielle (Figure 8.b).

## 5. Conclusion

Dans cette étude, nous mettons en œuvre une méthode de modélisation semi-analytique DPSM pour simuler les interactions d'une antenne RF filiforme circulaire avec un milieu diélectrique présentant une inclusion. Nous montrons que le modèle permet de rendre compte des interactions dans le cas d'un domaine d'étude tridimensionnel, de manière simple et utilisant peu de ressource informatiques.

Les résultats obtenus montrent que le modèle utilisé est prometteur car les tendances observées en modélisation sont proches des de celles obtenues par l'expérimentation. Toutefois, un coefficient de correction a été nécessaire pour comparer les données expérimentales et simulées, en raison d'un banc instrumental imparfait (milieu diélectrique de dimensions insuffisantes par rapport à l'antenne). En outre, un système composé par deux antennes est également aussi modélisé avec la méthode DPSM pour localiser l'inclusion selon un axe de translation au droit des deux antennes. Dans les études futures, nous voulons utiliser cette méthode pour modéliser des antennes de formes quelconques, comme par exemples de résonateurs inductifs à haut facteurs de qualité, permettant la caractérisation diélectrique fine des milieux organiques [9], ou encore des réseaux d'antennes pour l'imagerie diélectriques pour mettre en œuvre la localisation dans un espace à trois dimensions.

## Bibliographie

- [1] S. Isaksson and U. Sapere, "Characterization of Meat using Dielectric Spectroscopy", Proceedings of the 10th conference On Electromagnetic Wave Interaction With Water And Moist Substances, ISEMA 2013, Weimar, Germany, September 25-27, 2013.
- [2] S. Ryyminen, "The Electromagnetic Properties of Food Materials : A Review of the Basic Principles," vol. 26, pp. 409–429, 1995.
- [3] Hayashi Y, Miura N, Shinyashiki N, et al. Free water content and monitoring of healing processes of skin burns studied by microwave dielectric spectroscopy in vivo[J]. *Physics in medicine and biology*, 2005, 50(4): 599.
- [4] Gabriel C., "Dielectric Properties of Biological Materials", Taylor & Francis, 2006.
- [5] Raicu, V., Kitagawa, N., & Irimajiri, A. (2000). A quantitative approach to the dielectric properties of the skin. *Physics in medicine and biology*, 45(2), L1.
- [6] Peyman, A. (2011). Dielectric properties of tissues; variation with age and their relevance in exposure of children to electromagnetic fields; state of knowledge. *Progress in biophysics and molecular biology*, 107(3), 434-438.
- [7] Sill, J. M., & Fear, E. C. (2005). Tissue sensing adaptive radar for breast cancer detection-experimental investigation of simple tumor models. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(11), 3312-3319.
- [8] Venkatesh, M. S. & Raghavan, G. S. V. An overview of dielectric properties measuring techniques. *Can. Biosyst. Eng.* 47, 7.15–7.30 (2005).
- [9] G. Masilamany, P.-Y. Joubert, S. Serfaty, B. Roucaries, P. Griesmar. Wireless implementation of RF probes for dielectric characterization of biological tissues, *IEEE MeMeA*, 11-12 June 2014, Lisbon, Portugal. pp 1-6.
- [10] Haemmerich, D. et al. In vivo electrical conductivity of hepatic tumours. *Physiol. Meas.* 24, 251–260 (2003).
- [11] D. Placko, T. Kundu, "Advanced Magnetodynamic and Electrodynamic problem" in *DPSM for Modeling Engineering Problems*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
- [12] Serfaty, S. (1996). *Nouvelles générations d'antennes pour l'imagerie par Résonance Magnétique* (Doctoral dissertation, Paris 11).
- [13] Wolfram Matematica (2015). Help documentation center, *Elliptic Integrals* (version 10). Retrieved December 03, 2015 from <https://reference.wolfram.com/language/guide/EllipticIntegrals.html>