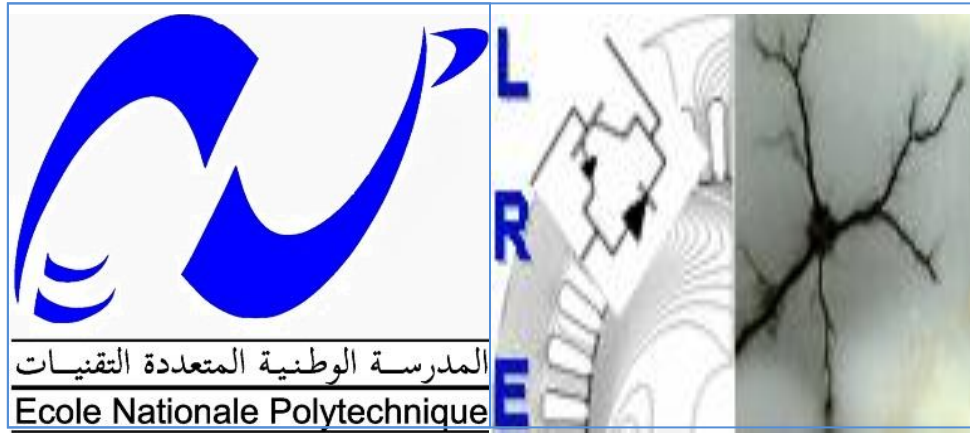


**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'Électrotechnique**  
**Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE)**

Thèse de

*Doctorat en Sciences*

Thème

*Modélisation Numérique de l'interaction Electromagnétique  
Entre une Source Radio Fréquence et le Corps Humain*

Présentée par

**BOUALI Lazhar**

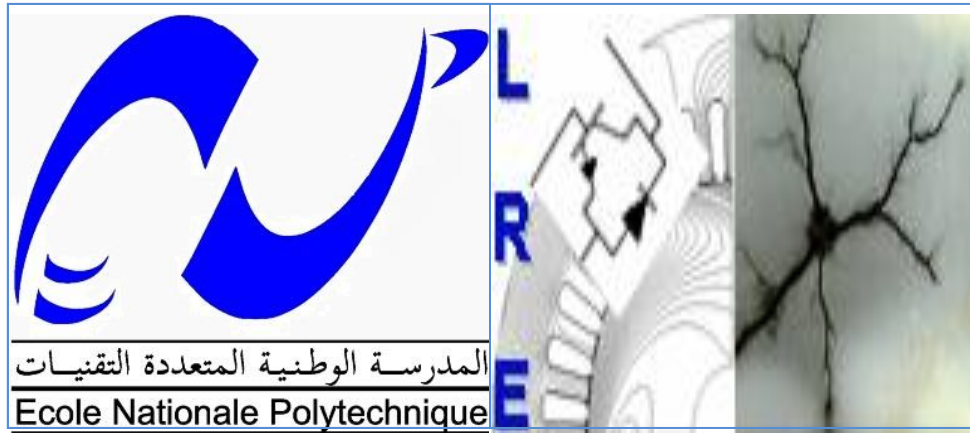
Magister en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique (ENP)

Soutenue publiquement Le **10/06/2024** devant le Jury :

Président :	TEGUAR	Madjid	Professeur ENP
Directeur de thèse :	DJENNAH	Mohamad	Professeur
Co-Directeur de thèse	TAHMI	Redouane	Professeur ENP
Examineurs :	NEZLI	Lazhari	Professeur ENP
	HASSNI	Mourad	Professeur USTHBO
	OUADAH	M'Hamed	MCA ENSTA
	NESBA	Ali	Professeur ENS Kouba



**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'Electrotechnique**  
**Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE)**

Thèse de

*Doctorat en Sciences*

Thème

*Modélisation Numérique de l'interaction Electromagnétique  
Entre une Source Radio Fréquence et le Corps Humain*

Présentée par

**BOUALI Lazhar**

Magister en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique (ENP)

Soutenue publiquement Le **10/06/2024** devant le Jury :

Président :	TEGUAR	Madjid	Professeur ENP
Directeur de thèse :	DJENNAH	Mohamad	Professeur
Co-Directeur de thèse	TAHMI	Redouane	Professeur ENP
Examineurs :	NEZLI	Lazhari	Professeur ENP
	HASSNI	Mourad	Professeur USTHBO
	OUADAH	M'Hamed	MCA ENSTA
	NESBA	Ali	Professeur ENS Kouba

## ملخص

يهدف التوافق الكهرومغناطيسي إلى حماية الأدوات والأشياء الإلكترونية من الإشعاع الكهرومغناطيسي عن طريق امتصاصه أو عكسه. والغرض منه هو تجنب اكتشاف الجسم عن طريق امتصاص المجال الكهرومغناطيسي ، ولكن بدلاً من ذلك من خلال عكس المجالات التي يمكن أن تتفاعل مع مكوناته. لتحقيق هذا الهدف ، تم استخدام طريقة عددية تعتمد على محاكاة نموذج مادي مكون من بيئتين: الكائن المراد حمايته بالداخل والحامي المصنوع من مواد مختارة بالخارج. تستخدم هذه الطريقة معادلات ماكسويل في الحالات التفاضلية والتوافقية ، بالإضافة إلى العناصر المحدودة والحدود المتكاملة لتقدير البيئة الداخلية. إن رسم خريطة لسلوك المجالين الكهربائي والمغناطيسي يجعل من الممكن حساب الطاقة الكهرومغناطيسية داخل الجسم ، مما يساعد في اختيار المواد المناسبة للحماية الفعالة وفقاً لخصائصها الكهربائية. بالتبعية ، تطبق هذه الطريقة على الأنسجة البيولوجية لرأس الإنسان المعرضة لمجال كهرومغناطيسي للترددات الراديوية المنبعثة من الهاتف المحمول. الهدف هو دراسة آثار هذا المجال على الأنسجة البيولوجية بهدف إيجاد وسيلة مناسبة للحماية **الكلمات المفتاحية:** الكهرومغناطيسية، المجال الكهرومغناطيسي، التوافق الكهرومغناطيسي، رأس الإنسان، الأنسجة البيولوجية، الهاتف المحمول.

## Abstract

Electromagnetic Compatibility (EMC) aims to protect instruments and electronic objects against electromagnetic radiation by absorbing or reflecting it. Its purpose is to avoid detection of the object by absorbing the electromagnetic field, but rather by reflecting the fields that could interact with its components. To achieve this objective, a numerical method based on the simulation of a physical model composed of two mediums is used: the object to be protected inside and the protector made of selected materials outside. This method uses Maxwell's equations in variational and harmonic states, as well as finite elements and the boundary integral to discretize the interior medium. Mapping the behavior of the electric and magnetic field makes it possible to calculate the electromagnetic energy inside the object, which helps in choosing the right materials for effective protection according to their electrical characteristics. By extension, we apply this method to a biological tissue of the human head exposed to a radiofrequency electromagnetic field emitted by a mobile phone. The objective is to study the effects of this field on the biological tissue with a view to finding an appropriate means of protection.

**Keywords:** electromagnetism, electromagnetic field, electromagnetic compatibility, human head, biological tissues, mobile phone.

## Résumé

La Compatibilité Électromagnétique (CEM) a pour but de protéger les instruments et les objets électroniques contre les rayonnements électromagnétiques en les absorbant ou en les réfléchissant. Son objectif est d'éviter la détection de l'objet en absorbant le champ électromagnétique, mais plutôt en réfléchissant les champs qui pourraient interagir avec ses composants. Pour atteindre cet objectif, une méthode numérique basée sur la simulation d'un modèle physique composé de deux milieux est utilisée : l'objet à protéger à l'intérieur et le protecteur en matériaux choisis à l'extérieur. Cette méthode utilise les équations de Maxwell en états variationnels et harmoniques, ainsi que les éléments finis et l'intégrale de frontière pour discrétiser le milieu intérieur. La cartographie du comportement du champ électrique et magnétique permet de calculer l'énergie électromagnétique à l'intérieur de l'objet, ce qui aide à choisir les matériaux adéquats pour une protection efficace en fonction de leurs caractéristiques électriques. Par extension, nous appliquons cette méthode à un tissu biologique de la tête humaine exposé à un champ électromagnétique radiofréquence émis par un téléphone portable. L'objectif est d'étudier les effets de ce champ sur le tissu biologique en vue de trouver un moyen de protection approprié.

**Mots-clés :** électromagnétisme, champ électromagnétique, compatibilité électromagnétique, tête humaine, tissus biologiques, téléphonie mobile.

## Remerciement

Je tiens tout d'abord à remercier profondément mon directeur de recherche, le professeur **Mohammad Djennah** pour la supervision de cette thèse, pour son encadrement et pour sa disponibilité tout au long de mon travail de recherche. Je le remercie également pour ses conseils, son soutien et pour son encouragement.

J'aimerais aussi remercier le professeur **Tahmi Redouane**, Je tiens à lui exprimer ma sincère gratitude pour ses orientations qui ont contribué à améliorer la qualité de cette thèse.

J'adresse mes remerciements les plus sincères aux membres du jury, d'avoir accepté l'évaluation de mon travail de recherche. Leurs commentaires et recommandations ont permis d'enrichir remarquablement la valeur de ce travail de recherche. Ces inestimables appuis ont amplement facilité la réalisation de cette thèse.

Enfin, je tiens à souligner l'inconditionnel appui que ma famille m'a procuré. Je tiens à leur exprimer ma reconnaissance pour leur patience, leur encouragement et pour leur support.

Lazhar BOUAI

## Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à :*

\* *mon cher père qui m'a toujours soutenu.*

\* *ma femme et mes petits : thaziri, mounis et bakous*

\* *mes frères, mes sœurs et leurs enfants.*

*Life is only stations, one gives us a little rest, the other we cross it during our sleep, the only one we will never forget, it is the station where we left traces, and a day later one of the travelers will use them.*

*La vie n'est que des gares, l'une nous donne un peu de repos, l'autre nous la traversons pendant notre sommeil, la seule que nous n'oublierons jamais, c'est la gare où nous avons laissé des traces, et un jour plus tard un des voyageurs les utilisera.*

BOUALI . Lazhar

Table des matières	
Liste des symboles et abréviations	
Introduction Générale .....	12

## **CHAPITRE I**

# **Généralité, État de l'art et questionnement de recherche**

Introduction .....	15
I.1 Généralités .....	15
I.1.1 L'onde électromagnétique.....	15
I.1.1.1 Caractéristiques et Paramètres des Ondes électromagnétiques .....	15
I.1.1.1.1 Champ électrique .....	16
I.1.1.1.2 Champ magnétique.....	16
I.1.1.1.3 Dualité onde-corpuscule .....	17
I.1.1.1.4 Vitesse de propagation .....	17
I.1.1.1.5 Le spectre électromagnétique .....	18
I.1.1.2 Mécanismes de la propagation.....	19
I.1.1.3 Evolution de la puissance au cours de la propagation.....	20
I.1.1.4 Type d'émission et de modulation du signal en radiofréquences .....	21
I.1.1.4.1 Type d'émission .....	21
I.1.1.4.2 La radiofréquences .....	22
I.1.1.4.3 Modulation du signal .....	22
I.2 Les téléphones mobiles.....	22
I.2.1 Caractéristiques du téléphone mobile .....	22
I.2.2 Principe de fonctionnement de la téléphonie mobile.....	22
I.2.2.1 Les réseaux du téléphone mobile .....	22
I.2.2.2 Différentes Générations de la téléphonie mobile .....	23
I.3 Interactions des ondes électromagnétiques avec la matière .....	24
I.3.1 Les caractéristiques électromagnétiques de la matière .....	24
I.3.2 Classification des matériaux .....	24
I.4 Interactions entre les ondes électromagnétiques et les tissus biologiques .....	25
I.4.1 Classification des interactions des ondes ELM selon les tissus biologiques .....	25
I.4.1.1 Rayonnements ionisants .....	26
I.4.1.2 Rayonnement non ionisants .....	26
I.4.2 Effets biologiques des rayonnements .....	26
I.4.2.1 Effets .....	
I.4.2.2 Effets non thermiques .....	26
I.4.2.3 Effets athermiques .....	27
I.5 Etat de l'art thermiques.....	26
I.5.1 La Dosimétrie et le DAS (Débit d'Absorption Spécifique) .....	27
I.5.2 Étude de la répartition du DAS dans les divers tissus humains .....	27
I.5.3 Analyse de la distribution du champ électrique .....	28
I.5.4 Répartition de la température à travers les tissus humains .....	28
I.5.5 Analyse de la répartition du DAS et de la température au sein des tissus humains ...	29
I.5.6 Étude comparative supplémentaire.....	30
I.5.7 Distribution champ électrique et du DAS .....	30
I.6 Problématique .....	31
I.7 Conclusion .....	32

## **CHAPITRE II**

# **Modélisation numérique à partir des équations fondamentales**

Introduction .....	36
II.1 Equations de Maxwell .....	36
II.1.1 Formulation générale .....	36
II.1.2 Les équations constitutives du champ électromagnétique .....	36
II.1.3 Les équations constitutives du champ ELM dans un milieu conducteur .....	37
II.1.4 Impédance caractéristique du milieu de propagation .....	38
II.1.5 Interface entre deux milieux quelconques traversés par une onde ELM.....	38
II.1.6 Condition de transmission entre deux milieux différents .....	39
II.1.7 Équation d'onde en régime harmonique .....	39
II.1.8 Équation de propagation du champ électrique, $\vec{E}$ .....	40
II.1.9 Équation de propagation du champ magnétique, $\vec{H}$ .....	42
II.1.10 Calcul de l'énergie électromagnétique .....	42
II.1.11 Le débit d'absorption spécifique (DAS) .....	45
II.2 Applications: Formulations continue et discrète du problème .....	46
II.2.1 Formulation dans le domaine fréquentiel .....	46
II.2.2 Formulation à l'intérieur de la sphère .....	47
II.2.2.1 Formulation en champ magnétique, $\vec{H}$ . .....	47
II.2.2.2 Formulation en champ électrique, $\vec{E}$ .....	48
II.3 Interprétation physique de la formulation .....	49
II.4. Formulation variationnelle dans les différents milieux .....	49
II.5. Expression du champ électrique à l'extérieur .....	51
II.6. Couplage du problème intérieur avec le problème extérieur .....	53
II.6.1 L'évaluation de l'intégrale $\vec{n} \cdot \vec{E}_r^e$ .....	53
II.7 Formulation variationnelle sur la frontière $\Gamma$ .....	54
II.8 Modélisation numérique .....	56
II.8.1 Méthode des éléments finis: solutions usuelles .....	56
II.9 La discrétisation du modèle physique .....	58
II.9.1 Approximation par élément d'arête .....	58
II.10 Discrétisation variationnelle du problème .....	60
II.10.1 Discrétisation de la forme a ( $E_r, E'$ ) .....	60
II.10.2 Construction et calcul du second membre ( $S$ ) .....	61
II.10.3 Discrétisation du terme au bord .....	62
II.10.4 Décomposition dans l'espace $E_{\alpha 1}(\Gamma)$ .....	62
II.10.5 Décomposition du terme de bord .....	65
II.11 Conclusion .....	67
Bibliographie du chapitre II .....	68



## CHAPITRE III

### Implémentation numérique et analyse des résultats

III.1 Introduction .....	73
III.2. Exploration de la résolution du problème discret.....	73
III.2.1. Étude des propriétés électriques du modèle de simulation électriques .....	73
III.2.2 Analyse des propriétés géométriques du modèle de simulation .....	74
III.3. Création d'un maillage pour le domaine d'étude .....	76
III.4 Présentation du code de calcul développé .....	78
III.5. Essais numériques .....	79
III.5.1 Résultats obtenus pour le test numérique sans protection (air) .....	79
III.5.1.1 Résultats du test numérique sans protection (Air) pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	80
III.5.1.2 Résultats du test numérique sans protection pour une fréquence de 1900 MHz.....	81
III.5.1.3 Résultats du test numérique sans protection pour une fréquence de 900 MHz.....	82
III.5.1.4 Mesure des champs électrique et magnétique ainsi que du DAS lors d'un essai sans protection.....	83
III.5.1.5 Analyse des résultats observés et interprétations pour un essai sans protection .....	84
III.6 Résultats des tests numériques avec un protecteur en argent.....	87
III.6.1 Résultats du test numérique avec protection en argent pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	87
III.6.2 Résultats du test numérique avec protection en Argent pour une fréquence de 1900 MHz.....	88
III.6.3 Résultats du test numérique avec protection en Argent pour une fréquence de 900 MHz.....	89
III.6.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que le DAS pour un essai avec une protection en Argent.....	90
III.6.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai avec une protection en Argent .....	92
III.7 Résultats numériques obtenus lors d'un essai avec un protecteur en Verre .....	92
III.7.1 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	92
III.7.2 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence de 1900 MHz.....	93
III.6.3 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence de 900 MHz.....	94
III.7.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que du DAS lors d'un essai avec protection en Verre .....	95
III.7.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai avec protection en Verre .....	97
III.8 Résultats numériques obtenus lors d'un essai avec un protecteur en Alliage (métal et non métal).....	97
III.8.1 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	97

III.8.2 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence de 1900 MHz.....	98
III.8.3 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence de 900 MHz.....	99
III.8.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que du DAS lors d'un essai avec protection en Alliage (métal et non métal).....	100
III.8.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai en protection d'un alliage (métallique et non métallique).....	101
III.9 Conclusion.....	102
Bibliographie du chapitre III .....	103
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES</b>	
III.10 Conclusion générale.....	106
III.11 Perspectives .....	108
Annexe 1 .....	109
Annexe 2 .....	110

# Liste des symboles et abréviations

## Symboles alphanumériques

$A$	Potentiel vecteur ( $Wb/m^2$ )
$B$	Induction magnétique (ou densité de flux magnétique) ( $T$ )
$D$	Induction électrique (ou densité de flux électrique) ( $C/m^2$ )
$E_n$	Energie électromagnétique (eV)
$E$	Champ électrique ( $V/m$ )
$H$	Champ magnétique ( $A/m$ )
$J$	Densité de courant induit ( $A/m^2$ )
$J^s$	Densité de courant induit (imposé par la source ( $A/m^2$ ))
$t$	Instant du temps
$W$	L'espace de Whitney (Première forme différentielle de Whitney).
$\Omega$	Ensemble ouvert dans $R^3$
$\Gamma$	Frontière de $\Omega$ ( $\partial\Omega$ )
$\varepsilon$	Permittivité Diélectrique ( $F/m$ )
$\varepsilon_0$	Permittivité Diélectrique du vide ( $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} F/m$ )
$\varepsilon_r$	Permittivité Diélectrique relative
$\mu$	Perméabilité magnétique ( $H/m$ )
$\mu_0$	Perméabilité magnétique du vide ( $\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7} H/m$ )
$\mu_r$	Perméabilité magnétique relative
$\sigma$	Conductivité électrique ( $S/m$ )
$\lambda$	Longueur d'onde (m)
$\omega$	Pulsation
$\rho$	Densité volumique de charges électriques ( $C/m^3$ )

## Abréviations

CEM	Compatibilité électromagnétique
MEF	Méthode des éléments finis
MIF	Méthode d'intégrale de frontière
DAS	Débit d'absorption spécifique
ELM	Electromagnétique

## Opérateurs

$\partial t$	Dérivation par rapport au temps.
$grad$	Gradient
$rot$	Rotationnel
$div$	Divergence

AMPS : (Advanced mobile phone system).

TACS : (Total Access Communication System)

GSM: (Global System for Mobile Communication).

CDMA: (Code division multiple access)

TDMA: (time division multiple access).

GPRS: (General Packet Radio System)

EDGE :Enhanced Data rates for GSM Evolution).

UMTS: (Universal Mobile Telecommunication System).

HSDPA: (High Speed Downlink Packet Access).

WIMAX: (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

LTE: (Long Term Evolution).

kbps : (kilobits par seconde).

mbps : (mégabits par seconde).

# INTRODUCTION GENERALE

## Introduction générale

**A**u début du XIXe siècle, les scientifiques ont montré un intérêt particulier pour l'électricité et le magnétisme, mais ils pensaient que ces deux concepts étaient distincts. En réalité, la nature statique des cas étudiés empêchait de percevoir les interrelations entre les deux phénomènes. Ce n'est que grâce à des expériences plus avancées que l'électromagnétisme a été décrit comme un comportement commun réunissant les forces électriques et magnétiques. Des scientifiques tels que Benjamin Franklin, Charles de Coulomb, Karl Gauss, Hans Oersted, Michel Faraday, André Ampère, James Maxwell et Heinrich Hertz ont contribué à cette compréhension progressive, qui a permis le développement des technologies telles que la radiodiffusion, la télévision et la téléphonie mobile. [I-1] [I-2]

Les ondes électromagnétiques sont caractérisées par un champ électrique et un champ magnétique qui se propagent dans l'espace à la vitesse de la lumière. Ces ondes peuvent être produites par des sources naturelles ou artificielles, telles que les équipements de télécommunication, les installations de diffusion, les radars et les appareils électroniques courants. Cependant, l'augmentation de l'utilisation de ces technologies, en particulier des téléphones mobiles et de la Wi-Fi, soulève des questions quant à leur impact sur la santé publique. De plus, l'utilisation de ces appareils pour des fonctions supplémentaires, telles que la prise de photos ou l'écoute de musique, nécessite une augmentation de la fréquence de la source radiofréquence, ce qui augmente le risque d'exposition à des éventuels effets négatifs sur la tête humaine.

Dans ce contexte, la Compatibilité Électromagnétique (CEM) vise à protéger les objets et les instruments électroniques des champs électromagnétiques en les absorbant ou en les réfléchissant. Cependant, une approche pluridisciplinaire est nécessaire pour mieux comprendre les mécanismes en action, en particulier pour étudier les effets des ondes électromagnétiques sur les cellules biologiques ce qui est appelée la biocompatibilité. C'est dans ce contexte que s'inscrit notre thèse, qui se concentre essentiellement sur les effets de l'électromagnétisme sur la tête humaine par une source radiofréquence (RF), dans le but de concevoir un système de protection contre les effets de ces ondes électromagnétiques.

Pour atteindre cet objectif, nous développerons une méthode numérique basée sur la simulation d'un modèle physique comprenant deux milieux : l'objet à protéger à l'intérieur et le protecteur en matériaux choisis à l'extérieur. Cette méthode utilise les équations de Maxwell en états variationnels et harmoniques, ainsi que les éléments finis et l'intégrale de frontière pour

discrétiser le milieu intérieur et modéliser le système physique, qui est le couplage électromagnétique entre une source d'énergie radiofréquence (RF) (le téléphone mobile) et la tête humaine, cette étude portera sur le cas d'un adulte et d'un enfant. [I-3]. [I-4] [I-5]

Nous utiliserons les résultats numériques obtenus à partir de la résolution du système d'équations issu de la modélisation pour calculer l'énergie absorbée par la tête humaine, ainsi que le débit d'absorption spécifique (DAS) à l'intérieur et sur les bords de la tête. Nous interpréterons ensuite ces résultats puis nous les comparerons à ceux obtenus dans d'autres travaux. Enfin, nous proposerons des solutions pour la protection de la tête humaine contre les effets des rayonnements électromagnétiques.

La thèse sera constituée des chapitres suivants :

Le premier chapitre abordera les concepts physiques fondamentaux nécessaires pour comprendre la nature des ondes électromagnétiques (OEM) ainsi que leur interaction avec les tissus biologiques. Nous discuterons également des différentes générations de la téléphonie mobile. Après cela, nous présenterons un état de l'art, suivi d'une problématique. Le deuxième chapitre couvrira les principales méthodes de modélisation du système (tête humaine exposée à une source RF) en présentant la formulation continue et discrète du problème avec une approximation en éléments finis.

Le troisième chapitre sera le noyau de la recherche et sera consacré à la mise en œuvre des résultats numériques obtenus à l'aide de la méthode élaborée. Plus précisément, nous calculerons le champ électrique et magnétique ainsi l'énergie électromagnétique, y compris le Débit d'Absorption Spécifique (DAS), pour la tête d'un adulte et d'un enfant, puis nous comparerons les résultats obtenus avec d'autres études. Nous présenterons, analyserons et interpréterons ces résultats, suivis d'observations, et proposerons des solutions de protection.

Enfin, nous proposerons les meilleurs matériaux pour la conception de protecteur. Nous conclurons notre travail en présentant une synthèse des résultats obtenus et en suggérant des perspectives pour de futures recherches.

# **CHAPITRE I**

## **Généralités, État de l'art et questionnement de recherche**

Introduction.....	15
I.1 Généralités .....	15
I.1.1 L'onde électromagnétique.....	15
I.1.1.1 Caractéristiques et Paramètres des Ondes électromagnétiques .....	15
I.1.1.1.1 Champ électrique .....	16
I.1.1.1.2 Champ magnétique.....	16
I.1.1.1.3 Dualité onde-corpuscule .....	17
I.1.1.1.4 Vitesse de propagation .....	17
I.1.1.1.5 Le spectre électromagnétique .....	18
I.1.1.2 Mécanismes de la propagation.....	19
I.1.1.3 Evolution de la puissance au cours de la propagation.....	20
I.1.1.4 Type d'émission et de modulation du signal en radiofréquences .....	21
I.1.1.4.1 Type d'émission.....	21
I.1.1.4.2 La radiofréquences .....	22
I.1.1.4.3 Modulation du signal .....	22
I.2 Les téléphones mobiles.....	22
I.2.1 Caractéristiques du téléphone mobile .....	22
I.2.2 Principe de fonctionnement de la téléphonie mobile.....	22
I.2.2.1 Les réseaux du téléphone mobile.....	22
I.2.2.2 Différentes Générations de la téléphonie mobile .....	23
I.3 Interactions des ondes électromagnétiques avec la matière .....	24
I.3.1 Les caractéristiques électromagnétiques de la matière .....	24
I.3.2 Classification des matériaux .....	24
I.4 Interactions entre les ondes électromagnétiques et les tissus biologiques .....	25
I.4.1 Classification des interactions des ondes ELM selon les tissus biologiques .....	25
I.4.1.1 Rayonnements ionisants .....	26
I.4.1.2 Rayonnement non ionisants .....	26
I.4.2 Effets biologiques des rayonnements .....	26
I.4.2.1 Effets thermiques .....	26
I.4.2.2 Effets non thermiques .....	26
I.4.2.3 Effets athermiques .....	27
I.5 Etat de l'art .....	27
I.5.1 La Dosimétrie et le DAS (Débit d'Absorption Spécifique) .....	27
I.5.2 Étude de la répartition du DAS dans les divers tissus humains .....	27
I.5.3 Analyse de la distribution du champ électrique .....	28
I.5.4 Répartition de la température à travers les tissus humains .....	28
I.5.5 Analyse de la répartition du DAS et de la température au sein des tissus humains .....	29
I.5.6 Étude comparative supplémentaire.....	30
I.5.7 Distribution champ électrique et du DAS .....	30
I.6 Problématique .....	31
I.7 Conclusion .....	32
Bibliographie du chapitre I.....	33



## Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier les ondes électromagnétiques, qui se composent d'un champ électrique et d'un champ magnétique étroitement liés et auto-entretenus. Ces ondes peuvent se propager dans le vide ou dans un milieu matériel et sont caractérisées par leur amplitude et leur fréquence. Le vecteur de Poynting est utilisé pour mesurer l'énergie transportée par unité de temps et de surface par une onde électromagnétique. Étant donné que ces ondes peuvent interagir avec la matière, y compris les tissus humains, elles peuvent avoir des effets biologiques sur la santé publique. Dans ce contexte, il est important d'étudier les propriétés de ces ondes pour évaluer leur impact potentiel sur la santé publique. Ensuite, nous aborderons les différentes générations de téléphonie mobile et poserons une problématique.

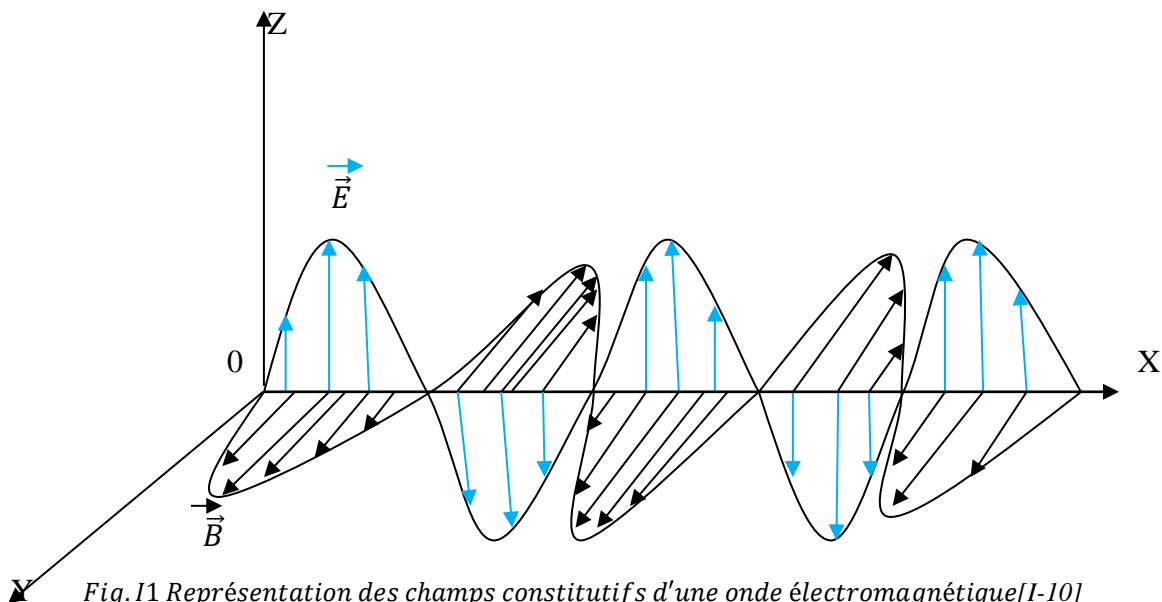
### I.1 Généralités

Il est nécessaire de fournir des rappels sur la nature des ondes électromagnétiques pour une meilleure compréhension des phénomènes qu'elles peuvent causer.

#### I.1.1 L'onde électromagnétique

##### I.1.1.1 Caractéristiques et Paramètres des Ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique est constituée d'un champ électrique et d'un champ magnétique qui oscillent à la même fréquence. Ces deux champs varient à la fois dans le temps et dans l'espace, sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre et se propagent dans un milieu selon une direction orthogonale. Fig.1.1 [I-7] [I-8] [I-9]



Une onde électromagnétique est caractérisée par plusieurs grandeurs physiques :

- Le vecteur  $\vec{E}$  : Variation spatiale du champ électrique à un instant donné.
- Le vecteur  $\vec{H}$  : Variation spatiale du champ magnétique à un instant donné.

- La longueur d'onde  $\lambda$  (exprimée en mètre) : qui représente la distance séparant deux points consécutifs du champ, ayant la même intensité en un temps donné.

$$\lambda = v/f$$

Suivant cette relation, plus la fréquence est élevée et plus la longueur d'onde est courte

- $v$  : la vitesse de propagation dans un milieu en (m/s)
- $f$  : la fréquence en(Hz) ; représente le nombre d'oscillations des deux champs par seconde.

$$f = \frac{1}{T}$$

- $T$  : représente le temps que met le champ à retrouver une même valeur en un point fixe (la période), exprimée en secondes (s), elle est l'inverse de la fréquence

#### **I.1.1.1.1 Champ électrique**

Lorsqu'un corps (particule ou objet) est chargé électriquement, il peut exercer une force d'attraction ou de répulsion à distance sur un autre corps chargé. L'espace dans lequel la force s'exerce est appelé champ électrique ( $\vec{E}$ ). Ce champ permet de définir, en tout point, la force électrique qui s'exerce à distance sur l'ensemble des particules chargées de l'espace considéré. L'intensité du champ électrique ( $\vec{E}$ ) dépend de la charge de la source qui le produit et de la distance par rapport à l'objet chargé. Elle est exprimée en volts par mètre (V/m). Ce champ est représenté horizontalement dans la figure I.1.

#### **I.1.1.1.2 Champ magnétique**

Le champ magnétique ( $\vec{H}$ ) est la manifestation physique des effets magnétiques induits par les courants électriques et les matériaux magnétiques. Ces effets se manifestent comme des forces attractives ou répulsives entre un élément (objet ou particule) et un autre. Ces forces sont appelées le « magnétisme ». Le champ magnétique est représenté comme un champ vectoriel et définit le sens, la direction et la norme des effets magnétiques issus des courants ou des aimants présents dans un espace donné. L'intensité du champ magnétique est exprimée en ampères par mètre (A/m). L'induction magnétique ( $\vec{B}$ ), également appelée densité de flux magnétique, est une grandeur physique qui désigne la force électromotrice produite par un champ magnétique variable dans un matériau conducteur. Sa norme ( $|\vec{B}|$ ) est exprimée en teslas (T). La valeur de ( $\vec{B}$ ) est proportionnelle à ( $\vec{H}$ ) : ( $H (A/m) = 1,27B(\mu T)$ ). Le champ magnétique est représenté verticalement dans la figure .I.1.

### I.1.1.1.3 Dualité onde-corpuscule

La théorie de la relativité restreinte énonce que l'énergie d'une particule de masse au repos est reliée à sa quantité de mouvement  $p$  par la relation :

$$E_n = pc \quad (I - 1)$$

Où  $c$  est la célérité (vitesse) de la lumière dans le vide, l'énergie  $E_n$  véhiculée par le photon  $E_n$  est proportionnelle à la fréquence de l'onde :

$$E_n = hf = hc/\lambda \quad \text{Ou } p = h/\lambda \quad (I - 2)$$

$E_n$  : S'exprime en joules ( $J$ ) peut aussi se faire en ( $eV$ ) :  $1eV = 1,6 \cdot 10^{-19} J$

$h$  : Constante de Planck ( $6,62 \times 10^{-34}$  joules/seconde).

$C$  : La célérité de la lumière ( $C = 3 \cdot 10^5$  kilomètres/seconde).

En pratique, on retient que pour les rayonnements de très haute énergie, l'approche corpusculaire est préférée, car les émissions de hautes fréquences impliquent généralement beaucoup plus de photons que celles de basses fréquences. En revanche, l'approche ondulatoire est utilisée pour l'analyse physique des fréquences situées avant le domaine du visible, comme c'est le cas des radiofréquences. Ainsi, la dualité onde-particule est un concept essentiel en physique qui permet de comprendre le comportement des particules et des ondes à différentes échelles d'énergie et de fréquence.

### I.1.1.1.4 Vitesse de propagation

Les ondes à la surface d'un étang se propagent sous la forme de cercles concentriques. De même, une onde radio émise par une antenne isotopique peut être représentée par une succession de sphères concentriques. La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu de perméabilité  $\mu$  et de permittivité  $\xi$  est donnée par la formule :

$$v = \sqrt{\frac{1}{\mu\xi}} \quad (I - 3)$$

Comme toute onde électromagnétique est constituée de l'énergie portée par un photon, qui a une masse nulle et se déplace à vitesse constante dans le vide, si l'on remplace  $\mu$  et  $\xi$  par la perméabilité et la permittivité du vide, on peut calculer la vitesse de propagation des ondes, qui est également la vitesse de la lumière :

$$\mu = 8.854 \cdot 10^{-12} \quad \xi = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

Alors :

$$C = \sqrt{\frac{1}{8.854 \cdot 10^{-12} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} = (C = 3 \cdot 10^5 \text{ kilomètres/seconde}).$$

La propagation d'une onde électromagnétique en espace libre se caractérise par une diminution de l'énergie sur une surface de plus en plus grande. On peut qualifier cela facilement en utilisant la formule suivante :

$$P_n = \frac{P}{4\pi d^2} \quad (I - 4)$$

$P_n$  : Densité de puissance du flux

P : puissance en (w)

d : La distance en mètre (m)

Lorsqu'une onde électromagnétique traverse l'atmosphère ou toute autre matière, son amplitude diminue au fur et à mesure qu'elle s'éloigne de sa source. Cette diminution est due à la dispersion spatiale ou à des phénomènes de diffusion et d'absorption. L'atténuation de parcours en espace libre, appelée perte de parcours (path loss), est donnée par la relation suivante :

$$P_{\text{loss}} = 10 \text{ Log} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (I - 5)$$

Où :

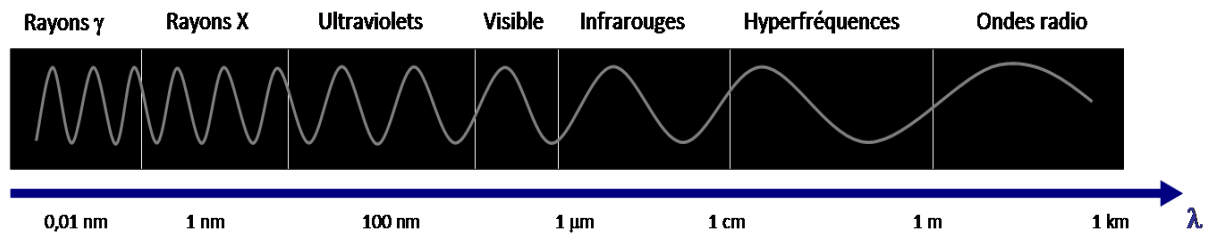
$P_{\text{loss}}$  : Perte de parcours en dB

#### I.1.1.1.5 Le spectre électromagnétique

Les ondes électromagnétiques sont classées en fonction de leur longueur d'onde dans le vide. Pour chaque gamme de fréquences, il existe des applications spécifiques. Le spectre électromagnétique représente la distribution des ondes électromagnétiques, et est généralement divisé en différents domaines en fonction de leur longueur d'onde, de leur fréquence, de leur énergie et du type de phénomène physique émettant ces ondes (voir Figure I.3). [I-11].



Fig.I.2 les ondes électromagnétique et quelques applications



*Fig.I.3 échelle du spectre électromagnétique*

### I.1.1.2 Mécanismes de la propagation [I -12]

L'interaction de l'onde avec l'environnement sont la réflexion, la diffraction et la diffusion :

➤ **Réflexion/Réfraction :**

Lorsque les ondes rencontrent un obstacle dont les dimensions sont beaucoup plus grandes que les irrégularités par rapport à leur longueur d'onde, elles peuvent subir deux phénomènes : la réflexion et la réfraction. Si l'objet est parfaitement conducteur, toutes les ondes sont réfléchies, mais si ce n'est pas le cas, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet. La quantité d'énergie transportée par l'onde réfractée dépend de la capacité d'absorption des matériaux. Pour une surface plane, la loi de Snell-Descartes relie les angles d'incidence, de réflexion et de réfraction. Toutefois, si la surface est rugueuse par rapport à la longueur d'onde, les angles d'incidence et de réflexion peuvent être égaux. Si l'onde incidente est réfléchie dans plusieurs directions, on parle de réflexion diffuse.

➤ **Diffraction :**

La diffraction se produit lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle possédant des arêtes vives. Selon le principe de Huyghens, chaque arête rencontrée par le front d'onde se comporte comme une source secondaire. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre, expliquant ainsi que les ondes radio arrivent au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe ou de l'intervention d'autres types d'interaction.

➤ **Diffusion :**

La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un grand nombre d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités suffisamment grandes. (Fig.I.4), Il y a deux types principaux de réflecteurs : les diffuseurs locaux et les diffuseurs lointains.

**-Les diffuseurs locaux** englobent les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur. Ils provoquent un grand étalement angulaire des échos et un faible étalement temporel pour les diffuseurs placés dans le voisinage du récepteur. Pour les diffuseurs proches de

l'émetteur, l'étalement temporel et angulaire est faible.

**-Les diffuseurs lointains** désignent les obstacles éloignés simultanément de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets spéculaires généralement caractérisés par un fort étalement temporel. La proportion relative de chaque type de diffuseurs dépend de l'application envisagée et de l'environnement dans lequel le système est déployé.

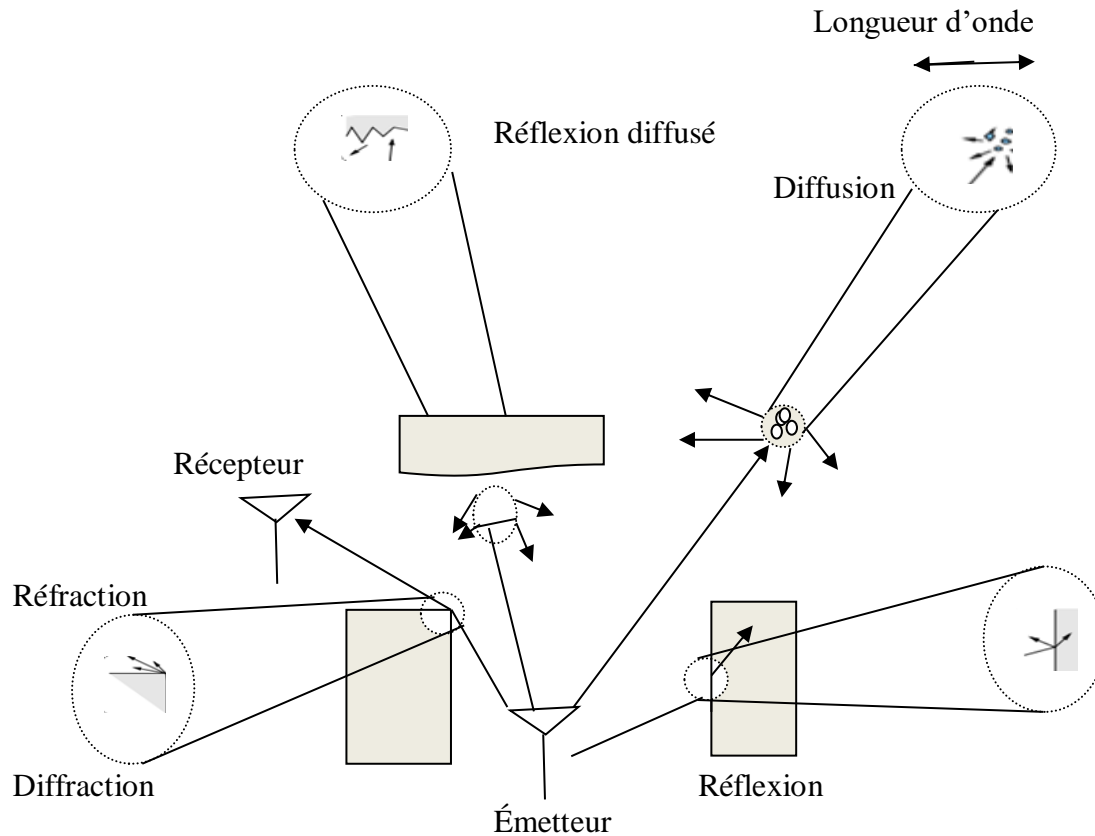


Fig. I. 4 Les types d'interactions d'une onde électromagnétique avec le milieu

### I.1.1.3 Evolution de la puissance au cours de la propagation

Lors de la propagation du champ électromagnétique, la puissance subit différentes fluctuations en fonction de l'environnement et de ses propriétés. Trois types de fluctuations de la puissance sont distingués en fonction de la position du récepteur. Tout d'abord, il y a l'atténuation d'espace, qui décrit la décroissance du signal reçu en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cette atténuation suit une loi linéaire dépendant des caractéristiques du canal de propagation. L'atténuation d'espace est modulée par des fluctuations à grande échelle et à petite échelle Figure (I.5). Les fluctuations à grande échelle sont dues à l'effet de masquage ou de "shadowing", causé par la présence d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde sur le trajet direct. Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps très court ou sur un déplacement très faible, et sont dues aux évanouissements de

puissance, entraînant des variations importantes du niveau de puissance reçue en raison des interférences destructives et constructives dues aux trajets multiples.[I-13]

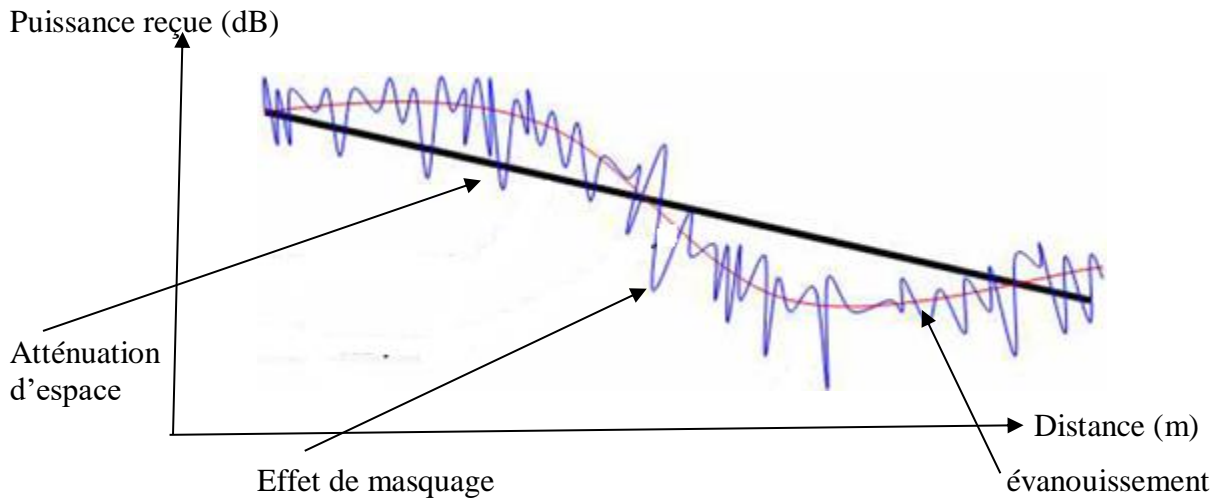


Fig.1.5 Puissance du signal reçue en fonction de la distance .

#### I.1.1.4 Types d'émission et de modulation du signal en radiofréquences

##### I.1.1.4.1 Type d'émission

Il est possible d'émettre des ondes électromagnétiques en radiofréquences de deux manières : une émission continue avec une puissance constante ou une émission pulsée avec des impulsions répétées à une fréquence donnée. Chacun de ces types d'émission peut être modulé, ce qui consiste à faire varier un paramètre physique en fonction du temps. En radiofréquences, il existe deux types de modulation : la modulation d'amplitude, qui fait varier la puissance d'émission en fonction de la fréquence fixée du signal à transmettre, et la modulation de fréquence, qui oscille l'émission dans une bande fréquentielle déterminée en fonction de l'amplitude du signal à transmettre figure I.6. [I-14]

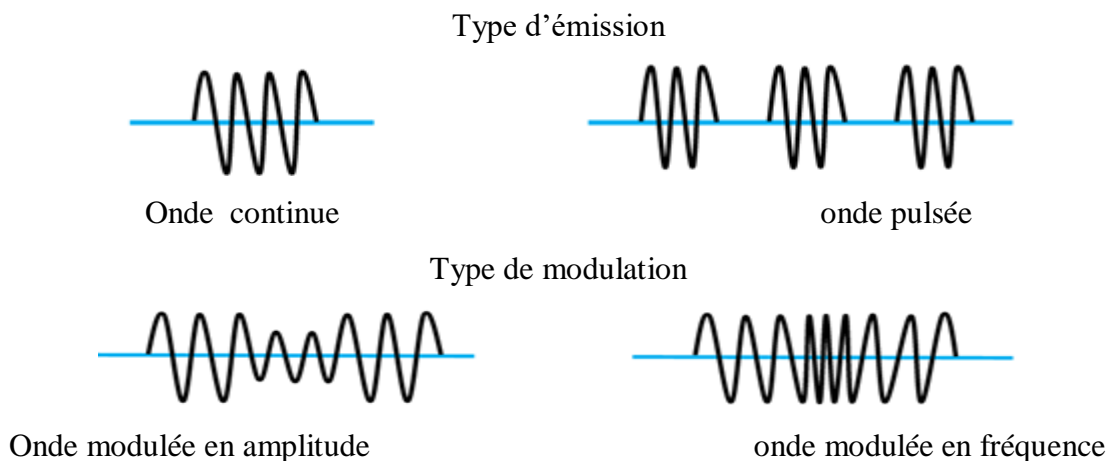


Fig.1.6 types d'émission et de modulation d'une onde électromagnétique

##### I.1.1.4.2 Radiofréquences

Les radiofréquences (RF) sont des ondes électromagnétiques utilisées pour la transmission

d'informations à longue distance, avec une fréquence comprise entre 3 kHz et 300 GHz. Elles sont utilisées dans diverses applications telles que la radio, la télévision, les téléphones mobiles, les radars, les portiques de sécurité, les fours à micro-ondes et les plaques à induction. Cependant, leur utilisation est généralement limitée à des fréquences inférieures à 40 GHz.

#### **I.1.1.4.3 Modulation**

Pour transmettre de l'information d'un émetteur à un récepteur, on doit appliquer une modification du signal de base appelée « modulation ». Cela permet à l'onde porteuse de transporter l'information via un canal de transmission. À la réception, un démodulateur extrait le signal associé à l'onde porteuse. Un modem combine ces deux fonctions. Il existe trois types de modulations : les modulations analogiques, numériques et en étalement spectral. Les modulations analogiques modifient l'onde porteuse avec des coefficients continus, tandis que les modulations numériques le font avec des coefficients discrets. Les modulations en étalement spectral utilisent une bande de fréquence large pour transmettre des données à faible puissance. [I-15].

### **I.2 Les téléphones mobiles**

#### **I.2.1 : Caractéristiques des téléphones mobiles**

Le téléphone mobile est un appareil qui permet de communiquer en émettant et recevant des ondes radiofréquences modulées par des basses fréquences. Ces ondes permettent la transmission de la voix via un réseau spécifique. Les téléphones mobiles sont divisés en plusieurs réseaux, et lorsqu'ils émettent ou reçoivent, ils transforment un signal électrique en une onde électromagnétique qui circule entre le téléphone et l'antenne relais la plus proche, puis inversement.

#### **I.2.2 Principe de fonctionnement de la téléphonie mobile**

##### **I.2.2.1 Les réseaux de téléphonie mobile**

Les téléphones mobiles envoient et reçoivent des signaux radio de faible puissance qui sont transmis par des antennes relais de téléphonie mobile, connectées aux réseaux fixes, pour acheminer les communications vers les réseaux. Les réseaux de téléphonie mobile sont organisés selon un modèle de "réseau cellulaire" où chaque cellule est couverte par une antenne relais, et leur nombre dépend de la population locale et du nombre d'utilisateurs de téléphones mobiles. Les antennes relais sont placées au centre de chaque cellule ou à la jonction d'un groupe de cellules en fonction du terrain. *Fig (I.7)*



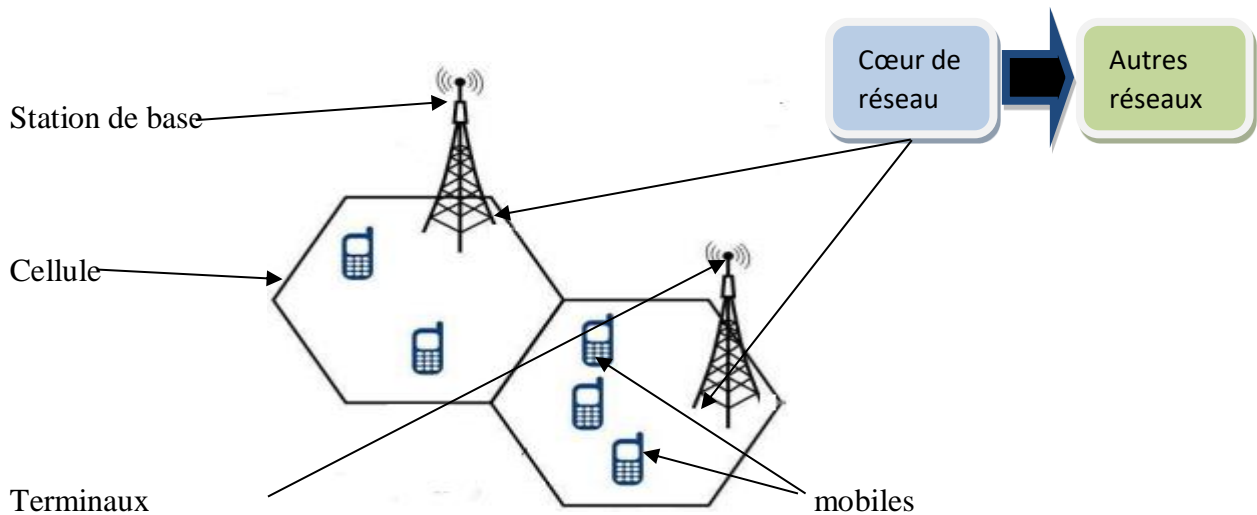


Fig. I.7 – schéma d'un réseau cellulaire

Le signal numérique est modulé et codé avant d'être mélangé avec un signal porteur à une fréquence donnée pour être transmis dans l'air. Le signal est amplifié par un amplificateur de puissance et contrôlé par un commutateur. En réception, le signal est filtré et amplifié avec un minimum de bruit avant d'être transposé en bande de base par un mélangeur et démodulé pour récupérer le signal d'origine. L'antenne agit comme un transducteur pour émettre et recevoir les ondes électromagnétiques. Fig. I. 9 [I-16]

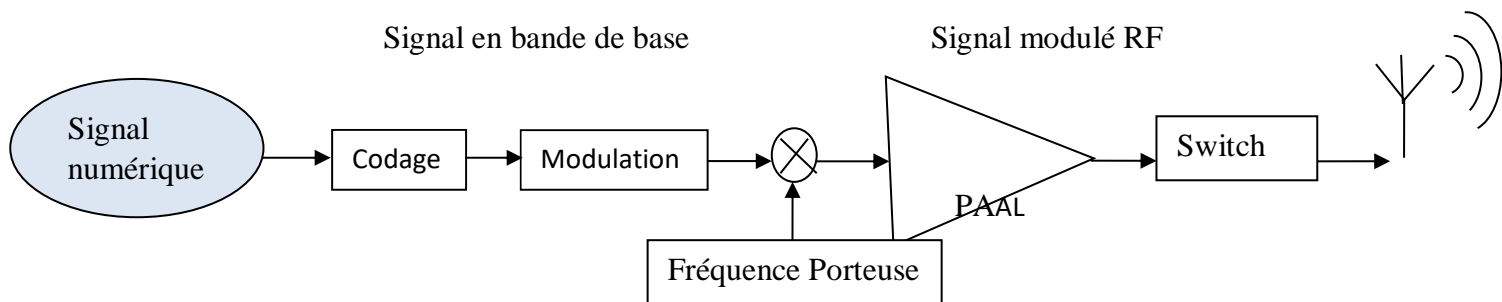


Fig. I.8 la chaîne FR d'un téléphone mobile en émission

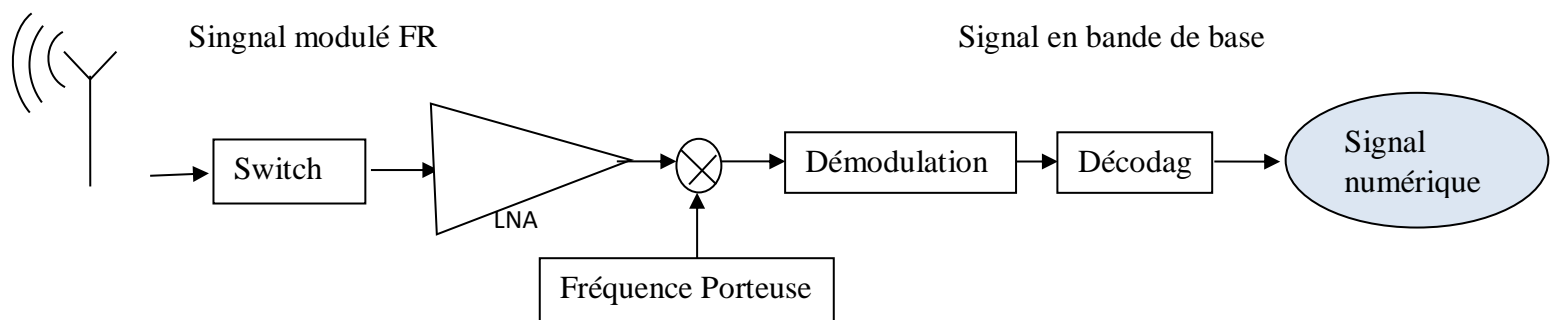


Fig. I.9 la chaîne FR d'un téléphone mobile en réception

### I.2.2.2 Différentes générations de la téléphonie mobile

L'évolution de la téléphonie mobile à travers les générations de systèmes cellulaires, depuis la 1G jusqu'à la 5G. La première génération utilisait des communications analogiques avec des appareils volumineux, tandis que la deuxième génération introduisait la technologie numérique

pour une meilleure qualité de communication et une plus grande capacité à moindre coût pour les utilisateurs. La troisième génération permettait un accès plus rapide à Internet et offrait une multitude de services, tels que la visioconférence et le GPS. La quatrième génération permettait un accès très haut débit à Internet avec des débits théoriques atteignant 150 Mbit/s. Enfin, la cinquième génération offre des débits de télécommunication mobile de plusieurs gigabits par seconde, voire jusqu'à mille fois plus rapide que 4G.

*Tableau I.1 Générations et systèmes des réseaux de communication cellulaires, leurs caractéristiques et leur débit maximal*

Génération et système	Caractéristiques	Débit maximal
Génération : 1G AMPS, TACS	Communications analogiques avec des appareils volumineux	N/A -
Génération : 2G GSM, CDMA, TDMA, GPRS, EDGE	transfert voix et données numériques.	9.6 kb/s, 144 Kb/s, 270Kb/s, 171.2 Kb/s et 384 Kb/s
Génération 3G UMTS, HSDPA	transfert voix et données numériques simultanément à haut débit.	1.92 Mb/s, 14.4 Mb/s, Jusqu'à 42 Mb/s
Génération 4G LTE, WIMAX	transfert voix et données numériques plus rapidement et de meilleure qualité	40 Mb/s. 70 Mb/s, Jusqu'à 1 Gbit/s
Génération 5G	Offre des débits de télécommunication mobile de plusieurs gigabits par seconde, voire jusqu'à mille fois plus rapide que les réseaux 4G	Jusqu'à 20 Gbit/s

### **I.3 Les interactions des ondes électromagnétiques avec la matière**

#### **I.3.1 Les caractéristiques électromagnétiques des matériaux**

Une onde électromagnétique interagit avec le milieu à travers lequel elle se propage. Les champs électriques et magnétiques de l'onde modifient les champs du milieu en induisant une polarisation électrique ou une aimantation. Cette interaction peut entraîner une absorption de l'énergie de l'onde, car les atomes et les molécules du milieu peuvent être excités et ainsi transférer l'énergie sous forme de photons ou de chaleur. L'absorption dépend des paramètres du milieu, telles que la conductivité, la résistivité, la permittivité et la perméabilité, ainsi que de la longueur d'onde.

#### **I.3.2 Classification des matériaux**

Une étude de la classification des matériaux en fonction des différents paramètres électriques doit se faire au préalable. Commençons par la conductivité, elle mesure la capacité d'un matériau à permettre le mouvement des charges électriques, tandis que la résistivité mesure sa capacité à s'opposer à la circulation du courant électrique. La permittivité diélectrique décrit la capacité d'un matériau à stocker l'énergie électrique dans un champ électrique, tandis que la perméabilité magnétique mesure sa capacité à interagir avec un champ magnétique. Les

matériaux peuvent également être classés comme linéaires ou non linéaires, isotropes ou anisotropes, et homogènes ou hétérogènes. Dans un matériau isotrope, les propriétés électromagnétiques sont les mêmes dans toutes les directions de l'espace, tandis que dans un milieu anisotrope, elles sont représentées par des grandeurs tensorielles. Enfin, un matériau homogène se compose d'un seul constituant. [I-17].

#### I.4 Interactions entre les ondes électromagnétiques et les tissus biologiques

L'utilisation croissante des téléphones mobiles expose les tissus biologiques aux champs électromagnétiques, ce qui peut avoir des effets néfastes sur la santé. Les effets dépendent de la fréquence, de l'intensité et de l'orientation du champ électromagnétique, ainsi que des propriétés électromagnétiques des tissus biologiques. Ces derniers sont considérés comme des "diélectriques avec perte" car une grande partie de l'énergie électromagnétique est dispersée en chaleur. Chaque tissu a des propriétés physiques qui influencent sa réaction aux radiations électromagnétiques, et ces propriétés varient alors en fonction de la fréquence de l'onde électromagnétique considérée. Plus la fréquence est élevée, plus la permittivité diminue, tandis que la conductivité augmente, ce qui augmente la transmission de l'onde dans le tissu et diminue la réflexion à l'interface, ce qui entraîne une augmentation de la pénétration de l'onde dans le tissu. Des études in vivo ont permis d'extraire les propriétés diélectriques des tissus humains à différentes fréquences, notamment celles du muscle, de la graisse et de la peau. le Tableau 1.2 résume ces propriétés.[I-15], [I-18], [I-19]

Tableau I.2  
propriétés diélectriques des tissus humains à 304MHz et à 2.45 GHz [I – 18]

Fréquences	403.5MHz		2.45GHz	
	Permittivité( $\xi_r$ )	Conductivité $\sigma$ (S /m)	Permittivité( $\xi_r$ )	Conductivité $\sigma$ (S /m )
Air	1.000	0.000	1.000	0.000
Muscle	58.482	0.851	52.791	1.705
Peau	45.753	0.709	38.063	1.441
Graisse	5.561	0.042	5.285	0.102

##### I.4.1 Classification des interactions des ondes ELM selon les tissus biologiques

Les interactions entre les tissus biologiques et les ondes électromagnétiques sont multifactorielles et dépendent notamment de la fréquence de l'onde. Le spectre électromagnétique est ainsi divisé en deux parties ayant des effets différents sur les tissus biologiques. [I-20], [I-21].

##### I.4.1.1 Rayonnements ionisants

Les rayonnements ionisants ont la capacité de libérer des électrons de la matière, mais cela ne se produit que si l'énergie des photons est suffisamment élevée. Si la longueur d'onde est inférieure à 100 nanomètres, le rayonnement peut causer une ionisation des molécules dans les organismes vivants. Les effets sur la santé dépendent de la dose et du type de rayonnement et peuvent être graves et permanents.

#### **I.4.1.2 Rayonnements non ionisants**

Les ondes non ionisantes se réfèrent à des types de rayonnement qui ont une énergie insuffisante pour rompre les liaisons intramoléculaires. Ce groupe d'ondes comprend les champs électriques et magnétiques statiques, les champs à fréquences extrêmement basses, les radiofréquences, le rayonnement infrarouge, la lumière visible et le rayonnement ultraviolet. Les sources courantes de ces ondes comprennent les appareils électriques, les lignes de transport électrique, les téléphones portables, les fours à micro-ondes, le GPS et le radar.

#### **I.4.2 Effets biologiques des rayonnements**

Notre intérêt se porte spécifiquement sur les impacts des rayonnements non ionisants qui peuvent être divisés en trois catégories : les effets thermiques, non thermiques et athermiques.

##### **I.4.2.1 Effet thermique**

L'effet thermique est causé par l'échauffement des tissus biologiques en réponse à une exposition excessive aux rayonnements non ionisants. Lorsque l'exposition est trop forte, le mécanisme de refroidissement des tissus par la circulation sanguine ne suffit plus, ce qui peut entraîner des risques de brûlures. Ce phénomène est dû à la forte teneur en eau des tissus du corps humain, qui sont soumis à l'orientation des molécules d'eau par le champ électrique. Lorsqu'un champ alternatif est appliqué, l'orientation des molécules d'eau suit celui du champ électrique, créant des frottements intermoléculaires et une augmentation de la température. Les effets thermiques sont plus importants aux fréquences de résonance du corps humain, qui sont d'environ 35 MHz pour un adulte à la terre et 70 MHz s'il est isolé. Certains tissus, tels que la rétine et le cerveau, sont plus sensibles aux effets thermiques que d'autres.

##### **I.4.2.2 Effet non thermique**

Contrairement aux rayonnements de basses fréquences qui produisent des effets thermiques, cet effet spécifique n'est pas causé par un échauffement. Les recherches actuelles se concentrent sur l'existence de ce type d'effet.

##### **I.4.2.3 Effets athermiques**

Cet effet se situe à un niveau intermédiaire, où des impacts peuvent se produire si l'échauffement est empêché par le mécanisme de thermorégulation. Aux basses et moyennes

fréquences, les effets biologiques sont principalement liés au système nerveux, tandis qu'aux hautes fréquences, ils se manifestent sous forme d'échauffement. Dans les radiofréquences, les effets thermiques sont utilisés pour induire un échauffement localisé et contrôlé des tissus à des fins thérapeutiques. [I-22]

## I.5 Etat de l'art

### I.5.1 La Dosimétrie et le DAS (Débit d'Absorption Spécifique)

La dosimétrie des rayonnements non ionisants a pour but de quantifier l'énergie absorbée par les tissus biologiques suite à une exposition aux radiations. Elle permet d'estimer la dose de rayonnement et sa répartition dans le corps humain à l'aide des calculs algorithmiques basés sur le Débit d'Absorption Spécifique (DAS), qui permet de quantifier les champs et les puissances induites dans les tissus. Actuellement la mesure de ces champs et de la température expérimentalement demeure difficile, alors une modélisation numérique des tissus est utilisée pour contrôler les niveaux du champ et des puissances induites dans les tissus. La dosimétrie est essentielle pour respecter les normes de sécurité internationales, concevoir des systèmes d'exposition adéquats et obtenir des informations cruciales sur les champs et les puissances induites dans les tissus humains. [I-23], [I-24], [I-25], [I-26].

### I.5.2 Étude de la répartition du DAS dans les divers tissus humains

La répartition du Débit d'Absorption Spécifique (DAS) dans les tissus humains suite à une exposition à des ondes de micro-ondes de différentes fréquences est décrite par la figure I.10. Les caractéristiques diélectriques des tissus ont un impact important sur cette distribution. Les organes ayant des propriétés diélectriques plus élevées absorbent plus d'énergie, présentent alors des valeurs de DAS plus élevées. Cependant, les valeurs du DAS mesurées dépassent la limite du DAS établie par l'ICNIRP (2 W/kg).

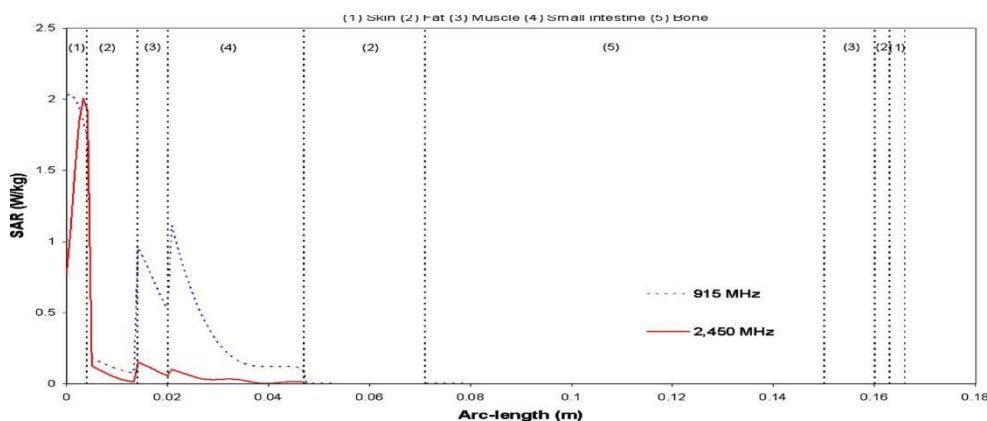


Fig.I.10 Relation entre la distribution du DAS et la longueur de l'arc du corps humain exposé à la densité de puissance de fuite d'un champ électromagnétique à 5 mW/cm<sup>2</sup>. [I-32]

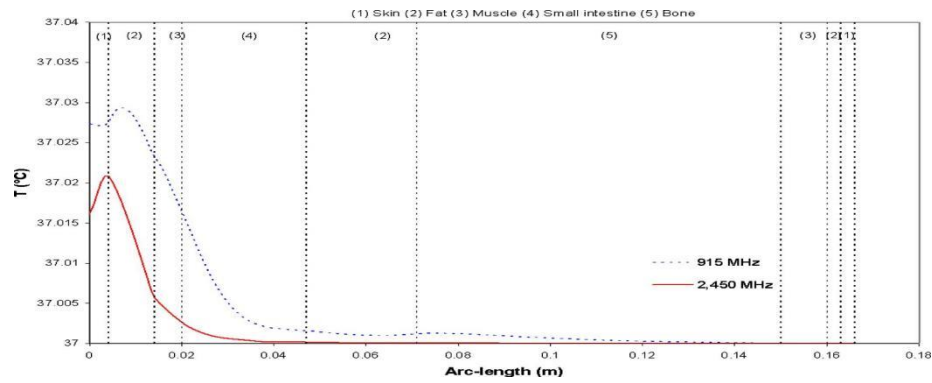


Fig.I.11 Distribution de température en fonction de la longueur de l'arc du corps humain exposé à une densité de puissance de fuite de champ électromagnétique de  $5 \text{ mW/cm}^2$  [I-32]

### I.5.3 Analyse de la distribution du champ électrique [I-31]

Le champ électrique pénétrant dans chaque organe du corps humain varie en fonction de la fréquence des ondes électromagnétiques utilisées. Les simulations montrent que les ondes de 915 MHz pénètrent plus profondément dans le corps humain, ce qui entraîne une absorption d'énergie électromagnétique plus importante dans les organes internes par rapport aux ondes de 2450 MHz, qui ont une longueur d'onde plus courte et une faible profondeur de pénétration. Les parties extérieures du corps, tels que la peau, les graisses et les muscles, sont les plus exposées au champ électrique qui est intense, avec des valeurs maximales de 91,51 V/m à 915 MHz et 56,12 V/m à 2450 MHz. Cependant, le champ électrique est atténué par l'absorption d'énergie électromagnétique, qui sera convertie en chaleur.

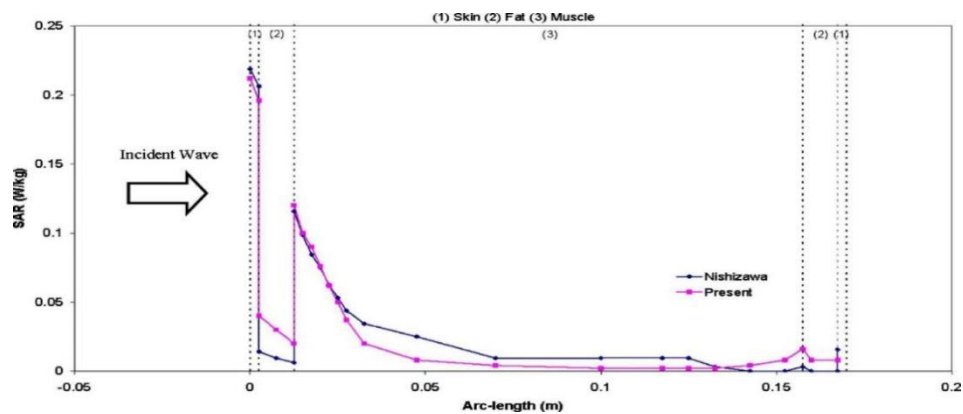


Fig.I.12 Comparaison de la distribution DAS calculée par Teerapot.w et al avec la distribution DAS obtenue par Nishizawa et Hashimoto [I-30]

### I.5.4 Répartition de la température à travers les tissus humains

La distribution de la température dans le corps humain exposé à des ondes électromagnétiques provenant d'un appareil de chauffage à micro-ondes. La température augmente en fonction du taux d'absorption spécifique et varie selon la fréquence des ondes électromagnétiques. À 915 MHz, la zone de point chaud est forte et se situe dans les tissus adipeux, tandis qu'à 2450 MHz, la température augmente principalement à la périphérie du corps. Les températures maximales

observées pour les deux fréquences sont inférieures aux températures de dommages thermiques. La température augmente plus lentement dans les tissus adipeux et osseux, car ils ont une faible conductivité thermique. Les tissus externes, comme la peau, atteignent plus rapidement la température à l'état stable à 2450 MHz en raison de leur haute conductivité thermique et de la faible capacité thermique des tissus adipeux.

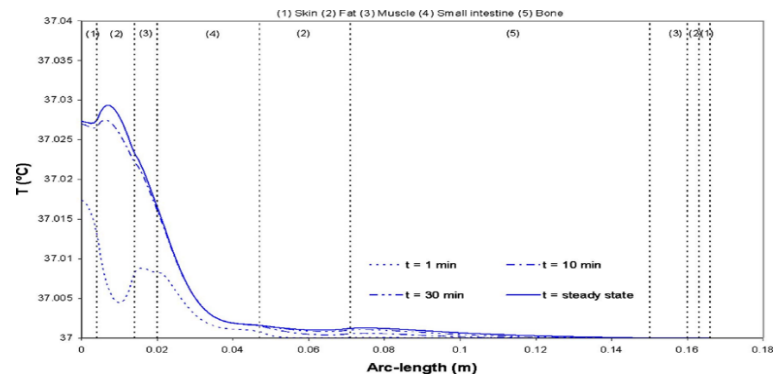


Fig.I.13 Variation de la température en fonction de la longueur d'arc du corps humain exposé à une source électromagnétique RF de 915 MHz et une densité de puissance de fuite de 5 mW/cm<sup>2</sup>, à différents moments [I-32]

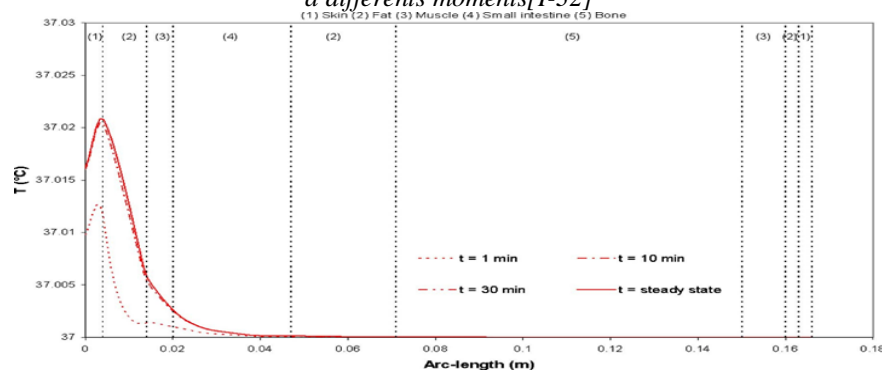


Fig.I.14 Variation de température le long de l'arc du corps humain à différents moments d'exposition à une fréquence électromagnétique de 2450 MHz et à une densité de puissance de fuite de 5 mW/cm<sup>2</sup>. [I-32]

### I.5.5 Analyse de la répartition du DAS et de la température au sein des tissus humains

L'étude examine la relation entre le début d'absorption spécifique (DAS) et la distribution de la température dans les tissus humains exposés à des fréquences de 915 MHz et 2450 MHz, similaires à celles rencontrées lors d'une ligne d'extrusion. Les résultats montrent que la distribution de la température est fonction des tissus et en particulier les tissus hétérogènes. Nous remarquons que les valeurs du DAS ne sont pas directement proportionnelles à l'augmentation de la température. Une simulation numérique a été utilisée pour montrer que la température maximale varie selon les fréquences, on la trouve pour la peau à la fréquence 2450 MHz et pour la graisse à 915 MHz, tandis que la valeur du DAS est maximale pour les deux fréquences pour la peau. L'augmentation de la densité de puissance entraîne une augmentation de la température dans le corps humain, mais les distributions de température ne sont pas directement liées à la distribution de DAS. C'est pourquoi l'évaluation des risques pour la santé

nécessite une simulation numérique du modèle DAS ainsi que celui du modèle thermique, mais l'exactitude des résultats peut être affectée par le manque de propriétés diélectriques des tissus humains [I-33].

### I.5.6 Étude comparative supplémentaire

Nishizawa et Hashimoto ont procédé à une étude des effets du rayonnement radiofréquence sur la santé publique. Ils ont utilisé la géométrie schématisée de l'abdomen humain pour la validation, les résultats obtenus ont été tracés le long d'une ligne de section transversale à travers l'abdomen. Les résultats ont montré une bonne concordance des valeurs du DAS que nous avons obtenues avec celles de Nishizawa et Hashimoto, renforçant ainsi la confiance dans l'exactitude de la simulation utilisée dans l'étude. Les légères différences entre les deux résultats ont été attribuées à l'utilisation de schémas numériques différents et à des propriétés diélectriques des tissus différentes. [I-30].

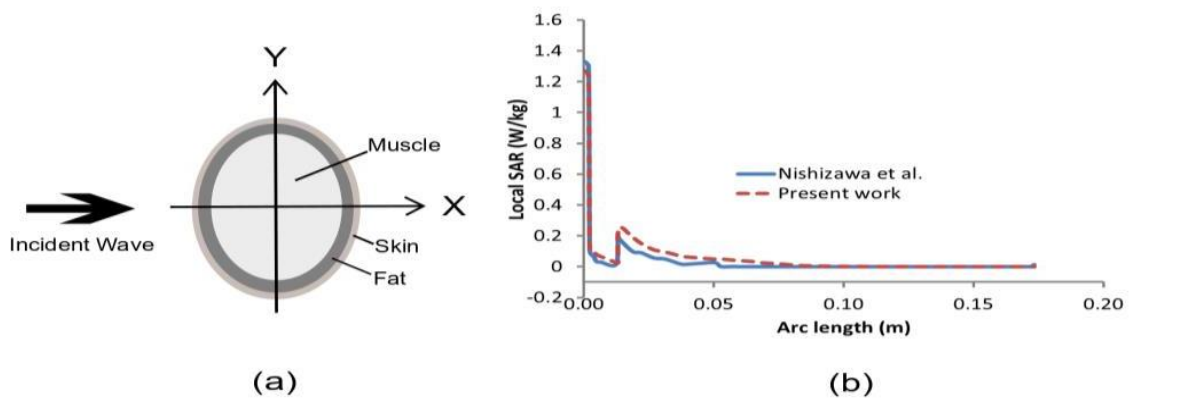


Fig.I.15 (a) Géométrie en deux dimensions pour la validation du modèle de Nishizawa et Hashimoto [I-30].

(b) Comparaison de la distribution locale du SAR calculée par la simulation numérique actuelle et celle de Nishizawa et Hashimoto [I-30].

### I.5.7 Distribution champ électrique et du DAS

L'étude des risques biologiques associés à l'exposition aux ondes millimétriques utilisées dans les systèmes de communication 5G ont montré que l'exposition aux fréquences 28 GHz, 38 GHz et 60 GHz génère des champs électriques à l'intérieur de la peau, avec une distribution différente selon le cas. À 38 GHz, l'énergie électromagnétique maximale est transférée au tissu cutané, ce qui est corroboré par les résultats du taux d'absorption spécifique local (DAS), qui suit un modèle similaire. Les pics des champs électriques et du DAS sont obtenus à la fréquence d'exposition de 38 GHz. La profondeur de pénétration du champ électrique est d'environ 2 mm dans le tissu cutané. Ces résultats soulignent l'importance de l'analyse thermique des tissus exposés pour évaluer les risques pour la santé.



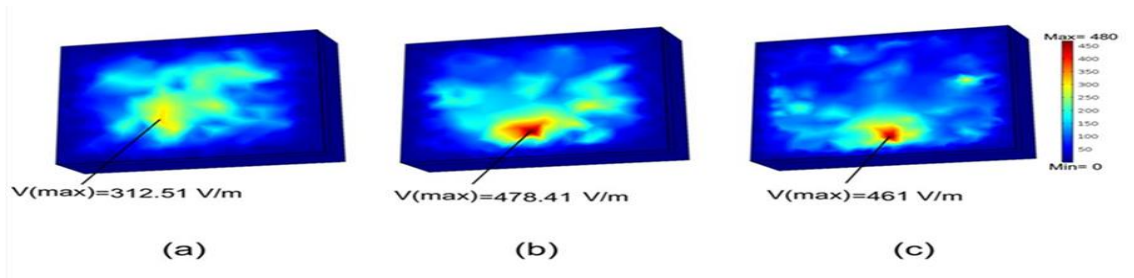


Fig.I. 16 Distribution du champ électrique à l'état stable dans les tissus cutanés à (a) 28 GHz, (b) 38 GHz et (c) 60 GHz [I-34].

**I.6 Problématique**

L'objectif de notre étude se concentre sur les effets des ondes électromagnétiques radiofréquences, notamment par les rayonnements émis par les téléphones portables sur la tête humaine. Nous cherchons à comprendre comment modéliser cette interaction afin de mieux protéger la tête humaine. Pour cela, nous proposons de mettre en place une méthode numérique pour analyser les matériaux et choisir ainsi le meilleur moyen de protection efficace de la tête contre les signaux RF.

Nous allons créer un système physique qui contiendra deux milieux: l'intérieur qui représentera la tête humaine et l'extérieur représentera le protecteur dont nous cherchons à sélectionner la nature de sa matière qui assure la meilleure protection Fig. I. 18. et I. 19. Cette problématique est d'une grande importance car les effets à long terme des ondes électromagnétiques posent un vrai problème de santé publique. Il est donc essentiel de bien comprendre comment les ondes électromagnétiques interagissent avec le corps humain, en particulier avec la tête, afin d'évaluer les risques potentiels pour la santé et de choisir des protecteurs adéquats pour les éviter.

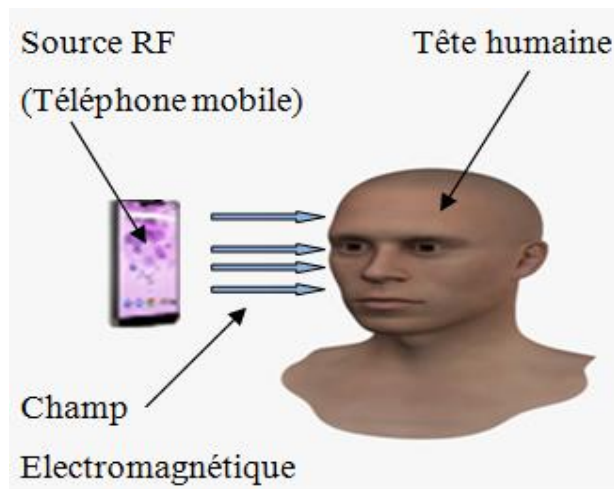


Fig.I. 18 Système réel de couplage (Téléphone mobile – tête humaine)

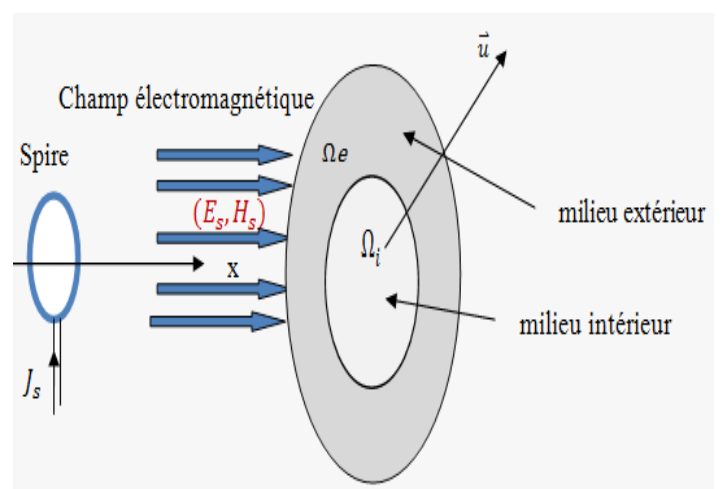


Fig.I. 19 Le modèle de validation (Système physique)

## **I.7 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les généralités sur les ondes électromagnétiques et exploré leurs caractéristiques fondamentales et leur potentielle interaction avec les tissus biologiques, notamment avec la tête humaine. Les propriétés de ces ondes électromagnétiques varient en fonction du milieu dans lequel elles se propagent, ce qui peut engendrer des interactions diverses avec les tissus biologiques. Ces ondes électromagnétiques sont émises par les téléphones mobiles. Nous avons également présenté les différentes générations de téléphones mobiles ainsi que leurs différentes utilisations. Nous avons enfin présenté l'état de l'art des travaux effectués puis posé la problématique.

## Bibliographie du chapitre I

- [I-1] G. . Nicolas NIO, “les théories électromagnétiques de l'éther : leur défissions française en particulier dans l'enseignement supérieure technique et les revues dédiées à l'électricité à la fin du XIXe siècle”. Thèse Ecole doctorale n°127 Astronomie et astrophysique de l'île de France. Soutenu le 26octobre 2020, Submitted on 2 Jul 2021.
- [I-2] Faraday, « Esquisse historique de l'électromagnétisme ». *Annals of philosophy*, vol.2 (1821) ; vol. 1 (1822). Traduction, annotation et introduction par Raphaël Taillandier.
- [I-3] Nicolas Jacques Siauve, ‘modélisation par éléments finis des phénomènes électromagnétiques en hyperthermie et optimisation des applicateurs, Thèse de doctorat en Sciences. Génie électrique’, Soutenu en 2002 à Ecole centrale de Lyon.
- [I-4] Méthode des éléments finis, livre de Vincent Manet- 2018. Author ORCID : 0000-0002-5493-5122 Id Ref : 177127910.
- [I-5] A.Taflove, and S.C. Hagness, livre. *Computation Electrodynamics : the Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, 3rd ed. (2005). ARTECH HOUSE BOSTON /LONDON artechhouse.com.
- [I-6] Dominique Dron, Yves Magne, Ilarion Pavel. Enjeux des usages industriels et commerciaux des ondes non ionisantes électromagnétiques et aquoustiques. Rapport de mission exploratoire Thème de l'année 2018-2019. TELED0C 792. N° 2018/12/CGE/SR 14/06/2019.
- [I-7] Richard Feynman, Robert Leighton, Matthew Sands Livre : *Le cours de physique de Feynman – Electromagnétisme 1 et 2e édition*, Parution : novembre 2019.
- [I-8] P. Rohan. Livre. *Introduction to Electromagnetic Wave Propagation*. Publisher : Artech House Publishers (19 August 1991).
- [I-9] Edward C. Jordon, Keith G. Balmain. Livre. *Electromagnetic Waves and Radiating Systems Paperback* . Publisher : Pearson Education; Second edition (15 June 2015).
- [I-10] Constantine A. Balanis. Publisher. Livre. “*Antenna Theory: Analysis and Design*”. Wiley; 4th edition (February 1, 2016).
- [I-11] David J. Griffiths. “*Introduction to Electrodynamics*”. Livre. Cambridge University Press; 4e édition (29 juin 2017).
- [I-12] S. Collonge, "Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences appliquées, Rennes, décembre 2003.
- [I-13] Rania Ghosn .“Effets des téléphones portables sur la physiologie humaine : vascularisation cérébrale, microcirculation cutanée, échauffement cutané et Electroencéphalogramme”. Soutenu le 12/11/2013 à l'Université de Picardie Jules Verne.
- [I-14] Hevikad Kadlecová. Sergei V. Bulanov, and Georg Korn. “Properties of Finite Amplitude Electromagnetic Waves propagating in the Quantum Vacuum”. Special issue on high field laser-plasma interactions, *Plasma Physics and Controlled Fusion*, Volume 61, Number 8, 2019 pages 11.
- [I-15] Hevikad Kadlecová. Sergei V. Bulanov, and Georg Korn. “Properties of Finite Amplitude Electromagnetic Waves propagating in the Quantum Vacuum”. Special issue on high field laser-plasma interactions, *Plasma Physics and Controlled Fusion*, Volume 61, Number 8, 2019 pages 11.
- [I-16] Alexis Haas. “Evaluation in vitro des effets biologiques des ondes millimétriques sur un modèle de différenciation neuronale”, Thèse Soutenu le 17-12-2015 à Rennes 1 , dans le cadre de École doctorale.

- [I-17] L. Chen, C. Ong, C. Neo, V. Varadan, and V. Varadan, "Microwave electronics: measurement and material characterization" Book, 16 March 2004 ed: John Wiley & Sons England.
- [I-18] Francis Chan Waipo, "Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales". Thèse, Soutenue le 23 juillet 2010 Ecole Doctorale des Sciences Physiques et de l'ingénieur, L'université Bordeaux 1.
- [I-19] R. Khanna, and R. Saxena, "Adaptive antennas at the mobile handset for reduced radiation hazards: An analysis", IEEE, Mars 2003, pp.3154-3158.
- [I-20] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). "Statement on Diagnostic Devices Using Non-ionizing Radiation: Existing Regulations and Potential Health Risks". Health Phys. 2017 Mar 112(3):pp305-321.
- [I-21] Gaëlle Coureau. "Effets sanitaires des champs électromagnétiques et tumeurs du système nerveux central". Soutenue le 09-12-2013 à l'université Bordeaux 2, dans le cadre de l'École doctorale.
- [I-22] Jean-Paul Andretzko, "Contribution à l'optimisation et à la modélisation d'un banc de mesure CEM - Application à la caractérisation de l'immunité des stimulateurs cardiaques". Thèse. Soutenue le 8 Octobre 2007 à l'Université Henri Poincaré,
- [I-23] Nancy-I en Instrumentation et Micro-Electronique.
- [I-24] WIART J., WONG M.F. Interactions des ondes électromagnétiques avec les personnes -Enjeux et challenges', France Telecom, Assemblée générale, novembre 2005, GDR Ondes-Novos-GT6-Wiart.pdf.
- [I-25] WONG M.F., WIART J.: 'Modeling of electromagnetic wave interactions with the human body. Comptes Rendus Physique, Vol. 6, Issue 6, pp. 585-594, July-August 2005.
- [I-26] Wiart J., Hadjem A., Gandhi N., Bloch I., Wong MF, Praier A, Lautru D., Hanna VF., Dale C. "Modeling of RF head exposure 2m children", Bioelectromagnetics. Vol.26, Issue S7, pp. S19-S30, 2005.
- [I-27] Christ A., Kuster N. :Differences in RF energy absorption in the heads of adults and children" Bioelectromagnetics. Vol.26, Issue S7, pp. S31-S44, 2005.
- [I-28] ORGANISATION MONDIALE DE LA SANTE (OMS), 'Les champs électromagnétiques et la santé publique : les radars et la santé humaine : <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs226/fr/>.
- [I-29] M. R. Iqbal-Faruque<sup>\*1</sup>, N. Aisyah-Husni<sup>2</sup>, Md. Effects of Mobile Phone Radiation onto Human Head with Variation of Holding Cheek and Tilt Positions. J. appl. Res. Technol, vol.12 no.5 México oct. 2014. page 1-6.
- [I-30] S., and Hashimoto, O., 1999, "Effectiveness Analysis of Lossy Dielectric Shields for a Three-Layered Human Model," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 473pp. 277-283.
- [I-31] Jagbir Kaur<sup>1,\*</sup> and S.A. Khan<sup>2</sup>, "thermal changes in Human Abdomen Exposed to Microwaves: A Model Study", ADVANCED ELECTROMAGNETICS, VOL. 8, N°. 3, JUNE 2019. pp 1-12.
- [I-32] Teerapot Wessapan, Siramate Srisawatdhisukul, Phadungsak Rattanadecho. "Numerical Analysis of Specific Absorption Rate and Heat Transfer in the Human Body Exposed to Leakage Electromagnetic Field 915MHz and 2450 MHz". Journal of Heat Transfer. MAY 2011, Vol. 133 (05) page(13).

# CHAPITRE II

## Modélisation numérique à partir des équations fondamentales

Introduction .....	36
II.1 Equations de Maxwell .....	36
II.1.1 Formulation générale .....	36
II.1.2 Les équations constitutives du champ électromagnétique .....	36
II.1.3 Les équations constitutives du champ ELM dans un milieu conducteur .....	37
II.1.4 Impédance caractéristique du milieu de propagation .....	38
II.1.5 Interface entre deux milieux quelconques traversés par une onde ELM.....	38
II.1.6 Condition de transmission entre deux milieux différents .....	39
II.1.7 Équation d'onde en régime harmonique .....	39
II.1.8 Équation de propagation du champ électrique, $\vec{E}$ .....	40
II.1.9 Équation de propagation du champ magnétique, $\vec{H}$ .....	42
II.1.10 Calcul de l'énergie électromagnétique .....	42
II.1.11 Le débit d'absorption spécifique (DAS) .....	45
II.2 Applications: Formulations continue et discrète du problème .....	46
II.2.1 Formulation dans le domaine fréquentiel .....	46
II.2.2 Formulation à l'intérieur de la sphère .....	47
II.2.2.1 Formulation en champ magnétique, $\vec{H}$ . .....	47
II.2.2.2 Formulation en champ électrique, $\vec{E}$ .....	48
II.3 Interprétation physique de la formulation .....	49
II.4. Formulation variationnelle dans les différents milieux .....	49
II.5. Expression du champ électrique à l'extérieur .....	51
II.6. Couplage du problème intérieur avec le problème extérieur .....	53
II.6.1 L'évaluation de l'intégrale $\vec{n} \wedge \vec{E}_r^e$ .....	53
II.7 Formulation variationnelle sur la frontière $\Gamma$ .....	54
II.8 Modélisation numérique .....	56
II.8.1 Méthode des éléments finis: solutions usuelles .....	56
II.9 La discrétisation du modèle physique .....	58
II.9.1 Approximation par élément d'arête .....	58
II.10 Discrétisation variationnelle du problème .....	60
II.10.1 Discrétisation de la forme a ( $E_r, E'$ ) .....	60
II.10.2 Construction et calcul du second membre ( $S$ ) .....	61
II.10.3 Discrétisation du terme au bord .....	62
II.10.4 Décomposition dans l'espace $E_{\alpha 1}(\Gamma)$ .....	62
II.10.5 Décomposition du terme de bord .....	65
II.11 Conclusion .....	67
Bibliographie du chapitre II .....	68

## Introduction

Ce chapitre traite l'étude approfondie de la formulation mathématique et physique nécessaire du problème de manière continue et discrète. La formulation continue implique la définition des espaces fonctionnels des solutions admissibles, qui peuvent être divisées en deux parties : le problème intérieur, qui implique le calcul du champ à l'intérieur du milieu et le problème extérieur, qui concerne le champ à la frontière. D'autre part, la formulation discrète nécessite l'utilisation des méthodes numériques telle que la méthode des éléments finis (MEF), qui permettent de transformer les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques. Cela permet d'obtenir la formulation variationnelle du problème et de réaliser un maillage du modèle à étudier.

### II.1 Equations de Maxwell

Le calcul de la distribution des champs électriques nécessite la résolution des équations de Maxwell. Cependant pour résoudre ces équations de Maxwell sous leur forme générale, nous avons dû introduire certaines simplifications.

#### II.1.1 Formulation générale

Dans les milieux continus, les phénomènes électromagnétiques sont décrits par quatre fonctions qui dépendent du temps  $t$  et des coordonnées de l'espace  $x$ , à valeurs dans  $R^3$ . Ces fonctions électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell, données ci-dessous [II-3], [II-4] :

$$\text{Loi de Faraday} \quad \text{rot}E(x, t) = -\partial t B(x, t) \quad (II - 1)$$

$$\text{Loi d'Ampère} \quad \text{rot}H(x, t) = J^s(x, t) + J(x, t) + \partial t D(x, t) \quad (II - 2)$$

$$\text{Loi de Gauss électrique} \quad \text{div} D(x, t) = \rho(x, t) \quad (II - 3)$$

$$\text{Loi de Gauss Magnétique} \quad \text{div} B(x, t) = 0 \quad (II - 4)$$

Les vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ ,  $\vec{B}$  et  $\vec{D}$  désignent respectivement les champs électrique et magnétique, l'induction magnétique et le déplacement électrique.

Le vecteur  $J$  désigne le vecteur de densité du courant.

Les termes connus,  $J^s$  le courant imposé par la source et  $\rho$  la densité volumique de charges électriques. Ces dernières sont en fonction du temps et de la position (correspondant aux sources primaires des champs).

#### II.1.2 Les équations constitutives du champ électromagnétique

Les équations de Maxwell, valables quel que soit le problème étudié, ne tiennent pas compte des caractéristiques des milieux. Afin de déterminer complètement le problème, il faut aussi connaître les lois du comportement, qui dépendent des propriétés physiques des matériaux où les champs existent. Ces lois permettent de modéliser à une échelle macroscopique les

phénomènes électromagnétiques microscopiques qui se produisent dans les milieux considérés.

Ces relations constitutives sont données par :

$$D(x, t) = \varepsilon E(x, t) \quad (II - 5)$$

$$B(x, t) = \mu H(x, t) \quad (II - 6)$$

$$J(x, t) = \sigma E(x, t) \quad (II - 7)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \varepsilon_r \varepsilon_0, \quad \varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m} , \\ \mu &= \mu_0 \mu_r, \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \end{aligned}$$

où  $\varepsilon$  est la permittivité diélectrique,  $\mu$  la perméabilité magnétique et  $\sigma$  la conductivité électrique. Ces équations peuvent être non linéaires ou anisotropes et dans ce cas  $(\mu, \varepsilon, \sigma)$  sont des quantités tensorielles. Dans notre cas, nous avons supposé un modèle simple ce qui nous permet d'être dans un cadre linéaire et isotrope dans tout ce qui suit. [II-5].

### II.1.3 Les équations constitutives du champ ELM dans un milieu conducteur

La loi d'Ohm est vérifiée

$$J(x, t) = \sigma(x)E(x, t) \quad \text{milieu isotrope}, \quad (II - 8)$$

$$J_i(x, t) = \sum_{j=1}^3 \sigma_{ij}(x)E_j(x, t), \quad i = 1,3 \quad \text{milieu isotrope} \quad (II - 9)$$

-Dans le cas d'un :

- milieu conducteur parfait,  $\sigma$  est infinie : les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont nuls.

- milieu isolant,  $\sigma$  est nulle, alors  $J = 0$  : il n'y a pas de courant circulant dans le milieu.

- milieu parfait, c'est-à-dire le milieu pour lequel les lois de comportement sont linéaires, les relations suivantes sont vérifiées :

$$D(x, t) = \varepsilon(x)E(x, t) \quad \text{milieu isotrope} \quad (II - 10)$$

$$D_i(x, t) = \sum_{j=1}^3 \varepsilon_{ij}(x)E_j(x, t), \quad i = 1,3 \quad \text{milieu anisotrope} \quad (II - 11)$$

$$B(x, t) = \mu(x)H(x, t) \quad \text{milieu isotrope} \quad (II - 12)$$

$$B_i(x, t) = \sum_{j=1}^3 \mu_{ij}(x)H_j(x, t), \quad i = 1,3 \quad \text{milieu anisotrope} \quad (II - 13)$$

Donc, les grandeurs  $(\mu, \varepsilon, \sigma)$  sont des tenseurs (pour les milieux anisotropes) dépendant de la position (pour les milieux hétérogènes) et des amplitudes champs (pour les milieux non

linéaires).

$$\text{rot} \vec{E} + \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = 0 \quad (\text{II} - 14)$$

$$\text{rot} \vec{H} - \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = J + J^s \quad (\text{II} - 15)$$

$$\text{div} (\varepsilon \vec{E}) = \rho \quad (\text{II} - 16)$$

$$\text{div} (\mu \vec{H}) = 0 \quad (\text{II} - 17)$$

$\mu$  et  $\varepsilon$  sont constants car le milieu est homogène.

Le vide est un cas particulier des milieux parfaits et il est isolant, pour lequel la permittivité diélectrique  $\varepsilon_0$  et la perméabilité magnétique  $\mu_0$  sont telles que :

$c^2 \varepsilon_0 \mu_0 = 1$ , où  $c = \frac{3.10^8 m}{s}$ ;  $c$  est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le vide [II-5].

#### II.1.4 Impédance caractéristique du milieu de propagation

Le milieu de propagation se comporte comme un « conducteur d'onde électrique » et présente une impédance caractéristique.

Pour calculer cette impédance on utilise les deux équations de Maxwell :

$$\text{rot} \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt}, \text{rot} \vec{H} = \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} + j \quad (\text{Faraday et Ampère})$$

Avec  $j = 0$  :

$$Z = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

Ce rapport homogène a une résistance et est défini comme l'impédance du milieu de propagation.

Pour le vide ce rapport vaut :

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377 \Omega$$

Où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique du vide [II-6].

#### II.1.5 Interface entre deux milieux quelconques traversés par une onde ELM

Dans le cas général, les équations de Maxwell permettent d'obtenir les relations suivantes :

$$\vec{n} (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \quad (\text{II} - 18)$$

$$\vec{n} (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = J \Gamma \quad (\text{II} - 19)$$

$$\vec{n} (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho \Gamma \quad (\text{II} - 20)$$

$$\vec{n} (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (\text{II} - 21)$$



Où  $\vec{n}$  est le vecteur normal à  $\Gamma$  orienté du milieu 2 vers le milieu 1. Ainsi à la traversée :

- la composante normale de  $\vec{B}$  est continue,
- la discontinuité de la composante normale de  $\vec{D}$  en un point est égale à la densité de charge surfacique en ce point,
- la composante tangentielle de  $\vec{E}$  est continue,
- la composante tangentielle de  $\vec{H}$  subit une discontinuité égale à la densité du courant surfacique [II-7]

### II.1.6 Condition de transmission entre deux milieux différents

Dans la solution des équations de Maxwell, le domaine de calcul est souvent composé de milieux de propriétés physiques différentes, séparés par des surfaces limites. Ainsi, il est indispensable d'établir les conditions de passage des champs à travers ces discontinuités.

La figure (II-3) montre la configuration générale de la juxtaposition des deux milieux de caractéristiques différentes [II-8] :

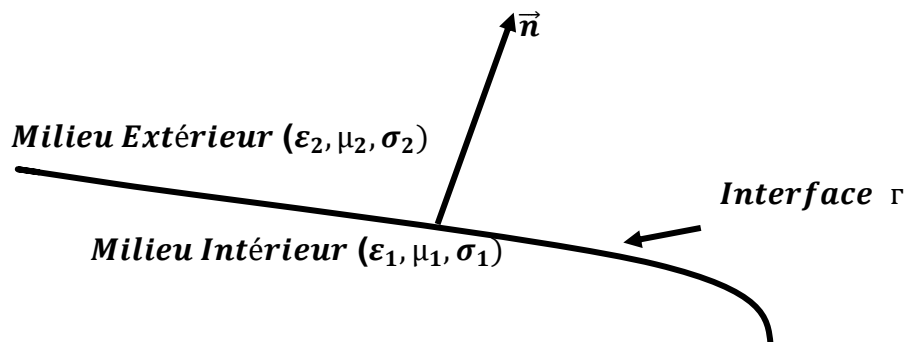


Fig.II.1 Interface entre deux milieux quelconques

Le théorème de *Stokes* et le théorème de la divergence permettent d'écrire les équations de Maxwell sous forme intégrale et aussi de déduire les relations entre les composantes normales et tangentielles des champs de part et d'autre d'une surface  $\Gamma$  séparant deux milieux différents. Cette surface peut éventuellement être porteuse d'une densité de charge  $\rho_r$  et d'une densité de courant surfacique  $J_r$ . [II-8]

### II.1.7 Équation d'onde en régime harmonique

Dans les équations précédentes, en général, toute quantité est en fonction de l'espace et du temps. Toutefois, dans plusieurs applications pratiques, les champs possèdent une variation temporelle harmonique à une pulsation  $\omega$  donnée ( $\omega = 2\pi f$ ).

On se place maintenant en régime harmonique où chaque grandeur physique varie périodiquement avec le temps sous la fréquence  $\omega$ . [II-9]

$$F(\mathbf{x}, t) = F(\mathbf{x}) \cdot e^{i\omega t} \quad (II - 22)$$

Où  $F$  est l'une des grandeurs physiques  $B, H, E, D, J$ .

Le système en harmonique se ramène alors aux équations suivantes :

$$\text{Rot } \vec{E} + i\omega\mu\vec{H} = 0 \quad (II - 23)$$

$$\text{Rot}\vec{H} - i\omega\varepsilon\vec{E} = 0 \quad E = J + J_s \quad (II - 24)$$

$$\text{Div}(\varepsilon\vec{E}) = \rho \quad (II - 25)$$

$$\text{Div}(\mu\vec{H}) = 0 \quad (II - 26)$$

Les équations de Maxwell montrent qu'un champ électrique peut générer un champ magnétique variable, et vice versa. Ce qui permet la propagation de l'énergie sous forme d'une onde électromagnétique.

En appliquant l'opérateur rotationnel à l'équation (II-23), et utilisant l'équation (II-24) et les relations constitutives. Nous obtenons l'équation d'onde en régime harmonique [II-27].

$$\text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \text{rot}\vec{E} \right) + i\omega(\sigma + i\omega\varepsilon)\vec{E} = -i\omega J_s \quad (II - 27)$$

Pour la propagation dans un milieu homogène sans perte ( $\sigma = 0$ ), ( $J_s = 0$ ), l'équation d'onde devient :

$$\text{rot rot} E - k^2 E = 0 \quad \text{avec } k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon \quad (II - 28)$$

Dans un milieu sans perte et illimité :

$$\text{la longueur d'onde est donnée par : } \lambda = \frac{2\pi}{k}$$

et la vitesse de propagation

$$vp = \lambda f = \frac{1}{\sqrt{\mu \omega}} \quad \text{dans le vide } vp = c \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

Pour un milieu avec des pertes, la permittivité complexe est définie par :

$$\varepsilon\sigma = \varepsilon - \frac{j\sigma}{\omega}$$

Dans un tel milieu, l'onde s'atténue exponentiellement au fur et à mesure qu'elle se propage. Ainsi on peut définir une « profondeur de pénétration », qui correspondra à la distance de propagation pour une atténuation de 36.8% de l'amplitude de champ électromagnétique [II-11] :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

La formule montre bien que la profondeur de pénétration diminue avec la fréquence et la conductivité du milieu.

### II.1.8 Équation de propagation du champ électrique $\vec{E}$

Les équations de Maxwell sont [II-11]:

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0, \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= J + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{aligned}$$

En supposant dans le vide que :

$$J = 0 ; \rho = 0 \text{ (milieu neutre } \varepsilon = \varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m),}$$

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

On obtient :

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial B}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t}$$

$$\Rightarrow \operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{E}) = \operatorname{rot} \left( -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} (\operatorname{rot} \vec{H}) \quad (\text{II} - 29)$$

D'où

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{E}) = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left( \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

D'autre part, nous avons

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{E}) = \overline{\operatorname{grad}}(\operatorname{div} \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} \quad \text{comme } \operatorname{div} \vec{E} = \rho / \varepsilon_0$$

On a :

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{E}) = -\nabla^2 \vec{E}$$

Soit donc, en tenant compte de l'équation (2-31)

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

En comparant celle-ci avec les équations précédentes on obtient la vitesse  $vp$  de propagation du champ électrique  $E$  dans le vide :

$$\frac{1}{vp^2} = \mu_0 \varepsilon_0 \quad \text{D'où} \quad vp = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}$$

Alors le champ électrique  $\vec{E}$  se propage dans le vide à une vitesse.

$$vp = 3.10^8 m/s$$

### II.1.9 Équation de propagation du champ magnétique $\vec{H}$

Soient les équations du champ magnétique :

$$\text{rot } \vec{H} = J + \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} = \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}$$

$$\text{rot}(\text{rot } \vec{H}) = \text{rot} \left( \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \right) \Rightarrow \text{rot}(\text{rot } \vec{H}) = \varepsilon_0 \frac{\partial (\text{rot } E)}{\partial t}$$

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

$$\Rightarrow \text{rot}(\text{rot } \vec{E}) = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

D'autre part

$$\text{rot}(\text{rot } \vec{H}) = \text{grad}(\text{div } \vec{H}) - \nabla^2 \vec{H}$$

et comme  $\text{div } \vec{B} = 0$ ,

$$\text{rot}(\text{rot } \vec{H}) = -\nabla^2 \vec{H} \tag{II - 30}$$

Soit donc, en tenant compte de l'équation (II-27)

$$\nabla^2 \vec{H} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2}$$

Par comparaison avec les équations précédentes on déduit que :

$$\frac{1}{vp^2} = \mu_0 \varepsilon_0 \quad \text{D'où} \quad vp = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}$$

Alors la vitesse de propagation de champ magnétique dans le vide :

$$vp = 3.10^8 m/s$$

### II.1.10 Calcul de l'énergie électromagnétique

Pour le calcul du champ électrique avec une méthode analytique nous avons utilisé les équations de Maxwell, et nous avons ici le cas d'une onde plane où les champs électriques et magnétiques ne dépendent que de  $x$ . [II-12]

En utilisant

$$\text{div}(\vec{E}) = \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial x} = 0 \quad , \quad \text{div}(\vec{B}) = \frac{\partial \vec{B}_x}{\partial x} = 0$$

Il est facile de montrer que les composantes suivant  $x$  des champs électrique et magnétique sont constantes et on les prend nulles car seules les variations de ces champs nous intéressent.

Nous avons pris donc le champ électrique dirigé suivant  $y$ .

En utilisant :

$$\text{Rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0$$

C'est-à-dire

$$\frac{\partial B_y}{\partial t} = -\left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z}\right] = 0$$

On a déduit que le champ magnétique est dirigé suivant  $z$  et que :

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = -\left[\frac{\partial E_y}{\partial x}\right].$$

Pour une onde plane progressive se dirigeant vers les  $x$  croissant.

Alors :

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{1}{c} \left[\frac{\partial E_y}{\partial t}\right]$$

Et donc :

$$B_z = \frac{E_y}{c}$$

Que l'on peut écrire vectoriellement comme :

$$\vec{B} = \frac{1}{c} \vec{u} \wedge \vec{E}$$

où :

$\vec{u}$  : est la direction de propagation de notre onde électromagnétique.

Nous allons en déduire les propriétés d'une onde plane homogène :

Le champ électrique d'une onde électromagnétique plane homogène se propageant dans le vide est transversal c'est-à-dire perpendiculaire à la direction de propagation.

Il en est de même du champ magnétique. Les deux champs sont reliés par la relation

$$\vec{B} = \frac{1}{c} \vec{u} \wedge \vec{E} ; \|\vec{B}\| = \frac{\|\vec{E}\|}{c}$$

Pour les ondes sinusoïdales, nous connaissons de nombreuses ondes électromagnétiques sinusoïdales, ce qui les distingue les unes des autres c'est leur fréquence.

Dans le cas d'ondes planes sinusoïdales caractérisées par la pulsation  $\omega$  et le vecteur d'onde  $\vec{k}$

Avec

$$\vec{k} = \frac{\omega}{c} \vec{u}$$

Où  $\vec{u}$  est la direction de propagation.

Le champ électrique s'écrit donc :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \exp[i(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})]$$

Le champ magnétique s'écrit donc :

$$\vec{B}(\vec{r}, t) = \vec{B}_0 \exp[i(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})]$$

On peut montrer alors que :

$$\operatorname{div}(\vec{E}) = -i\vec{k} \cdot \vec{E} \quad \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = i\omega \vec{E}, \quad \operatorname{Rot}(\vec{E}) = -i\vec{k} \wedge \vec{E}$$

Ceci est aussi vrai pour le champ magnétique.

Alors après le calcul du champ électrique  $E$  nous avons les résultats pour différentes caractéristiques électromagnétiques ( $\mu_{re}, \epsilon_{re}, \sigma_e$ ).

Et pour l'énergie absorbé d'une onde électromagnétique plane, avec  $(\vec{E}, \vec{B}, \vec{R})$  forment un trièdre trirectangle direct le vecteur  $\vec{R}$  (*vecteur de Poynting*) a le même sens que le vecteur  $\vec{k}$  (vecteur d'onde perpendiculaire au plan d'onde) c'est-à-dire que l'énergie s'écoule dans le sens de propagation (ce résultat n'est pas générale ; en effet dans un milieu anisotrope par exemple  $\vec{R}$  et  $\vec{k}$  ne sont pas colinéaire). Mais dans notre exemple nous avons considérés les deux milieux (la tête humaine et le milieu extérieur) isotropes. La puissance instantanée  $P_u$  traversant une surface unitaire ( $S$ ) perpendiculaire à la direction de propagation est

$$P_u = \iint_{(S)} \vec{R} \cdot d\vec{S} = \iint_{(S)} \|\vec{R}\| dS = \|\vec{R}\| \iint_{(S)} dS = \|\vec{R}\| S \quad (II - 31)$$

La puissance moyenne traversant ( $S$ ) est :

$$P_u \frac{1}{T} \int_0^T dt = \frac{1}{T} \int_0^T \|\vec{R}\| dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left\| \frac{\vec{E} \cdot \vec{B}}{\mu} \right\| dt \quad (II - 32)$$

Ou bien

$$\vec{B} \perp \vec{E}, \text{ et } \|\vec{B}\| = \sqrt{\mu \epsilon} \|\vec{E}\|,$$

D'où

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T E^2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} dt \quad (II - 33)$$

Si l'onde est polarisée rectilignement.

Alors :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \cos(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r}) \quad (II - 34)$$

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T \vec{E}_2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \vec{E}_0^2 \cos^2(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r}) dt \quad (II - 35)$$

$$P_u = \frac{\vec{E}_0^2}{T} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int_0^T \frac{1}{2} [1 + \cos[2(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})]] dt \quad (II - 36)$$

$$P_u = \vec{E}_{eff}^2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \quad (II - 37)$$

Où  $\vec{E}_{eff}$  est la valeur efficace de  $\vec{E}$ . Le flux d'énergie traversant par unité de temps l'unité de surface perpendiculaire à la direction de propagation est une constante dépendant du milieu et proportionnelle au carré de la valeur efficace du champ électrique.

### II.1.11 Le débit d'absorption spécifique (DAS)

Lorsqu'une onde est émise, elle se propage et rencontre des obstacles. Au cours de son trajet, une partie de l'onde incidente est réfléchiée et l'autre transmise, comme expliqué dans le paragraphe I.1.1.2.

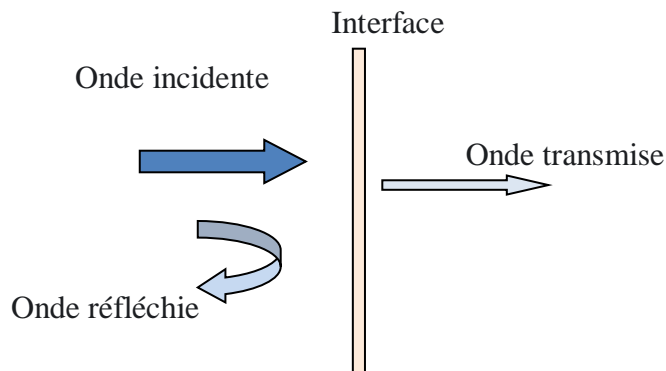


Fig. I.8 – Décomposition de l'onde incidente

Ce phénomène se produit également au niveau des interfaces biologiques. Ainsi, la quantification de la dissipation de l'énergie dans la matière se fait à travers la mesure de l'onde transmise ou absorbée, qui est le paramètre le plus significatif. En 1981, le débit d'absorption spécifique (DAS) est devenu le paramètre dosimétrique de référence.

Les champs radiofréquences pénètrent dans les tissus exposés et y provoquent un échauffement dû à l'absorption d'énergie. Le DAS mesure l'absorption tissulaire des champs radiofréquences dans une masse donnée de tissus. Le taux d'absorption spécifique est la grandeur utilisée pour mesurer la "dose" absorbée de champs RF [I-27].

Le DAS est défini comme la quantité de puissance absorbée par unité de masse. Son unité est le watt par kilogramme, ce qui donne la valeur du DAS [I-28] [I-29] :

$$DAS = \frac{dw}{dm} \quad (II - 38)$$

D'où

DAS : Débit d'absorption spécifique, en W/kg.

W : Puissance absorbée, en W

$m$  : La masse en kg

Il peut être calculé par l'intermédiaire du champ électrique  $\vec{E}$   $m$  : Masse, en kg

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{2\rho} \quad (II - 39)$$

D'où

$\sigma$  : La conductivité du milieu en  $S/m$

$\rho$  : La densité du milieu, en  $kg/m^3$

$\vec{E}$  : La valeur crête du champ électrique, en  $V/m$

Et aussi par l'intermédiaire de la température  $T$  :

$$DAS = C_m \frac{dT}{dt} \quad (II - 40)$$

$C_m$  : chaleur spécifique, en  $J/K/kg$

$T$  : température, en  $K$

$t$  : temps, en seconde

C'est un paramètre significatif en ce qui concerne :

- les comparaisons entre les niveaux d'exposition et des effets biologiques.
- la détermination des normes d'exposition.

## II.2 Application: Formulations continue et discrete du problème

### II.2.1 Formulation dans le domaine fréquentiel

Les formulations *variationnelles* du champ électromagnétique dans le domaine fréquentiel sont bien connues, elles conduisent à introduire un cadre fonctionnel adéquat pour étudier l'existence et l'unicité des solutions continues, et la convergence des discrétisations par les éléments finis [II-13]. La formulation en champ magnétique et électrique s'obtient en écrivant la loi de *Faraday* et la loi d'*Ampère*.

Chacune de ces deux formulations ne conserve qu'un seul champ inconnu, soit  $\vec{H}$ , ou bien  $\vec{E}$ . Certes, le champ qui a été éliminé peut toujours être calculé à partir de l'autre. Mais ce calcul



fait intervenir un rotationnel, ce qui conduit inévitablement à une perte de précision numérique. En revanche, l'écriture sous forme faible de la loi de Faraday et de la loi d'Ampère permet de conserver  $\vec{H}$  et  $\vec{E}$  comme inconnus. [II-14]

## II.2.2 Formulation à l'intérieur de la sphère

### II.2.2.1 Formulation en champ magnétique $\vec{H}$ [II-15].

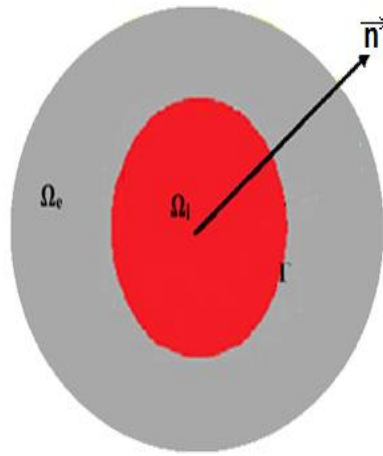


Fig.II.2 Présentation du domaine d'étude [II-16]

Considérons  $\Omega_i$  le domaine occupé par le système électromagnétique, qui est une sphère de  $R^3$  à frontière compacte, notée  $\Gamma$  ou  $\partial\Omega$   $\vec{n}$  le vecteur unitaire normal à  $\partial\Omega$  et à l'extérieur de  $\Omega_i$  Fig.(2.2). On suppose dans toute la suite, que le domaine  $\Omega_i$  est rempli d'un matériau diélectrique homogène (cerveau) où la permittivité et la perméabilité sont deux constantes réelles positives. Le milieu considéré est supposé être parfait.

Soit  $\vec{H}$  un champ de vecteur test  $rot \vec{H} \in (\Omega)$ , ayant la même régularité que le champ  $\vec{H}$  et que  $rot \vec{H} = 0$  Dans  $\Omega_e$  pour  $(\sigma = 0)$ .

En utilisant la loi de Faraday :

$$rot \vec{E} = -i \omega \mu \vec{H} ,$$

Nous intégrons dans  $R^3$ , en multipliant par la fonction test, ce qui donne

$$\int_{R^3} i \omega \mu \vec{H} \cdot \vec{H} d\Omega + \int_{R^3} \vec{H} rot \vec{E} d\Omega = 0 \quad (II - 41)$$

Pour résoudre la seconde intégrale, nous appliquons quelques propriétés mathématiques.

Ce qui permet d'avoir une autre forme de

$$\int \overrightarrow{H} \cdot \text{rot} \overrightarrow{E} d\Omega$$

$$\int_{R^3} \overrightarrow{H} \cdot \text{rot} \overrightarrow{E} d\Omega = \int_{R^3} \overrightarrow{E} \cdot \text{rot} \overrightarrow{H} d\Omega = \int_{\Omega} \overrightarrow{E} \cdot \text{rot} \overrightarrow{H} d\Omega + \int_{\Omega_e} \overrightarrow{E} d\Omega \quad (II - 42)$$

L'équation (II-38) devient

$$\int_{\Omega} i\omega\mu \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{H} d\Omega + \int_{\Omega} \overrightarrow{E} \cdot \text{rot} \overrightarrow{H} d\Omega + \int_{\Omega_e} i\omega\mu \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{H} d\Omega = 0 \quad (II - 43)$$

si on remplace  $\overrightarrow{E}$  par  $(\text{rot} \overrightarrow{H}/i\omega\mu)$ , l'écriture de la loi de Faraday sous forme faible conduit finalement à :

$$\int_{\Omega} i\omega\mu \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{H} d\Omega + \int_{\Omega} (1/i\omega\epsilon) \text{rot} \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{H} \text{rot} d\Omega + \int_{\Gamma} (\overrightarrow{E} \Lambda \overrightarrow{n}) \cdot \overrightarrow{H} d\Gamma = 0 \quad (II - 44)$$

### II.2.2.2 Formulation en champ électrique $\overrightarrow{E}$

La formulation en champ électrique s'obtient en écrivant la loi d'Ampère [II-15]:

$$\text{rot} \overrightarrow{H} = \sigma \overrightarrow{E} + i\omega \mu \overrightarrow{E} \quad (II - 45)$$

Nous faisons le produit scalaire avec une fonction test  $\overrightarrow{E}'$  ( $\overrightarrow{E}' \in \Omega$ ) et nous intégrons dans  $R^3$ , ce qui donne :

$$\int_{R^3} \text{rot} \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{E}' d\Omega = \int_{R^3} (\sigma + i\omega \mu \epsilon) \overrightarrow{E} \cdot \overrightarrow{E}' d\Omega \quad (II - 46)$$

Avec :  $\text{rot} \overrightarrow{H} = 0$  dans  $\Omega_e - \Omega_i$  et  $\overrightarrow{E} = 0$  dans  $\Omega_i$ .

Pour résoudre l'intégrale

$$\int_{R^3} \text{rot} \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{E}' d\Omega$$

Nous appliquons les mêmes propriétés utilisées précédemment nous aurons alors :

$$\int_{\Gamma} n. (H \wedge \vec{E}) d\Gamma = \int_{R^3} \vec{E} \operatorname{rot} H d\Omega - \int_{R^3} H \operatorname{rot} \vec{E} d\Omega = 0 \quad (II - 47)$$

Donc

$$\int_{R^3} \operatorname{rot} \vec{H} \cdot \vec{E} d\Omega = \int_{R^3} \vec{H} \operatorname{rot} \vec{E} d\Omega = \int_{\Omega_i} \operatorname{rot} \vec{E} \cdot \vec{H} d\Omega + \int_{\Omega_e} \operatorname{rot} \vec{E} \cdot \vec{H} d\Omega \quad (II - 48)$$

Et avec :

$$\int_{\Omega_i} \operatorname{rot} \vec{E} \cdot \vec{H} d\Omega = \int_{\Omega_e} \vec{n} \cdot (\vec{E} \wedge \vec{H}) d\Gamma$$

L'équation (2-43) devient alors :

$$- \int_{\Omega_i} (\sigma + i\omega\mu\varepsilon) \vec{E} \cdot \vec{E} d\Omega - \int_{\Omega_e} \left( \frac{1}{i\omega\mu} \right) \operatorname{rot} \vec{E} \operatorname{rot} \vec{E} d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E} (n \wedge H) \cdot \vec{E} d\Gamma = 0 \quad (II - 49)$$

Multiplions par  $(-i\omega\mu)$ , la formulation en  $\vec{E}$  s'écrit sous la forme faible correspondante :

$$\int_{\Omega_i} \operatorname{rot} \vec{E} \operatorname{rot} \vec{E} \cdot \vec{E} d\Omega + \int_{\Omega_e} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E} \cdot \vec{E} d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E} (n \wedge \operatorname{rot} \vec{E}) d\Gamma = 0 \quad (II - 50)$$

### II.3 Interprétation physique de la formulation [II-17]

Le problème posé, est de chercher le champ électrique  $\vec{E}$  dans  $\Omega$ , tel que  $\forall \vec{E}$  défini dans le même espace que  $\vec{E}$ , nous avons :

$$\int_{\Omega_i} \operatorname{rot} \vec{E} \operatorname{rot} \vec{E} \cdot \vec{E} d\Omega + \int_{\Omega_e} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E} \cdot \vec{E} d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E} (n \wedge \operatorname{rot} \vec{E}) d\Gamma = 0 \quad (II - 51)$$

Alors,  $\vec{E}$  peut s'identifier à  $\vec{E}$  ce qui donne :

$$\int_{\Omega_i} (\operatorname{rot} \vec{E}^2) d\Omega + \int_{\Omega_e} (n \wedge \operatorname{rot} \vec{E}) \cdot \vec{E} d\Gamma + (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \int_{\Gamma} \vec{E}^2 \Omega = 0 \quad (II - 52)$$

Energie magnétique ( $Wm$ )

Vecteur de Poynting ( $S$ )

Energie électrique

Pour l'intégration de (II-49) correspond au bilan de puissance dans  $\Omega$  incluant les puissances

emmagasinées sous forme électrique et magnétique, la puissance dissipée ainsi que le flux du vecteur de *Poynting* à travers  $\Gamma$ .

#### II.4 Formulation variationnelle dans les différents milieux [II-18]

Nous avons formulé notre problème en champ électrique total, ce dernier peut se décomposer dans  $R^3$  comme suit :

$$\vec{E} = \vec{E}r + \vec{E}s \quad (II - 53)$$

Où  $\vec{E}s$  est le champ électrique de la source et  $\vec{E}r$  le champ électrique de la réaction, cela nous permet de faire apparaître la source électromagnétique dans la formulation. [II-18]

Alors l'équation (II-50), réécrite ici comme :

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \text{rot} \vec{E}r . \text{rot} \vec{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E}r \vec{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E}' (n \wedge \text{rot} \vec{E}r) d\Gamma = \\ & - \int_{\Omega} \text{rot} \vec{E}s . \text{rot} \vec{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E}s \vec{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E}' (n \wedge \text{rot} \vec{E}s) d\Gamma \end{aligned} \quad (II - 54)$$

Nous désignons par  $a(\vec{E}r, \vec{E}s)$  par la forme suivante :

$$a(\vec{E}r, \vec{E}s) = \int_{\Omega} \text{rot} \vec{E}r . \text{rot} \vec{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E}r \vec{E}' d\Omega \quad (II - 55)$$

Et par  $R(\vec{E}r, \vec{E}')$  l'opérateur intégro-différentiel suivant :

$$R(\vec{E}r, \vec{E}') = \int_{\Gamma} \vec{E}' . (n \wedge \text{rot} \vec{E}r) d\Gamma \quad (II - 56)$$

Et par le terme  $S(\vec{E}s, \vec{E}')$  le terme lié à la source

$$\begin{aligned} S(\vec{E}s, \vec{E}') = \\ - \int_{\Omega} \text{rot} \vec{E}s \text{rot} \vec{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E}s \vec{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E}' (n \wedge \text{rot} \vec{E}s) d\Gamma \end{aligned} \quad (II - 57)$$

En tenant compte de ces définitions, La formulation de (II-49) devient alors :

$$a(\vec{E}r, \vec{E}') + R(\vec{E}r, \vec{E}') = S(\vec{E}s, \vec{E}') \quad (II - 58)$$

Nous voulons étudier la propagation d'une onde électromagnétique dans un domaine borné, incluant deux milieux différents. Pour cela, nous établirons la formulation *variationnelle* dans chaque milieu.

Dans le milieu extérieur de la tête humaine

$$\int_{\Omega} \text{rot} \vec{E} r . \text{rot} \vec{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_e\sigma_e - \omega^2\mu_e\varepsilon_e) \vec{E} r . \vec{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E}' (n\Lambda \text{rot} \vec{E} r) d\Gamma =$$

$$- \int_{\Omega} \text{rot} \vec{E} s . \text{rot} \vec{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_e\sigma_e - \omega^2\mu_e\varepsilon_e) \vec{E} s . \vec{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E}' (n\Lambda \text{rot} \vec{E} s) d\Gamma \quad (II - 59)$$

Dans le milieu intérieur (la tête humaine)

$$\int_{\Omega} \text{rot} \vec{E} r . \text{rot} \vec{E} d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_i\sigma_i - \omega^2\mu_i\varepsilon_i) \vec{E} r . \vec{E} d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E} (n\Lambda \text{rot} \vec{E} r) d\Gamma =$$

$$- \int_{\Omega} \text{rot} \vec{E} s . \text{rot} \vec{E} d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_i\sigma_i - \omega^2\mu_i\varepsilon_i) \vec{E} s . \vec{E} d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E} (n\Lambda \text{rot} \vec{E} s) d\Gamma \quad (II - 60)$$

On constate aussi qu'il existe une autre façon d'établir la formulation *variationnelle*, en faisant intervenir la source, ce qui donne :

$$\int_{\Omega} \text{rot} \vec{E} . \text{rot} \vec{E} d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E} . \vec{E} d\Omega + \int_{\Gamma} \vec{E} (n\Lambda \text{rot} \vec{E}) d\Gamma = \int_{\Omega} i\omega J_s \vec{E} d\Omega \quad (II - 61)$$

Cette formule fait apparaître directement la source en termes de courant  $J_s$ .

D'après les deux formulations présentées en champ  $\vec{E}$  et en champ  $\vec{H}$ , nous apercevons les traces des composantes tangentiels des deux champs dans l'intégrale de frontière.

$(\vec{n} \wedge \vec{f}) = ft$ , Elles sont apparues lors de l'intégration du domaine extérieur  $\Omega_e$ .

Afin de poser le problème, il faut étudier tout d'abord, le comportement des deux champs électrique et magnétique dans  $\Omega_e$ , en représentant ces intégrales.

Le terme qui nous permet de tenir compte du milieu extérieur dans la formulation précédente, est le terme du bord  $\Gamma$ , qui est en fonction du champ des vecteurs  $\text{rot} \vec{E} r$ . Pour résoudre le calcul du terme de bord, nous utilisons la méthode d'intégrale de frontière (MIF). Les champs vont être calculés en introduisant la fonction de Green, associée à l'équation de Helmholtz.

Dans cette partie, nous assumons que  $\vec{E}e$  et  $\vec{H}e$  désignent respectivement, le champ électrique

et magnétique dans  $\Omega_e$ .

### II.5 Expression du champ électrique à l'extérieur. [II-18]

Les équations de Maxwell peuvent être réécrites en dehors du domaine intérieur (tête humaine)  $\Omega$ , comme suit:

$$\text{rot } \vec{E} = -ie\omega\mu_e\vec{H} \quad (II - 62)$$

$$\text{rot}\vec{H} = J_e + is\omega\varepsilon_e\vec{E} \quad (II - 63)$$

$$\text{div}\vec{E} = 0 \quad (II - 64)$$

L'application de l'opérateur rotationnel à (II-62), nous conduit à l'équation de Helmholtz, sous la forme. [II-19]

$$\Delta U + k^2 U = F \quad (II - 65)$$

Nous avons donc :

$$\Delta \vec{E} e + k^2 \vec{E} e = \frac{1}{-i\omega\varepsilon_e(k^2 + \overrightarrow{\text{grad}} \text{div})J_s} \quad \text{avec} \quad k^2 = \omega^2\mu_e\varepsilon_e \quad (II - 66)$$

Maintenant, nous introduisons la fonction de Green dans les équations (II-.25),(II-26) :

$$G(x, y) = \frac{1}{4\pi||x - y||} \quad (II - 67)$$

$||x - y|| = r$  : désigne la distance entre le point où l'on calcule le champ (observateur) et le point sur la surface où la source est définie.

L'expression de la fonction de Green dans le cas où le milieu est homogène et tridimensionnel, s'écrit comme :

$$\Delta G(x, y) + k^2 G(x, y) = -\delta(x, y) \quad (II - 68)$$

Et la condition du rayonnement à l'infini s'exprime par

$$\lim_{x \rightarrow \infty} x \left( \frac{\partial G(x, y)}{\partial t} - ik G(x, y) \right) = 0 \quad (II - 69)$$

#### Remarque :

Le terme  $\delta(x, y)$  représente la fonction de *Dirac*, définie uniquement sur la source (hors de la source, il est nul).[II-20]

D'après l'équation (II -65), nous avons

$$\Delta \vec{E}(x) + k^2 \vec{E} e(x) = -S(x) \quad (II - 70)$$

$$S(x) = - \frac{1}{\omega\varepsilon_e(k^2 + \overrightarrow{\text{grad}} \text{div})J(x)} \quad (II - 71)$$

L'application de la fonction de Green dans l'équation (II-72), permet d'écrire [II-21] :

$$\vec{E}e(x) = \int_{\Omega_e} G(x, y) S(y) dy \quad (II - 72)$$

En remplaçant l'expression  $S(y)$ , la formulation intégrale en champ électrique dans  $\Omega_e$  s'écrit donc :

$$\vec{E}e(x) = -\frac{1}{\omega \epsilon_e} \int_{\Omega_e} (k^2 + \overrightarrow{grad}y div) \vec{K}(y) G(x, y) d\Omega \quad (II - 73)$$

Dans cette représentation intégrale, nous avons introduit une fonction inconnue intermédiaire que nous notons  $K$ . Celle-ci est une distribution dont le support est la surface  $\Gamma$ .

$\vec{K}$  Est un champ de vecteurs fictifs, représentant les courants électriques équivalents surfaciques.

$$(K(y) \equiv J(y))$$

Pour satisfaire la condition (II -64), il faut que la densité de courant fictif soit à divergence nulle sur  $\Gamma$ :

$$divk = 0 \quad (II - 74)$$

Finalement, l'expression du champ électrique dans  $\Omega_e$  peut être écrite comme :

$$\vec{E}e(x) = \frac{-i}{\omega \epsilon_e} (\omega^2 \mu_e \epsilon_e + \overrightarrow{grad}y div) \int_{\Gamma} K(y) G(x, y) d\Gamma y \quad (II - 75)$$

## II.6 Couplage du problème intérieur avec le problème extérieur [II-22]

Nous rappelons l'expression du terme du bord intervenant dans (II-50), la formulation *variationnelle*:

$$R(\vec{E}_r^e, \vec{E}) = \int_{\Gamma} \vec{E} \cdot (\vec{n} \wedge rot \vec{E}_r^e) d\Gamma \quad (II - 76)$$

Cette intégrale, est exprimée, en utilisant l'opérateur  $S$  de *Poincaré - Steklov* [II-23]

$$\int_{\Gamma} \vec{n} \wedge rot \vec{E}_r^e \cdot \vec{E} d\Gamma = \int_{\Gamma} S \cdot \vec{n} \wedge \vec{E}_r^e d\Gamma \quad (II - 77)$$

Dans notre cas,  $S$  est une matrice réelle dite « impédance ».

### Remarque

Comme les champs  $\vec{n} \wedge \vec{E}^e$  et  $\vec{n} \wedge \text{rot} \vec{E}^e$  sont continus, la relation (II-74) est valable.

### II.6.1 L'évaluation de l'intégrale $\vec{n} \wedge \vec{E}_r^e$ [II-22]

Pour le champ du milieu intérieur, permet de raccorder les deux milieux.  $\Omega_e$  et  $\Omega_i$ . Il faut donc calculer la matrice associée à l'opérateur  $S$ . Pour cela, il suffit d'avoir une représentation intégrale du champ électrique dans le milieu extérieur, par des courants fictifs équivalents  $k$  localisés sur  $\Gamma$ .

$$\vec{n} \wedge \vec{E}_r^e(x) = -i\omega\mu_e \vec{n} \wedge \int_{\Gamma} k(y) G(x, y) d\Gamma + \frac{n}{i\omega\epsilon_e} \int_{\Gamma} \overrightarrow{\text{grad}} y \text{div} k(y) G(x, y) d\Gamma dy \quad (\text{II} - 78)$$

Et comme : 
$$\text{div} \vec{E}_r^e = 0 \text{ et } \text{rot} \vec{E}_r^e = -\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

Nous avons donc

$$\vec{n} \wedge \vec{E}_r^e(x) \frac{\mu_e}{4\pi \cdot n} \Lambda \int_{\Gamma} \frac{1}{|x-y|} \cdot \frac{\partial k(y)}{\partial t} \cdot dy d\Gamma \text{ avec } x \in \Omega_e \quad (\text{II} - 79)$$

-Evaluation de l'intégrale  $\vec{n} \wedge \text{rot} \vec{E}_r^e$

En premier lieu, notons que pour un champ vecteur  $\vec{U}$ , nous avons la propriété suivante [II-24]:

$$\lim_{x \rightarrow x_0 \in \Gamma} \vec{n}(x) \wedge \text{rot} \vec{E}_r^e(x) \int_{\Gamma} G(x, y) \vec{U}(y) d\Gamma = \frac{\vec{U}(x_0)}{(2+n)\vec{U}(x_0)} \Lambda \int_{\Gamma} \overrightarrow{\text{grad}} G(x, y) \wedge \vec{U}(y) d\Gamma \quad (\text{II} - 80)$$

L'application de l'opérateur rotationnel dans l'équation (II-72), permet d'obtenir l'expression du champ de vecteurs tangentiels en fonction du courant  $k$  :

$$\lim_{x \rightarrow x_0 \in \Gamma} \vec{n} \wedge \text{rot} \vec{E}_r^e(x) = \frac{-i\omega\mu_e \vec{K}(x_0)}{2+n} \Lambda \int_{\Gamma} \overrightarrow{\text{grad}} y G(x, y) \wedge \vec{K}(y) d\Gamma dy \quad (\text{II} - 81)$$

$$\begin{aligned} \lim_{x \rightarrow x_0 \in \Gamma} \vec{n} \wedge \text{rot} \vec{E}_r^e(x) \\ = \frac{\mu_0}{2} - \frac{\partial k(x_0)}{\partial t} - \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{\Gamma} \frac{1}{|x-y|^3} \vec{n} \wedge \left( (x-y) \wedge \frac{\partial k(y)}{\partial t} \right) d\Gamma dy \end{aligned} \quad (\text{II} - 82)$$

Après la discrétisation des deux formulations (II-81) et (II-84), l'élimination de  $k$ , permet de



déduire la matrice réelle  $S$  définie dans la relation (II-79).

Afin d'exprimer le courant fictif  $k$  en fonction du champ de vecteur tangentiel

$(\vec{n} \wedge \vec{E}_r^e(x))$  Nous allons procéder avec des formulations *variationnelles* sur  $\Gamma$

## II.7 Formulation variationnelle sur la frontière $\Gamma$ [II-25]

Tout d'abord, notons que  $E_i$  est le champ vérifiant la condition suivante :

$$\vec{n} \wedge \vec{E}_i(x) = \vec{E}(x), \text{ sur } \Gamma$$

Avec :  $\vec{E}_i$  est l'inconnu sur  $\Gamma$  venant de l'intérieur.

Le champ de vecteur tangentiel est déjà défini dans la relation (II-74), ce qui permet d'écrire :

$$\vec{n} \wedge \vec{E}_r^e(x) = \vec{n} \wedge \vec{E}_i(x) = \vec{E}(x) = \vec{n} \wedge \int_{\Gamma} \vec{K}(y)G(x,y)d\Gamma_y \quad (II - 83)$$

De plus, cette relation est associée à une forme bilinéaire symétrique :

$$\left( \vec{E}_i, \vec{K} \vec{E} \right) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Gamma\Gamma} \frac{K(y) \cdot K \dot{E}(x)}{|x-y|} dx dy \quad (II - 84)$$

Comme le courant  $k$  est surfacique, ce produit ne fait intervenir que la composante tangentielle de  $\vec{E}_i(x)$ , et par conséquent, nous avons

$$\left( \vec{E}_i, \vec{K} \right) = \left( \vec{E}_0, \vec{K} \vec{E} \right) = \left( \vec{E}_r^e, \vec{K} \vec{E} \right) \quad (II - 85)$$

La forme bilinéaire

$$g(K, K \dot{E}) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Gamma\Gamma} \frac{K(y) \cdot K \dot{E}(x)}{|x-y|} d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (II - 86)$$

En tenant compte de (3-44) et (3-45), le courant est déterminé, en fonction du tracé tangentielle  $E$  du champ électrique, à partir de la formulation *variationnelle* sur  $\Gamma$  :

$$g\left(K(y), K \dot{E}(x)\right) = \left(E_0(x), K'(x)\right) x \in \Gamma \quad (II - 87)$$

Le terme du bord s'exprime finalement en fonction du courant fictif  $K$ , sous la forme cherchée :

$$\int_{\Gamma} \vec{E}^i(\vec{n} \wedge \text{rot} \vec{E}_r^e) d\Gamma = -i\omega\mu_e \int_{\Gamma} \frac{k(x)}{2} \vec{E}^i(x) d\Gamma_x - i\omega\mu_e \int_{\Gamma} (\vec{n} \wedge \overrightarrow{\text{grad}}_y G(x,y) \vec{K}(y) d\Gamma_y) \vec{E}^i(x) d\Gamma_x \quad (II - 88)$$

Notons :

$$T \vec{K}(x) = \vec{n} \wedge \int_{\Gamma} \overrightarrow{\text{grad}}_y G(x,y) \wedge \vec{K}(y) d\Gamma_y \quad (II - 89)$$

Où  $T$  est l'opérateur intégral.

Finalement, nous atteignons notre objectif par la formulation *variationnelle* globale du problème qui est défini dans tout l'espace  $R^3$ .

ce qui donne :

$$A(\vec{E}_r, \vec{E}^i) + R(\vec{E}_r, \vec{E}^i) = S(\vec{E}_s, \vec{E}^i)$$

$$R(\vec{E}_r, \vec{E}^i) = -i\omega\mu_e \left( \int_{\Gamma} \frac{k(x)}{2} \vec{E}^i(x) d\Gamma_x + \int_{\Gamma} T \vec{K}(x) \cdot \vec{E}^i(x) d\Gamma_x \right) \quad (II - 90)$$

### II.8 Modélisation numérique

Le choix de la méthode numérique se base sur notre objectif pour déterminer quelle modélisation est la mieux adaptée afin de calculer les champs induits dans la tête humaine pour une large gamme de fréquences (900MHz – 1900MHz – 2600MHz).

La méthode numérique qui sera utilisée est celle des éléments finis.

#### II.8.1 Méthode des éléments finis: solution usuelle

La méthode des éléments finis (MEF) est la méthode la plus connue et la plus utilisée dans le domaine de la simulation numérique. En électromagnétisme, cette méthode est très employée dans le domaine des basses fréquences. Elle est basée sur la formulation variationnelle des équations de Maxwell dans laquelle les champs sont discrétisés dans tout l'espace. Le principe de la méthode des éléments finis consiste à restreindre la détermination de ce champ à un nombre fini de points du milieu, appelés « nœuds » comme le montre la figure (Fig. I.6) [I.12]

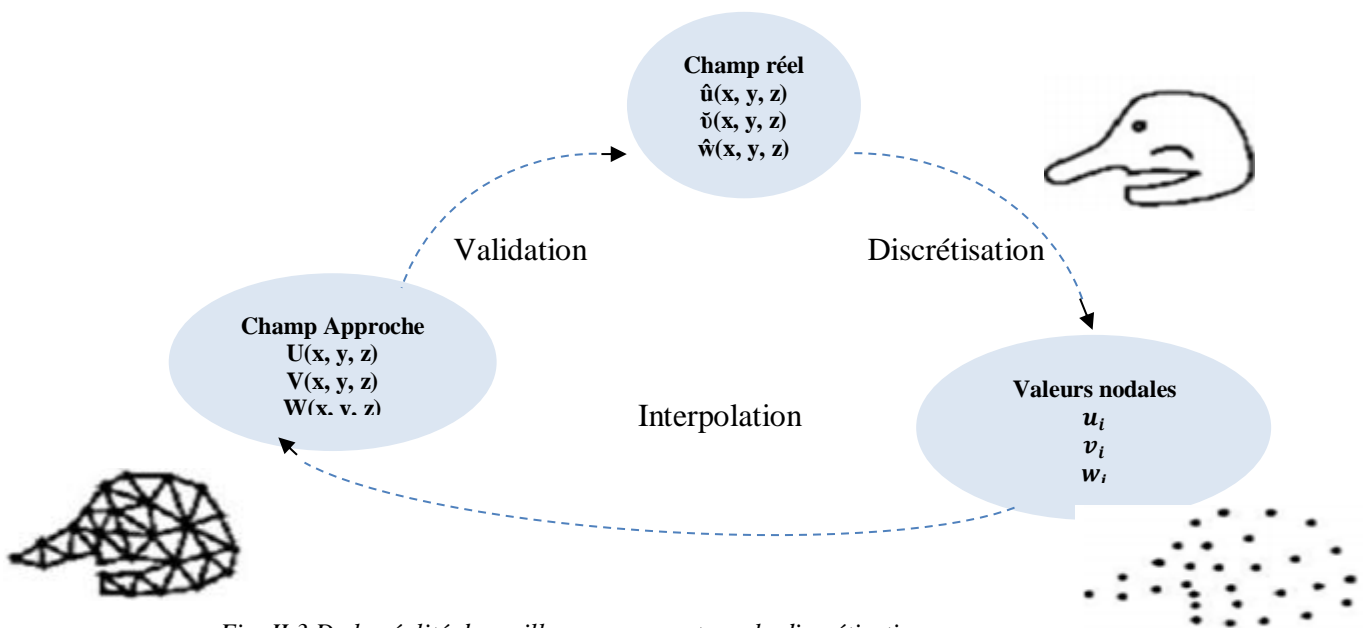


Fig. II.3 De la réalité du maillage en passant par la discrétisation

Éléments linéiques (à une dimension) [II-26] éléments plans (2D), [II-27] ou éléments volumiques (3D) .La résolution du système est ainsi effectuée dans le but de déterminer les

valeurs du champ en ces nœuds, c'est ce qu'on appelle « valeurs nodales ». Pour l'instant, le champ reste inconnu dans le domaine entre les nœuds. La solution consiste naturellement à définir le champ approché (et continu) par interpolation des valeurs nodales. Pour cela, nous utilisons les fonctions de forme pour l'interpolation à l'intérieur de chaque maille joignant un groupe de nœuds. La structure finale est ainsi reconstituée en considérant toutes les mailles du système. Cette méthode était la seule permettant de traiter des problèmes possédant plusieurs millions de degrés de liberté avec une mémoire informatique admissible, elle conduit à des matrices creuses. Du point de vue théorique, en utilisant la méthode des éléments finis MEF dans les problèmes non bornés, le maillage de l'espace environnant devrait s'étendre à l'infini pour une solution exacte. Ceci n'étant pas possible, il est donc nécessaire de borner le domaine. En contrepartie, la génération du maillage d'une géométrie complexe comme le corps humain constitue une difficulté importante, le principe de la méthode des éléments finis est le suivant fig. (II.4):

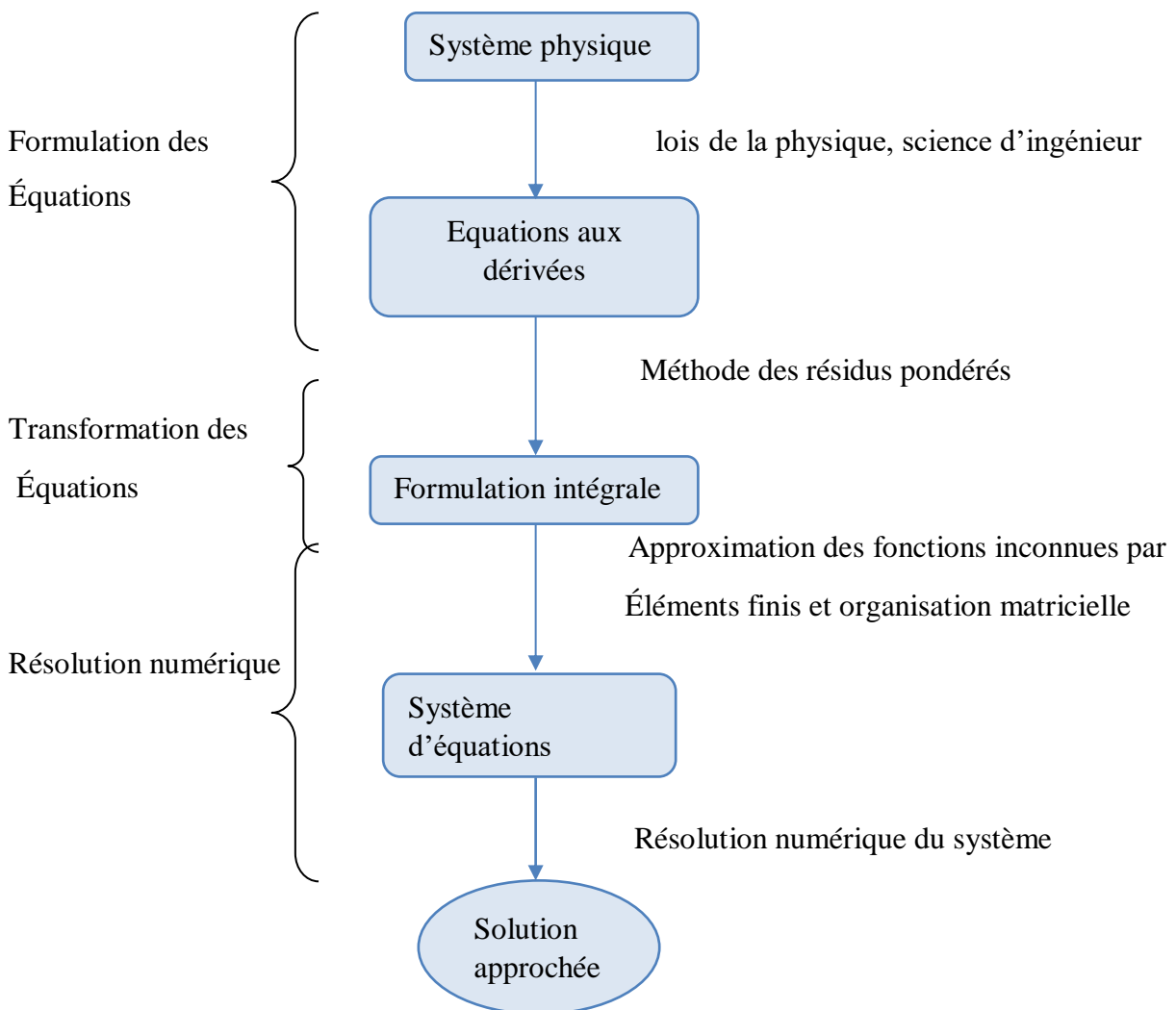


Fig.II.4 Schéma de principe de la méthode des éléments finis [II-28].

## II.9 La discrétisation du modèle Physique [II-29]

Nous rappelons qu'un élément fini est  $(T, \Sigma, P)$  constitué : d'un élément géométrique  $T$  de  $R^n$  ( $n = 1, 2$  ou  $3$ ), d'un ensemble fini  $\Sigma$  de  $n$  degrés de liberté, constitué de formes linéaires sur l'espace des fonctions scalaires ou vectorielles définies sur l'élément géométrique, et d'un sous-espace vectoriel  $P$ , de dimension finie, de l'espace des fonctions scalaires ou vectorielles, qui est une bonne approximation de l'espace des fonctions définies sur l'élément géométrique  $T$ .

Nous introduisons un maillage tétraédrique sur  $\Omega$  noté  $M(\Omega)$ . Nous supposons que l'ensemble des tétraèdres recouvre exactement le domaine  $\Omega$ .

En désignant par  $(Tet)$  l'élément géométrique tétraédrique, et nous définissons le domaine  $\Omega'$  par :

$$\Omega' = \cup Tet \quad \text{Avec } Tet \in M(\Omega)$$

Et  $\Omega'$  est une approximation de  $\Omega$ .

$M(\Gamma)$  : est le tracé de  $M(\Omega)$  sur la surface du domaine  $\Omega'$  un ensemble d'éléments triangulaires (*tri*) que nous définissons par :

$$\Gamma' = \cup tri \quad \text{avec } tri \in M(\Omega)$$

$\Gamma'$  est une approximation de  $\Gamma$ .

Avec les éléments  $\Gamma'$  nous allons chercher une approximation de la solution  $E_r$  du problème variationnelle, Plus précisément, sur chaque tétraèdre nous allons chercher une approximation du premier degré en  $(x, y$  et  $z)$ , et on l'appelle une approximation du type  $P_i$ .

De même, sur chaque triangle de  $\Gamma'$  nous approximons le tracé de la solution  $E_r$ .

### II.9.1 Approximation par élément d'arête

Pour la résolution numérique du problème, le volume d'étude est composé en éléments tétraédriques, et le vecteur champ électrique est écrit en termes de fonctions de base associées aux arêtes de ces éléments [II-28], [II-30] :

$$\vec{E} = \sum_{i=1}^{N_a} \vec{E}_i W_i \quad (II - 91)$$

Où  $N_a$  est le nombre total d'arêtes du maillage,  $W_i$  est la fonction de base associée à l'arête  $i$ ,  $\vec{E}$  correspond aux inconnues des problèmes,  $\vec{E}_i$  est la circulation du champ électrique le long de l'arête  $i$

$$\vec{E}_i = \int_i \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (II - 92)$$

Pour les éléments d'arêtes tétraédriques correspondant à la première forme différentielle de *Whitney*, la fonction de base relative à l'arête *i*, dirigée du nœud *a* au nœud *b*, est donnée par [II-31] :

$$W_i = \lambda_a \nabla \lambda_b - \lambda_b \nabla \lambda_a \quad (II - 93)$$

Où  $\lambda_a, \lambda_b$  sont les coordonnées barycentriques associées aux nœuds *a* et *b*.

Cet élément satisfait la relation suivante :

$$\int W_i \cdot d\vec{l} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = k \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (II - 94)$$

Cette relation traduit le fait que la circulation de  $W_i$  vaut 1 le long de l'arête *i*, de *a* vers *b*, et est nulle sur les autres arêtes, l'utilisation de (II -56) confirme aussi que la circulation du champ électrique donnée par (II-53) le long d'une arête correspond à l'inconnu associé à cette arête.

La fig.II.5 montre un élément tétraédrique avec la représentation de  $W_i$ .

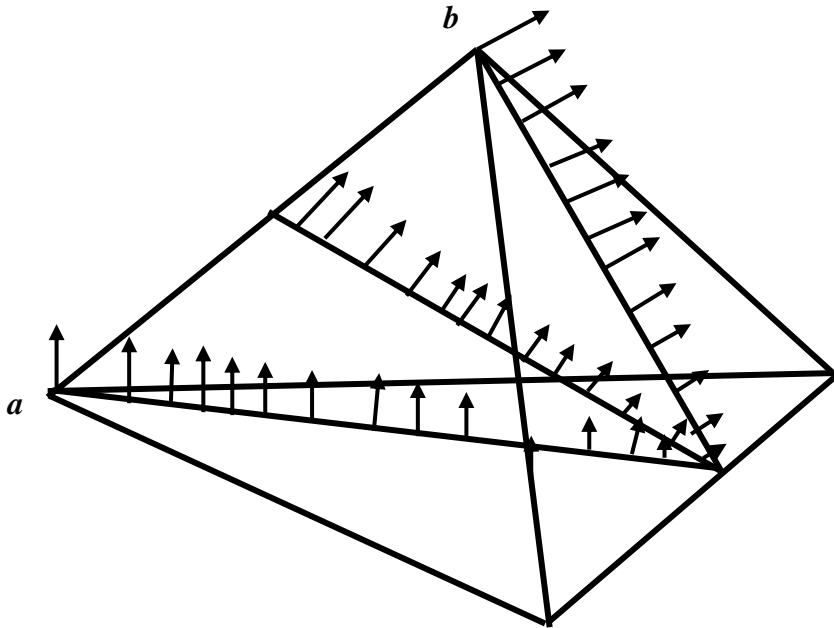


Fig.II.5 Fonction de base associée à l'arête *ab*

En outre, pour chaque élément du maillage, la coordonnée barycentrique vaut :

$$\lambda_0 = 1 \text{ au nœud } (n) \quad n = 1, 4 \text{ (tétraèdre)}, \quad n = 1, 3 \text{ (triangle)}$$

$$\lambda_0 = 0 \text{ autrement}$$

L'utilisation de ce type d'élément, dont le degré de liberté est associé aux éléments d'arêtes génèrent l'espace  $W^1$  de Whitney, qui est un sous-espace de dimension finie de  $(rot\Omega)$ . Ainsi ils n'imposent que la continuité tangentielle des vecteurs du champ ce qui est cohérent avec les caractéristiques physiques de ces vecteurs. Les singularités des champs aux voisinages des coins et des angles sont mieux modélisées car seule la continuité tangentielle est imposée, ce qui autorise les variations abruptes des champs calculés dans ces régions, la prise en compte d'éléments localisés dans la résolution simultanée des équations des champs et des circuits est aisée. En effet, pour une formulation en champ électrique, les inconnus du problème correspondent aux tensions entre les nœuds des arêtes.

### II.10 Discrétisation *variationnelle* du problème

Nous rappelons la formulation *variationnelle* :

$$A(\vec{E}_r, \vec{E}') + R(\vec{E}_r, \vec{E}') = S(\vec{E}_s, \vec{E}')$$

Etant donné que la formulation du problème est obtenue précédemment, nous allons donc procéder à la prochaine étape, qui consiste à la réalisation du maillage, en décomposant le problème *variationnelle*, présenté ci-dessus en éléments d'arêtes dans un espace approché.

#### II.10.1 Discrétisation de la forme $(\mathbf{E}_r, \mathbf{E}')$ [II-32]

L'interpolation du champ électrique  $\vec{E}' \in \vec{E}a(\Omega')$  dans le domaine  $\Omega'$  est donnée par :

$$\vec{E}' = \sum_{i=1}^{Na} \vec{E}_i W_i$$

Alors, pour chaque élément tétraèdre, le champ électrique approché s'écrit :

$$\vec{E}' = \sum_{i=1}^6 \vec{E}_i W_i \quad (II - 95)$$

Le champ électrique  $\vec{E}_i$  est une quantité scalaire, il représente le degré de liberté par arête  $i$ . En tenant compte de cette interpolation, le champ test approché  $\vec{E}'$  s'écrit donc

$$E' = \sum_{i=1}^6 E_i W_i$$

Nous avons :

$$a(E_r, E_s) = \int_{\Omega} rot E_r \cdot Rot E' d\Omega + \int_{\Omega} (i \omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon) E_r E' d\Omega$$

La forme approchée est obtenue, en décomposant  $a(E_r, E')$  en élément d'arête, ce qui donne :

$$a(E_r, E') = \sum_{tet} \sum_{i=1}^6 E_i \int_{\Omega} rot W_i rot W_j d\Omega + (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \sum_{tet} \sum_{i=1}^6 E_i \int_{\Omega} W_i W_j d\Omega \quad (II - 96)$$

La forme donnée par (II-55) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$a(E_r, E') = E\{[T1] + (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon)[T2]\} \quad (II - 97)$$

Où  $E$  est le vecteur inconnu :

$$E = [E_1, E_2, \dots, E_N]^T$$

Avec  $T1$  et  $T2$  sont des matrices indépendantes du temps dont les termes élémentaires sont donnés par :

$$[T1]_{ij} = \int_{\Omega} rot W_i rot W_j d\Omega = 4 \int_{\Omega} (\nabla \lambda_{ai} \lambda_{bi}) (\nabla \lambda_{bj} \lambda_{aj}) d\Omega \quad (II - 98)$$

$$[T2]_{ij} = \int_{\Omega} W_i W_j d\Omega = \int_{\Omega} (\lambda_{ai} \nabla \lambda_{bi} - \lambda_{bi} \nabla \lambda_{ai}) \cdot (\lambda_{aj} \nabla \lambda_{bj} - \lambda_{bj} \nabla \lambda_{aj}) \quad (II - 99)$$

### II.10.2 Construction et calcul du second membre (S) [II-33]

Le terme lié à la source est donné par :

$$S(\vec{E}_s, \vec{E}') = - \int_{\Omega} rot \vec{E}_s rot \vec{E}' d\Omega - \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \vec{E}_s - \int_{\Gamma} \vec{E}' \vec{n} \Lambda rot \vec{E}_s d\Gamma$$

La forme approchée de  $S$  s'écrit :

$$\begin{aligned} S(\vec{E}_s, \vec{E}') &= \sum_{tet} \sum_{i=1}^6 E_{si} \int_{\Omega} rot W_i rot W_j d\Omega \\ &\quad - (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) \sum_{tet} \sum_{i=1}^6 E_{si} \int_{\Omega} W_i W_j d\Omega + \sum_{tet} \sum_{i=1}^3 E_{si} \int_{\Gamma} (n \Lambda rot W_i) W_j d\Gamma \end{aligned} \quad (II - 100)$$

Les matrices élémentaires sont définies par



$$[S_1]_{ij} = \int_{\Omega} \text{rot}W_i \text{rot}W_j d\Omega = 4 \int_{\Omega} (\nabla\lambda_{ai} \nabla\lambda_{bi}) (\lambda_{aj} \nabla\lambda_{bj}) d\Omega$$

$$[S_2]_{ij} = \int_{\Omega} W_i W_j d\Omega = \int_{\Omega} (\lambda_{ai} \nabla\lambda_{bi} - \lambda_{bi} \nabla\lambda_{ai}) (\lambda_{aj} \nabla\lambda_{bj} - \lambda_{bj} \nabla\lambda_{aj}) d\Omega$$

$$[F]_{ij} = \int_{\Gamma} (n \Lambda \text{rot}W_i) W_j d\Gamma = 2 \int_{\Gamma} [n \Lambda (\nabla\lambda_{ai} \nabla\lambda_{bi})] (\lambda_{aj} \nabla\lambda_{bj} - \lambda_{bj} \nabla\lambda_{aj}) d\Gamma$$

Donc le second membre  $S$  est donné comme suit

$$S(E_s, E') = E_s \{ [S_1] - (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon)[S_2] + [F] \} \quad (II - 101)$$

Où  $(E_s, H_s)$  sont les données de notre problème.

En outre nous pouvons faire intervenir le champ source  $\vec{H}_s$  dans le second membre.

En remplaçant le rotationnel de  $\vec{E}_s$ , on obtient :

$$\text{rot } \vec{E}_s = -i\omega\mu \vec{H}_s \quad .$$

### II.10.3 Discrétisation du terme au bord

Le calcul dans le domaine extérieur est effectué dans le chapitre précédent ; nous rappelons que le terme de bord est obtenu, en introduisant les courants fictifs surfaciques  $K$  comme inconnue, développés sur la frontière  $\Gamma$ . Pour chaque triangle de  $\Gamma$ , les fonctions de base de l'espace approché  $E_{\alpha 2}(\Gamma)$ , associées à l'arête  $i(a, b)$  reliant les sommets  $a$  et  $b$ , sont données par :

$$W_i W_i = (\lambda_{\Gamma_a} \nabla \lambda_{\Gamma_b} - \lambda_{\Gamma_b} \nabla \lambda_{\Gamma_a}) \quad (II - 102)$$

L'interpolation du champ électrique sur chaque triangle s'écrit [II-33],[II-34],[II-35]:

$$\vec{E} = \sum_{i=1}^3 E_i W_i \quad (II - 103)$$

### II.10.4 Décomposition dans l'espace $E_{\alpha 1}(\Gamma)$

En premier lieu, nous allons chercher les courants fictifs approchés  $K$  dans  $E_{\alpha 1}(\Gamma)$

La fonction d'interpolation de  $K$  doit obéir la divergence nulle sur  $\Gamma$  :

$$\text{div}_{\Gamma} K \sim = 0 \quad (II - 104)$$

En effet, nous introduisons un sous espace  $V$  de l'espace approché de (II-103).

$E_{\alpha 1}(\Gamma)$ , défini les courant  $K \in V$  sur un ensemble de vecteurs  $(W_i)$ , tel que :

$$W_i = \sum n t_i \nabla \lambda_i t_i \in \Gamma \quad (II - 105)$$

$t_i$  : L'ensemble des triangles ayant  $i$  pour un sommet.

$n_{ti}$  : Le vecteur normal au triangle  $t_i$ .

En général, l'interpolation des courants surfaciques  $K$  s'écrit comme :

$$K = \sum_i^{Ne} P_i W_i \quad (II - 106)$$

Où :

$Ne$  : Le nombre de nœuds de  $\Gamma$ , et  $P_i$  est la densité que prend  $K$  au sommet  $i$ .

De plus, au passage de l'arête  $\{a, b\}$  entre deux triangles  $t_i$  et  $t'_i$ , la composante tangentielle de  $\nabla\lambda$  est discontinue.

Alors on a conclu que ;

$nt_i$  et  $\nabla\lambda_i$  sont également continues sur toute  $\Gamma$  [II-36].

Il est intéressant de montrer que cette décomposition est unique, et le vecteur  $\vec{0}$  ne peut être décrit que par les densités :

$$P_i = 0.$$

Nous avons alors [II-37], [II-38] :

$$\sum_i^{Ne} P_i W_i = 0 \quad (II - 107)$$

En développant l'équation (II-103) sur chaque triangle.

On obtient :

$$n \times (P_1 \nabla\lambda_1 + P_2 \nabla\lambda_2 + P_3 \nabla\lambda_3) = 0 \quad (II - 108)$$

En tenant compte de

$$\nabla\lambda_1 + \nabla\lambda_2 + \nabla\lambda_3 = 0 \quad (II - 109)$$

Nous obtenons :

$$n \times [(P_1 - P_3) \nabla\lambda_1 + (P_2 - P_3) \nabla\lambda_2] = 0 \quad (II - 110)$$

Et comme les vecteurs  $\nabla\lambda_1$  et  $\nabla\lambda_2$  sont indépendants, alors :

$$P_1 = P_3 = P_2 = P_3 \quad (II - 111)$$

Ce qui implique, que tous les  $P_i$  de  $\Gamma^{\sim}$  sont égaux.

Et si nous fixons la valeur de l'un des  $P_i$  (par exemple  $P_1 = \alpha$ ), le vecteur 0 admettra comme décomposition [II-39]:

$$\sum_i^{Ne} \alpha W_i = 0 \quad (II - 112)$$

Alors, nous constatons qu'entre les  $W_i$ , il existe une relation, telle que :

$$\sum_i^{Ne} W_i = 0 \quad (II - 113)$$

En conclusion, pour que la décomposition d'un vecteur  $K$  soit unique, il suffit de fixer sa valeur en un seul nœud  $n$  de  $\Gamma$ .

Alors :

$$K = \sum_i^{Ne} P_i W_i \text{ sur tout } \Gamma \quad (II - 114)$$

$$\begin{cases} W_i = \sum_i^{Ne} n_{ti} \nabla \lambda_i \\ P_n = 0 \end{cases} \quad (II - 115)$$

#### Remarque

Dans notre travail, nous avons choisi,  $P_n = 0$  dont la mise en œuvre numérique est plus légère et ne demande pas une programmation supplémentaire.

Pour calculer le vecteur  $P = P_i$  nous allons calculer les valeurs de vecteur  $P_i$  que prend le courant  $K$  aux nœuds de  $\Gamma^{\sim}$ , en fonction du tracé tangentielle  $E$  du champ de réaction, donc nous rappelons la formulation sur  $\Gamma$ .

On obtient :

$$g[K(y), K'(x)] = [E_0(x), K'(x)] \quad x \in \Gamma \quad (II - 116)$$

$$g(K, K') = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Gamma} \iint_{\Gamma} \frac{K(y) K'(x)}{|x-y|} d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (II - 117)$$

Tout d'abord, nous écrivons la formulation intégrale sous la forme approchée, où la fonction test  $K = W_i \in V$  et  $W_i$  est la fonction de base associée à l'arête  $i$  :

$$(E_0, K') = \frac{1}{4\pi} P_i \sum_{tj}^N \sum_{ti}^{tr} \sum_i^3 \iint_{\Gamma} \iint_{\Gamma} \frac{W_i(y) W_j(x)}{|x-y|} d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (II - 118)$$

La forme matricielle de (II-68) est donnée par :

$$(Q_1)_{ji} = (Q_1)_{ji} = \iint_{\Gamma} \frac{W_i(y)W_j(x)}{|x-y|} d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (II - 119)$$

Et comme les fonctions  $(w_i)$  sont constantes par triangle, nous pouvons écrire :

$$(Q_1)_{ji} = (w_i(y)w_j(x)) Q_{tjti} \quad (II - 120)$$

Avec  $Q_{tjti}$  coefficient de la matrice  $Q$  tel que :

$$Q_{tjti} = \iint_{\Gamma} \frac{1}{|x-y|} d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (II - 121)$$

En écrivant l'élément de la matrice suivante :

$$(B)_i = \int_{\Gamma} W_j(x)W_i(y)d\Gamma_x \quad (II - 122)$$

$$\sum_i (B)_i E_i = \frac{1}{4\pi} \sum_i (Q_1)_{ji} P_i (Q_1)_{ji} P_i \quad (II - 123)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$\begin{aligned} E &= \{E_i\} \\ P &= \{P_i\} \end{aligned} \quad (II - 124)$$

Finalement, le système matriciel s'écrit comme :

$$[B]E = [Q_1]P \quad (II - 125)$$

### II.10.5 Décomposition du terme de bord

Le calcul du terme de bord est établi dans l'expression (II-49) :

$$R(\vec{E}_r, \vec{E}') = -i\omega\mu_e \left( \int_{\Gamma} \frac{k(x)}{2} \vec{E}'(x) d\Gamma_x + \int_{\Gamma} T \vec{K}(x) \cdot \vec{E}'(x) d\Gamma_x \right)$$

Où

$$T \vec{K}(x) = \vec{n} \wedge \int_{\Gamma} \overrightarrow{grad}_y G(x, y) \wedge \vec{K}(y) d\Gamma_y$$

La discrétisation de  $R(\vec{E}_r, \vec{E}')$ , fait intervenir un champ test, tel que :

$$\vec{E}'(x) = W_j(x)W_j(x) \quad (II - 126)$$

En utilisant la relation de courant fictif  $\vec{K} \sim$  donnée par (II-85), le terme  $T \vec{K}(x)$  est approché par :

$$\begin{aligned}
& [T K(x)E'(x)] \\
&= \sum_j^{Na} \sum_i^{Ne} \left\{ \iint_{\Gamma\Gamma} \frac{[n \Lambda((x-y)\Lambda W_i(y))]W_j(x)}{|x-y|^3} d\Gamma_x d\Gamma_y \right\} (Q_i^{-1}B)_{ij} E_j \quad (II - 127)
\end{aligned}$$

Le système d'équations donné ci-dessus peut être réécrit sous la forme matricielle suivante :

$$(M)_{ji} = \iint_{\Gamma\Gamma} \frac{\{n \Lambda[(x-y)\Lambda W_i(y)]\}W_j(x)}{|x-y|^3} d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (II - 128)$$

Donc, la relation (II-85) s'écrit :

$$[TK(x), E'(x)] = \sum_j^{Na} \left\{ \sum_i^{Ne} (M)_{ji} (Q_i^{-1}B)_{ij} \right\} E_j \quad (II - 129)$$

On a défini directement le premier terme de  $R$  ( $E_r, E'$ )

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} [T K(x), E'(x)] \\
&= \frac{1}{2} \sum_i^{Ne} P_i \int_{\Gamma} W_j(x) W_i(x) d\Gamma_x \quad (II - 130)
\end{aligned}$$

D'où

$$\frac{1}{2} [TK(x), E'(x)] = \frac{1}{2} \sum_j^{Na} \left\{ \sum_i^{Ne} (\dot{B})_{ji} (Q_i^{-1}B)_{ij} \right\} \quad (II - 131)$$

$B^t$  est la transposée de la matrice  $B$

Finalement, la matrice globale du terme du bord, notée  $R_m$  en variables d'arêtes, s'écrit comme suit :

$$R_m = \sum_i \left[ \frac{1}{2} \dot{B} + M \right]_{ji} (Q_i^{-1}B)_{ij} \quad (II - 132)$$

Ou encore :

$$R_m = \left[ \frac{1}{2} \dot{B} + M \right] Q_i^{-1}B \quad (II - 133)$$

En tenant compte de ces matrices élémentaires (II-57), (II-63) et (II-90), le système matriciel global, noté  $MAT$  s'écrit donc :

$$MAT = E\{[T_1] + (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon)[T_2] + R_m\} = S$$

Après l'imposition des conditions aux limites appropriées, les résultats sont obtenus en résolvant pour une fréquence d'excitation donnée, une équation matricielle du type :

$$[A] x = b$$

Où  $[A]$  est une matrice

## **II.11 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté une approche théorique pour modéliser le couplage entre une source électromagnétique et la tête humaine simulée par une sphère. Nous avons utilisé les équations de Maxwell d'une manière variationnelle, en considérant le champ électrique comme une inconnue. La méthode des éléments finis a été utilisée pour discrétiser les équations afin d'obtenir une solution numérique. Cette solution nous permet de prédire le comportement du champ électromagnétique à travers notre structure et de calculer le débit d'absorption spécifique en chaque point situé dans notre modèle. Cette approche peut être étendue à d'autres structures dans le domaine de l'électromagnétisme, permettant ainsi une analyse précise et fiable des phénomènes du champ électromagnétique.

**Bibliographie du chapitre II**

- [II-1] Electromagnetic Fields and Waves Relié by Paul Lorrain, Dale R. Corson.  
Éditeur: W.H.Freeman & Co Ltd; 2e édition (24 août 1970)
- [II-2] Classical Electrodynamics Hardcover by John David Jackson. Publisher :  
Wiley; 3rd edition (August 14, 1998).
- [II-3] M. Djennah, B. Bandelier, «Computation of Electric Charges and Eddy  
Currents with an E- Formulation », IEEE Trans. on Magnetics, vol.33, n°2,march  
1997.
- [II-4] LucaDi Stasio .ZoubirAyadi. Finite Element solution of the fiber/matrix  
interface crack problem: Convergence properties and mode mixity of the Virtual Crack  
Closure Technique. Finite Elements in Analysis and Design. Volume 167, December  
2019.
- [II-5] M. Remaki, « Méthodes numériques pour les équations de Maxwell  
instationnaires en milieu hétérogène », Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale  
des Ponts et Chaussées, décembre1999.
- [II-6] Michel MASSARO. Méthodes numériques pour les plasmas sur architectures  
multicœurs. Thèse de Doctorat.16 décembre 2016. Université de Strasbourg.
- [II-7] Michaud, A. (2020) Electromagnetism according to Maxwell's Initial  
Interpretation. Journal of Modern Physics, 11, 16-80.  
<https://doi.org/10.4236/jmp.2020.111003>.
- [II-8] Electricity and Magnetism 3rd Edition by Edward M. Purcell, David J. Morin.  
Publisher: Cambridge University Press; 3rd edition (January 21, 2013).
- [II-9] Bernard Démoulin. Propagation of Radiofrequency Waves in Space. Territory  
in movement Journal of geography and planning. p. 30-45. 12 / 2012.
- [II-10] Immaculée Hounassé Nasso. Modélisation numérique des perturbations  
électromagnétique en Aéronautique. Mémoire Présenté à L'université du Québec à  
Trois -Rivières10/2017
- [II-11] R. Jolivet et al. Systematic In SAR tropospheric phase delay corrections from  
global meteorological reanalysis data. Geophysical Research Letters. Vol. 38, L17311,  
2011
- [II-12] Ibtissam El Kanfoud. Résolution de problèmes de rayonnement  
électromagnétique appliqués à l'imagerie médicale avec FreeFEM++. Electronique.  
Université Côte d'Azur, thèse de doctorat. Soutenue le : 10 janvier 2019.
- [II-13] Guillaume Vergez and al, "A finite-element toolbox for the stationary Gross-  
Pitaevskii equation with rotation", Université de Rouan, Laboratoire de Mathématique  
Raphaël Salem, CNRS UMR 6085, Avenue de l'Université, BP 12, F-76801 Saint-  
Etienne-duRouvray, France, arXiv: 1602.07071v1 [math.NA] 23 Feb 2016.
- [II-14] Mme OUALI Assia. Modélisation tridimensionnelle des effets d'extrémités dans  
les parties frontales des machines asynchrones par logiciels d'éléments finis 2D et 3D.  
Thèse de doctorat. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed  
Boudiaf. Soutenue le 15 Septembre 2013.
- [II-15] Mohammed Berka. Optimization of lens antennas based on small metamaterial  
resonators.ResearchGate. February 2019.
- [II-16] R.R.Patel D.et all. Stress flow analysis of bio-structures using the finite element  
method and the flow network approach. Finite Elements in Analysis and  
Design.Volume 152, December 2018, Pages 46-54.
- [II-17] Xavier Begaud et all. Complémentarité des méthodes fréquentielle et temporelle  
pour l'analyse d'antennes à géométrie complexe. Conference: 3ème Conférence

- Européenne sur les méthodes numériques en électromagnétisme, NUMELEC'2000 At: Poitiers, France. March 2000.
- [II-18] M. Djennah, « Théorie des champs électromagnétiques », Polycopie, cours de 1<sup>er</sup> année Magister, EMP, 2005- 2006.
- [II-19] \*Lazhar Bouali, Dejennah Mohammed, Tahmi Redouane (Numerical Modeling of the Interface between Source RF and the Human Body), *Physical Science International Journal* 10(3): 1-12, 2016, Article no.PSIJ.24621145 – 150.
- [II-20] \*Bouali Lazhar, Djennah Mohammed, "Numerical Study of Electromagnetic Interaction between a Radio Frequency Sources and the Human Head", *International Journal of Science and Research (IJSR)*, ijsr.net, Volume 5 Issue 1, January 2016, 145 – 150.
- [II-21] Grégoire ALLAIRE. François ALOUGES. Analyse variationnelle des équations aux dérivées partielles. Polycopié du cours MAP 431. École Polytechnique 16 janvier 2015.
- [II-22] Patrick JOLY. Introduction a` l`analyse mathématique de la propagation d`ondes en régime harmonique. Cours de Master 2 Mathématiques et Applications Université Pierre et Marie. Curie Année 2006-2007.
- [II-23] Serge Colombo. La fonction de Dirac et son utilisation en physique mathématique. Annales Des Télécommunications volume 8, pages131.144(1953).
- [II-24] Mehdi Delkhosh, Mohammad Delkhosh2, Mohsen Jamali. Green`s Function and its Applications. *Journal of Basic and Applied Scientific Research. J. Basic. Appl. Sci. Res.*, 2(9)8865-8876, 2012.
- [II-25] Xavier Brunotte, Jean-François Imhoff, Gérard Meunier. Méthode des intégrales de frontières pour les problèmes magnétiques à symétrie axiale et couplage avec la méthode des éléments finis. *Revue de Physique Appliquée*. 1990, 25 (7), pp.613-626.
- [II-26] QUARTERONI. A. VALU. Theory and Application of Steklov-Poincaré Operators for Boundary-Value Problems. *Applied and Industrial Mathematics*, 179-203. 1991.
- [II-27] \*Bouali Lazhar. IEEE *Xplore* Digital Library Browse Conference Publications > 2015 4th International Confer. DOI: 10.1109/INTEE.2015.7416711 Publisher: IEEE.
- [II-28] Vincent Taillandier. Contrôle des conditions aux frontières ouvertes d`un modèle de circulation côtière avec une méthode variationnelle d`assimilation de données: application au Golfe du Lion. *Planète et Univers [physics]*. ENSTA ParisTech, 2004.
- [II-29] X. Brunotte and G. Meunier, "Line element for efficient computation of the magnetic field created by thin iron plates," *IEEE Trans. Magn*, vol. 26, no. 5, pp. 2196-2198, September 1990.
- [II-30] Kalimov, "Application of a hybrid integrodifferential method for analysis of thinmagnetic shields," *IEEE Trans. Magn*, vol. 34, no. 5, pp. 2453-2456, September 1998.
- [II-31] David Ireland et Amin Abbosh, "Modeling Human Head at Microwave Frequencies Using Optimized Debye Models and FDTD Method," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp.1-4, vol. 61, NO. 4, APRIL 2013.
- [II-32] M. Wong, O. Picon, V. Fouad Hanna. Résolution par éléments finis d`arête des équations de Maxwell dans les problèmes de jonctions et cavités micro-ondes. *Journal de Physique III*, EDP Sciences, 1992, 2 (11), pp.2083-2099.



- [II-33] Jean-Paul Brasselet, Bernard Teissier. Whitney forms and relative primitives of sub-analytic differential forms. Asian Journal of Mathematics, International Press, 2011, 15 (2), pp. 273-319.
- [II-34] R. Hiptmair. "Finite elements in computational electromagnetism", Acta Numerica, Vol.11, pp.237-399, 2002.
- [II-35] Vincent Manet. La version « livre » du document) Méthode des éléments finis.2013.
- [II-36] Éric BLAYO. la méthode des éléments finis. M1 Mathématiques Appliquées et Industrielles, Laboratoire Jean Kuntzmann, INRIA. 2010. URL.
- [II-37] Franck BOYER. Analyse numérique des EDP elliptiques. Aix-Marseille universités, M2 Mathématiques et Applications. 2011.
- [II-38] David DUREISSEIX. Méthodes numériques appliquées à la conception par éléments finis. 10 janvier 2009. URL.
- [II-39] \*Bouali Lazhar.The 4<sup>th</sup>International Conference on Electrical Engineering ICCEE 2015 December13<sup>th</sup>-15<sup>th</sup>,2015 Boumerdes , Algeria.
- [II-40] \*Bouali Lazhar. Internationale Conference on Advanced Technologies for Singal and Image Procassing . ATSIP'2016 21-24 March 2016, Monastir-Tunisia.
- [II-41] Bernard FAVRE. « Méthode pour établir la relation entre le bruit émis par les véhicules routiers et l'impact de ce bruit sur les populations exposées ». Thèse de doctorat. Université Claude Bernard Lyon I, 1984 (cf. page 240).

## CHAPITRE III

# Implémentation numérique et analyse des résultats obtenus

III.1 Introduction .....	73
III.2. Exploration de la résolution du problème discret .....	73
III.2.1. Étude des propriétés électriques du modèle de simulation électriques .....	73
III.2.2 Analyse des propriétés géométriques du modèle de simulation .....	74
III.3. Création d'un maillage pour le domaine d'étude .....	76
III.4 Présentation du code de calcul développé .....	78
III.5. Essais numériques .....	79
III.5.1 Résultats obtenus pour le test numérique sans protection (air) .....	79
III.5.1.1 Résultats du test numérique sans protection (Air) pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	80
III.5.1.2 Résultats du test numérique sans protection pour une fréquence de 1900 MHz .....	81
III.5.1.3 Résultats du test numérique sans protection pour une fréquence de 900 MHz .....	82
III.5.1.4 Mesure des champs électrique et magnétique ainsi que du DAS lors d'un essai sans protection.....	83
III.5.1.5 Analyse des résultats observés et interprétations pour un essai sans protection .....	84
III.6 Résultats des tests numériques avec un protecteur en argent .....	87
III.6.1 Résultats du test numérique avec protection en argent pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	87
III.6.2 Résultats du test numérique avec protection en Argent pour une fréquence de 1900 MHz.....	88
III.6.3 Résultats du test numérique avec protection en Argent pour une fréquence de 900 MHz.....	89
III.6.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que le DAS pour un essai avec une protection en Argent .....	90
III.6.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai avec une protection en Argent .....	92
III.7 Résultats numériques obtenus lors d'un essai avec un protecteur en Verre .....	92
III.7.1 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	92
III.7.2 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence de 1900 MHz.....	93
III.6.3 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence de 900 MHz.....	94
III.7.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que du DAS lors d'un essai avec protection en Verre .....	95
III.7.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai avec protection en Verre .....	97
III.8 Résultats numériques obtenus lors d'un essai avec un protecteur en Alliage (métal et non métal) .....	97
III.8.1 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$ .....	97

III.8.2 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence de 1900 MHz.....	98
III.8.3 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence de 900 MHz.....	99
III.8.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que du DAS lors d'un essai avec protection en Alliage (métal et non métal).....	100
III.8.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai en protection d'un alliage (métallique et non métallique).....	101
III.9 Conclusion.....	102
Bibliographie du chapitre III .....	103
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES</b>	
III.10 Conclusion générale.....	106
III.11 Perspectives .....	108
Annexe 1 .....	109
Annexe 2 .....	110

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons notre méthode numérique et le code de calcul développé pour résoudre le système d'équations qui décrit notre modèle physique. Ce dernier simule une tête humaine avec deux milieux distincts : un milieu intérieur représentant le cerveau humain et un milieu extérieur représentant le matériau de protection qui sépare la source *RF* de la tête humaine. L'objectif de notre étude est de calculer les champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  en chaque point de notre modèle ( $\Omega i + \Omega e + \Gamma$ ), ainsi que l'énergie électromagnétique et en particulier le débit d'absorption spécifique (*DAS*). Pour atteindre cet objectif, nous avons couplé une onde radiofréquence incidente avec une structure sphérique qui représente notre modèle de tête humaine, afin de simuler la réponse.

Les résultats obtenus nous permettent de cartographier les champs électrique et magnétique en chaque point de la tête humaine et d'observer l'intensité du champ électrique en fonction de la nature du matériau constituant le milieu extérieur. Nous allons également étudier l'influence des différents matériaux sur le calcul du (*DAS*) en variant le milieu extérieur et présenter les résultats sous forme graphique. Enfin, nous interpréterons les résultats obtenus en les comparant avec d'autres études puis nous conclurons par une analyse et une interprétation des résultats.

### III.2. Exploration de la résolution du problème discret

#### III.2.1. Étude des propriétés électriques du modèle de simulation électriques

Les caractéristiques électriques du modèle à simuler ont été déterminées pour modifier les deux milieux constituant notre modèle physique, à savoir les milieux homogènes, isotropes et dispersifs. Pour sélectionner les valeurs à utiliser dans notre étude numérique, nous nous sommes basés sur les tableaux (III.1), (III.2) et (III.3), qui fournissent les caractéristiques électriques ( $\epsilon_e, \sigma_e, \mu_e$ ) des matériaux utilisés comme protecteurs dans nos tests, ainsi que le tissu biologique qui est le cerveau ( $\epsilon_c, \sigma_c, \mu_c$ ) pour une tête humaine exposée à un champ électromagnétique d'une source RF. Nous avons relevé les caractéristiques électriques des deux milieux de notre modèle pour différentes fréquences de la source *RF* pour nos essais numériques, à savoir :

$J_s = 200 \text{ A/m}^2$  pour le courant de la source RF,  $f_1 = 2600\text{MHz}$  Pour la norme 4G,  
 $f_2 = 1900\text{MHz}$ ,  $f_3 = 900\text{MHz}$  Pour la norme GSM.

Les caractéristiques électriques des matériaux de protection et des tissus biologiques ont été regroupées en fonction des fréquences sélectionnées pour nos essais numériques dans les tableaux (III.4) et (III.5).

Tableau .III.1

Valeurs des conductivités électriques  $\sigma$  et des résistivités  $\rho$  pour quelques matériaux conducteurs et isolants pour une fréquence de 2600MHz. [III.3,III.4,III.5]

Type	Matériau	Conductivité $\sigma(S \cdot m^{-1})$	Résistivité $(\Omega^{-1} \cdot m)$	Permittivité relative $\epsilon_r$
conducteurs	Argent	6,25 $10^7$	16 $10^{-9}$	
	Cuivre	5,9 $10^7$	17 $10^{-9}$	
	Nickel	1,43 $10^7$	70 $10^{-9}$	
	Or	4,55 $10^7$	22 $10^{-9}$	
	Fer	9,62 $10^7$	104 $10^{-9}$	
	Plomb	4,83 $10^7$	207 $10^{-9}$	
Diélectrique	eau pure	$\approx 10 \cdot 10^{-9}$	$\approx 10 \cdot 10^9$	78,50
	verre	$\approx 10 \cdot 10^{-17}$	$\approx 10 \cdot 10^{17}$	5
	polymères	$\approx 10 \cdot 10^{-20}$	$\approx 10 \cdot 10^{20}$	2,4
	air	$\approx 10 \cdot 10^{-15}$ ver $10 \cdot 10^{-9}$	$\approx 10 \cdot 10^9$ ver $10 \cdot 10^{15}$	1,00058986

Tableau.III.2

Caractéristiques électriques de quelques tissus biologiques d'un être humain exposé à une source ELM de fréquences (10Hz – 1GHz) . [III.3,III.4,III.5]

Tissus	10Hz		100kHz		10MHz		1GHz	
	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$
Sang	0,70	5,3 $10^3$	0,7	5,3 $10^3$	1,10	2,8 $10^2$	1,58	61
Vaisseaux sanguins	0,25	$10^7$	0,31	0,015 $10^7$	0,34	1,1 $10^2$	0,73	45
Fluide corporel	1,50	9,9 $10^1$	1,50	9,9 $10^1$	1,5	7,0 $10^1$	1,67	69
Os spongieux	7,6 $10^{-2}$	$10^7$	8,2 $10^{-2}$	0,12 $10^5$	0,12	7,1 $10^1$	0,36	21
Os compact	2,0 $10^{-2}$	5, 104	2,1 $10^{-2}$	2,7 $10^3$	430	3,7 $10^1$	0,16	12
Moelle osseuse	0,98 $10^{-8}$	0,1 $10^7$	2,3 $10^{-3}$	5,6 $10^3$	10, 1	1,9 $10^1$	4,3 $10^{-2}$	54,9
Matière grise cérébrale	2,8 $10^{-2}$	4,1 $10^7$	9,9 $10^{-2}$	0,016 $10^7$	$10^{-2}$	3,2 $10^2$	0,99	52
Matière blanche cérébrale	2,8 $10^{-2}$	2,8 $10^7$	6,3 $10^{-2}$	7 $10^2$	0,29	1,8 $10^2$	0,62	39
Liquide cérébro-spinal	2,00	1,1 $10^2$	2,00	1,1 $10^2$	0,16	1,1 $10^1$	2,46	68

Tableau.III.3

Caractéristiques électriques de quelques tissus biologiques d'un être humain exposé à une source ELM pour les fréquences ( $f=900\text{MHz}$ ,  $f = 1900\text{MHz}$ ) [87,88,89,92] . [III.3,III.4,III.5,III.8]

Tissus	Gravité spécifique $10^3 \text{kg}/\text{m}^3$	900 MHz		1900MHz	
		$\epsilon_r$	$\sigma(S/m)$	$\epsilon_r$	$\sigma(S/m)$
Le muscle	1,04	51,76	1,11	49,41	1,64
la graisse	0,92	9,99	0,17	9,38	0,26
os (crâne)	1,81	17,40	0,25	16,40	0,45
cartilage	1,10	40,69	0,82	38,10	1,28
la peau	1,01	35,40	0,63	37,21	1,25
le nerf	1,04	33,40	0,60	32,05	0,90
Sang	1,06	55,50	1,86	54,20	2,27
glande parotide	1,05	45,25	0,92	43,22	1,29
Œil	1,01	67,90	1,68	67,15	2,14
<b>Cerveau</b>	<b>1,04</b>	<b>45,26</b>	<b>0,92</b>	<b>43,22</b>	<b>1,29</b>

### III.2.2 Analyse des propriétés géométriques du modèle de simulation

Les caractéristiques géométriques du modèle à simuler sont présentées dans la figure III.1.

Le volume ( $\Omega_i + \Omega_e + \Gamma$ ), correspond au volume de la tête humaine, à celui du protecteur et à celui de la source RF, il a été divisé en deux domaines :

-le milieu extérieur, représenté par l'air, est ensuite remplacé par un protecteur composé de

différents matériaux pour effectuer les différents tests.

-le milieu intérieur correspond au cerveau, en négligeant les autres organes de la tête humaine

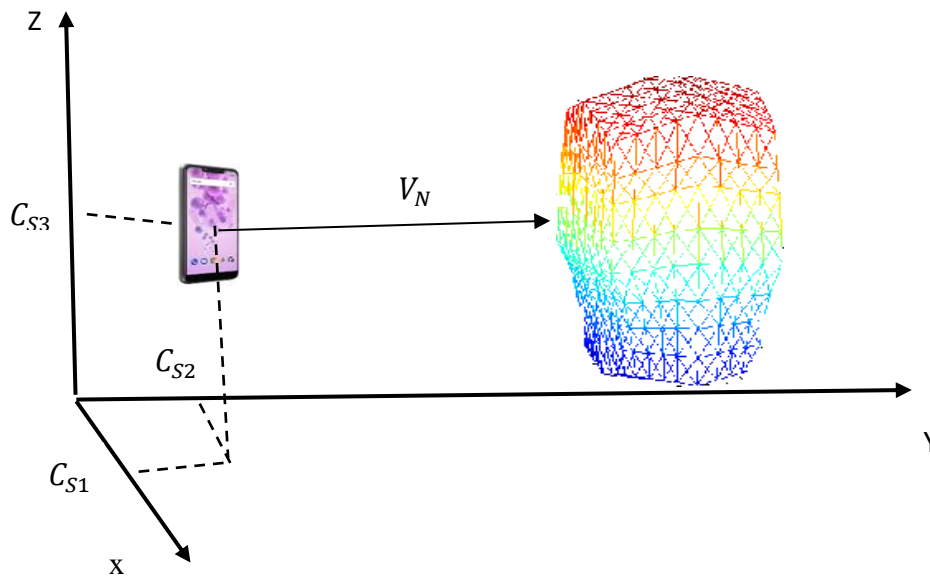


Fig.III.1 les coordonnées de la source du champ RF et le vecteur normal à la tête.

Le modèle de simulation consiste en une tête humaine à exposer à une source électromagnétique de radiofréquence (RF) provenant d'un téléphone portable. Nous avons simulé notre modèle en utilisant :

Une tête d'un adulte de dimensions :

- Largeur  $R = 0.1m$ ,
- Longueur  $L = 0.1 m$ ,
- Hauteur  $H = 0.2 m$ .

Et une tête d'un enfant de dimensions :

- Largeur  $R = 0.1m$ ,
- Longueur  $L = 0.1 m$ ,
- Hauteur  $H = 0.1 m$ .

La source électromagnétique a été modélisée par la forme d'une spire de rayon  $r = 0,04 m$  parcourue par un courant  $J_s = 200 mA$ . Nous avons représenté les coordonnées numériques de notre source RF ainsi que celles du vecteur normal de la source dans la figure III. 1.

Ainsi,

$C_S$  Représente les coordonnées de la position de la source par rapport à tête.

$C_{S1}$  : Selon l'axe  $X$

$C_{S2}$  : Selon l'axe  $Y$

$C_{S3}$  : Selon l'axe  $Z$

$V_N$  Représente les coordonnées du vecteur normal de la source.

$V_{N1}$  : Selon l'axe  $X$

$V_{N2}$  : Selon l'axe  $Y$

$V_{N3}$  : Selon l'axe  $Z$

Ces coordonnées ont été choisies pour que la source  $RF$  soit perpendiculaire à la tête.

### III.3. Création d'un maillage pour le domaine d'étude

Pour obtenir le maillage de la structure, nous avons utilisé le mailleur *CELLULAIRE* 003, qui utilise une méthode de discrétisation tétraédrique.

Nous avons adopté quelques étapes à notre structure pour la discrétiser.

Première étape : nous avons décomposé la structure en plusieurs blocs. Chaque bloc est caractérisé par :

- Un numéro du bloc (élément)
- Une description des sommets (référence du sommet, son abscisse  $x$ , son ordonnée  $y$  et sa cote  $z$ )
- Une description des arêtes, (référence de l'arête, numérotation des sommets de chaque arête)
- Un découpage de l'arête pour avoir le nombre de points à générer
- Une numérotation des facettes et leur nombre. Ceci explique, qu'on a effectué un maillage par bloc, donc la prochaine étape sera l'assemblage de ces blocs par leurs sommets. Les éléments des arêtes permettent la résolution simultanée des équations des champs électrique et magnétique, ces derniers sont généralement décrits en termes de relations et de tensions. Les inconnues du problème électromagnétique correspondent à la différence du potentiel entre les extrémités des arêtes,

Notre mailleur (*CELLULAIRE* 003) (*fig. III. 2, III. 3*) nous a permis d'obtenir :

Le nombre de sommets internes	5961
Le nombre de sommets frontaliers	1454
Le nombre d'arêtes internes	36454
Le nombre d'arêtes frontalières	4356
Le nombre de facettes frontalières	2904
Le nombre de tétraèdres	31944

et de voir le comportement des champs électrique et magnétique à l'intérieur et à l'extérieur de

la tête. Le maillage est représenté par le code de calcul dans la figure III. 4

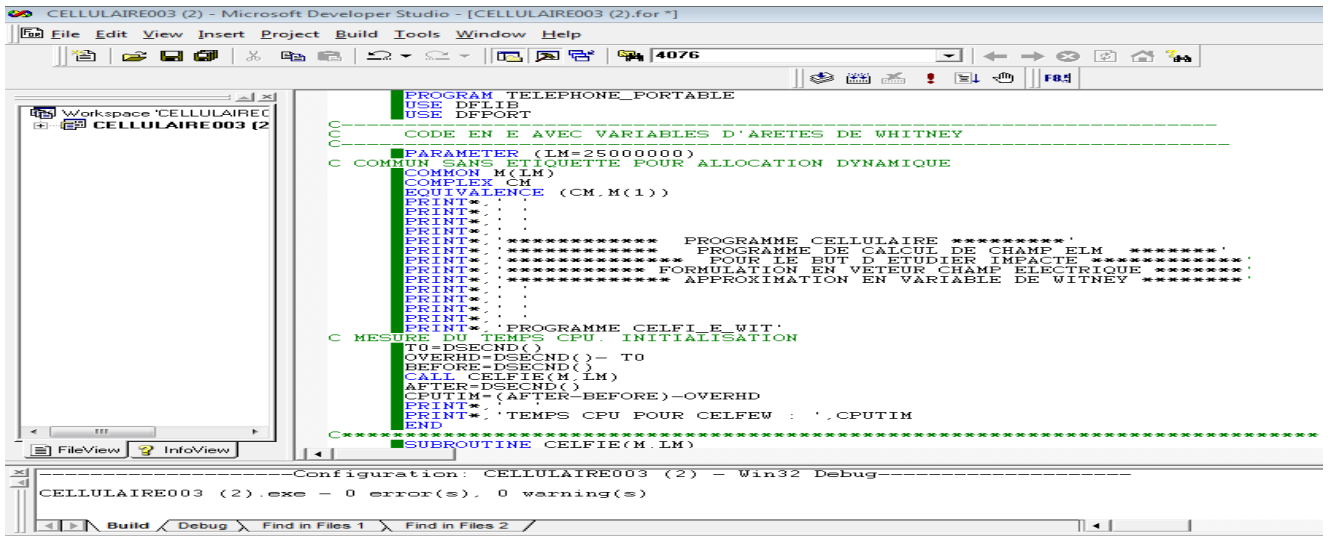


Fig.III.2. Code de calcul (CELLULAIRE 003)

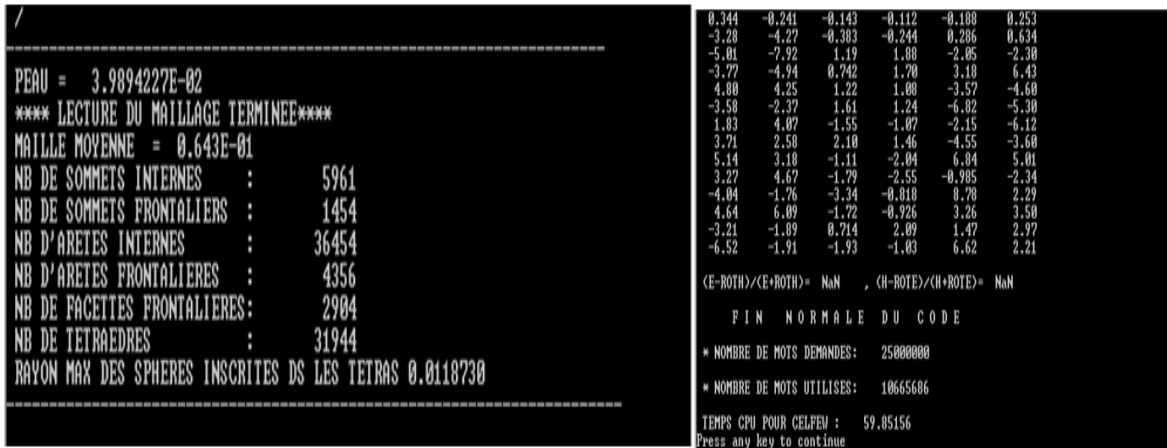


Fig.III.3. Lecture de la structure de maillage du domaine d'étude (tête humaine)

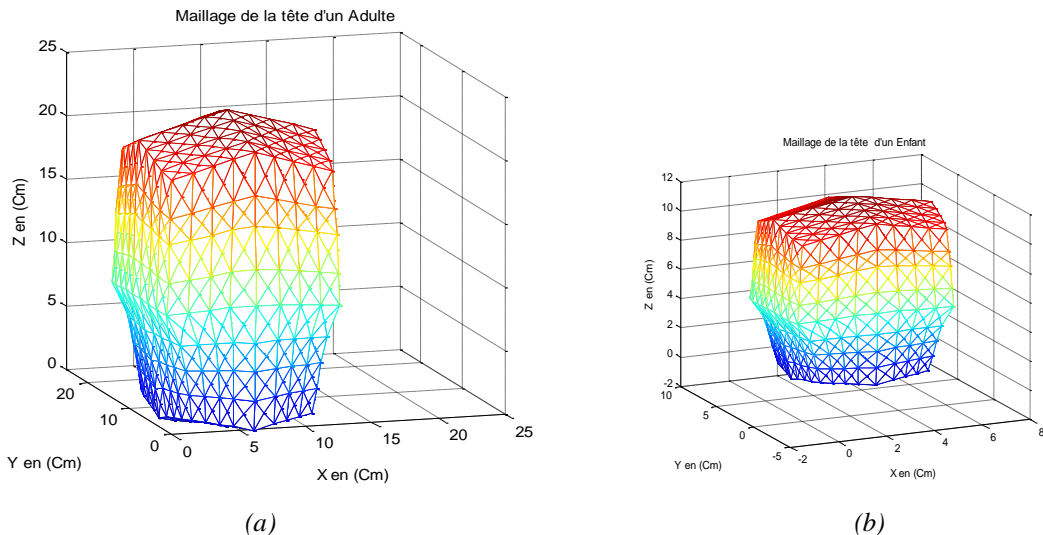


Fig.III.4 (a), (b) : Maillage de deux modèles de tête. (a) Modèle d'une tête adulte, (b) Modèle d'une tête enfant.



### III.4 Présentation du code de calcul développé

Nous présentons ici le code de calcul utilisé pour résoudre les problèmes évoqués auparavant. La résolution des équations matricielles a été effectuée en utilisant la méthode itérative du gradient  $\mathbf{b}_i$  conjuguée avec préconditionnement par la diagonale. L'algorithme de résolution a été implémenté en langage Fortran. La mise à jour des inconnues se fait en résolvant un système linéaire du type :

$$[A] X = B,$$

Où  $[A]$  : est une matrice creuse à coefficients complexes.

Nous avons effectué ce travail à partir de tests numériques de convergence et par l'utilisation de la méthode du gradient  $\mathbf{b}_i$ , le système linéaire sera remplacé par les deux systèmes suivants :

$$(D^{-1/2} \times A) \times (D^{-1/2} \times Y) = (D^{-1/2} \times B) \quad (III - 1)$$

$$(D^{-1/2} \times Y) = X \quad (III - 2)$$

Avec :

$$D = \text{DIAG} (A)$$

Les entrées de ce système sont :

- $N$  : Nombre d'inconnues complexes,
- $MAT$  : Matrice  $N \times N$  complexe, pas forcément symétrique,
- $INDIAG$  : Pointeur des éléments diagonaux,
- $B$  : Second membre,
- $EPS$  : Paramètre de précision.

Les résultats sortants :

$X$  : Vecteur des solutions.

Finalement, on ne stocke que la matrice diagonale :  $D^{-1/2}$

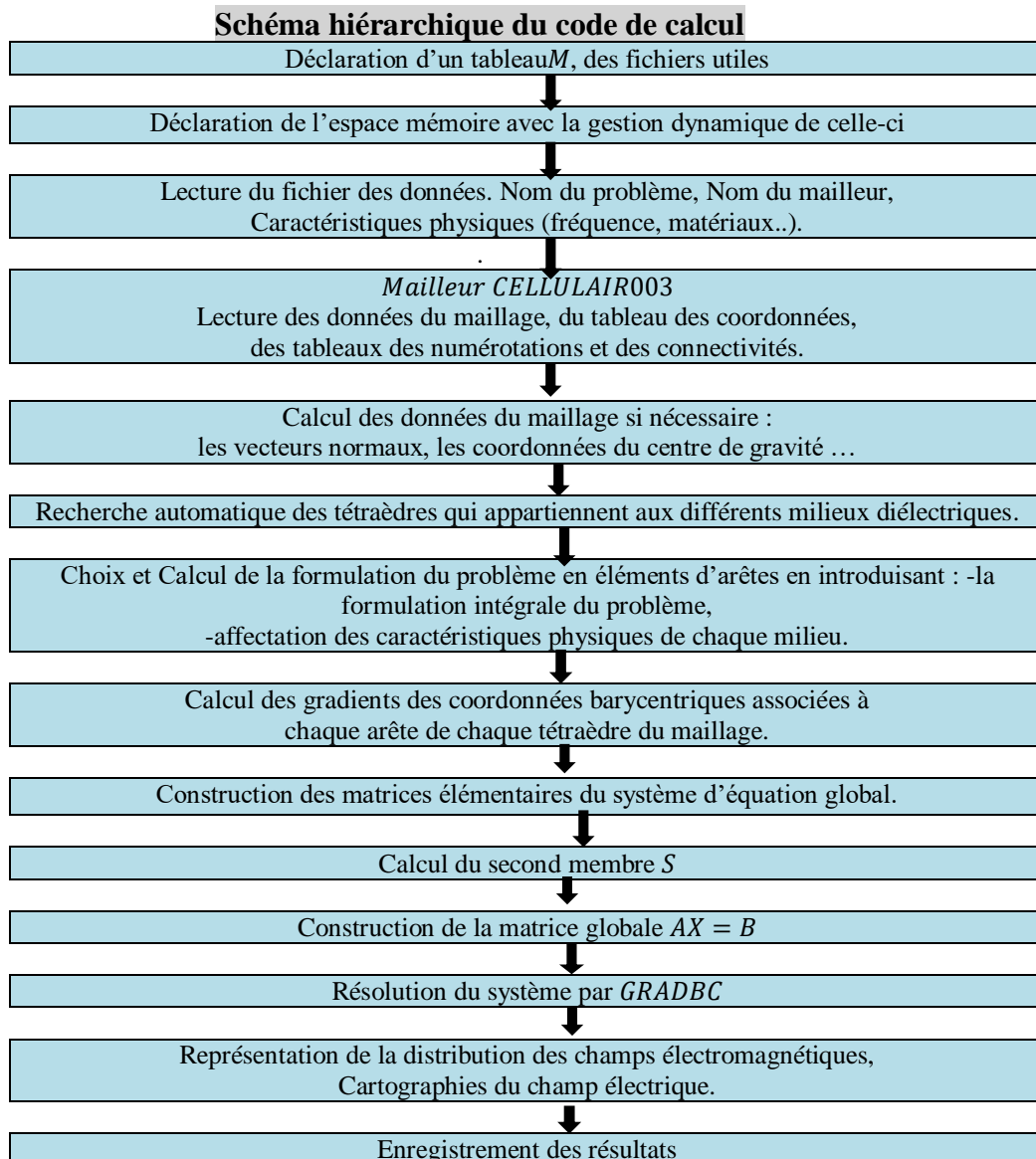


Fig.III.5 présentations de l'organigramme du code de calcul

### III.5. Essais numériques

Dans ce qui suit, nous exposons les résultats de nos essais numériques, qui ont été réalisés grâce à un code de calcul que nous avons élaboré. Notre objectif est d'évaluer les effets des radiofréquences (RF) émises par une source à différentes fréquences sur la tête humaine, pour cela, nous avons mené trois essais différents.

Le premier essai consiste à exposer directement la tête d'un adulte et d'un enfant aux fréquences 2600 MHz, 1900 MHz et 900 MHz, sans aucune protection. Nous avons considéré l'air comme milieu extérieur et le cerveau comme milieu intérieur, chacun caractérisé par ses propriétés électriques indiquées dans les tableaux III.4 et III.5, correspondant à chaque fréquence établie  $(\mu_{air}, \varepsilon_{air}, \sigma_{air}), (\mu_{cer}, \varepsilon_{cer}, \sigma_{cer})$ .

Le deuxième essai a pour objectif d'étudier les effets des différents matériaux utilisés comme en remplaçant l'air par différents matériaux. Nous avons choisi en premier lieu l'argent comme matériau métallique et le verre comme matériau non-métallique, tout en maintenant les mêmes fréquences pour la source.

Dans le troisième essai, nous avons utilisé un alliage composé d'un matériau métallique (l'argent) et d'un matériau non-métallique (le verre).

Pour tous les essais, la tête humaine a été placée à une distance de 0,002 mètre de la source, le courant de la source, noté  $J_s = 200 \text{ A/m}^2$ .

Tableau.III.4  
Caractéristiques électriques des matériaux utilisés comme protecteur.  
Pour différentes fréquences utilisées.[III. ]

Matériaux utilisés pour l'interface (écrans protecteur)	$f = 2600\text{MHz}$			$f = 1900\text{MHz}$			$f = 900\text{MHz}$		
	$\epsilon_{re}$	$\sigma_e \left(\frac{S}{m}\right)$	$\mu_e$	$\epsilon_{re}$	$\sigma_e \left(\frac{S}{m}\right)$	$\mu_e$	$\epsilon_{re}$	$\sigma_e \left(\frac{S}{m}\right)$	$\mu_e$
Argent	38,39	$6,25 \cdot 10^7$	1	45,72	$5,95 \cdot 10^7$	1	$1,2 \cdot 10^2$	$4,38 \cdot 10^7$	1
Cuivre	46,81	$5,9 \cdot 10^7$	1	51,39	$5,63 \cdot 10^7$	1	$4,30 \cdot 10^2$	$3,78 \cdot 10^7$	1
Polymère	2,4	$10^{-19}$	1	4,22	$10^{-20}$	1	7,38	$10^{-22}$	1
verre	5,078	$10^{-16}$	1	8,29	$10^{-17}$	1	14,23	$10^{-19}$	1

Tableau.III.5  
Caractéristiques électriques des milieux du modèle utilisé  
Pour différentes fréquences utilisées[III. ]

Les milieux intérieurs et extérieurs	$f = 2600\text{MHz}$			$f = 1900\text{MHz}$			$f = 900\text{MHz}$		
	$\epsilon_r$	$\sigma \left(\frac{S}{m}\right)$	$\mu$	$\epsilon_r$	$\sigma \left(\frac{S}{m}\right)$	$\mu$	$\epsilon_r$	$\sigma \left(\frac{S}{m}\right)$	$\mu$
Cerveau	41,72	1,575	1	43,22	1,29	1	45,26	0,92	1
Air	1,00059	$10^{-15}$	1	1,0005	$10^{-12}$	1	1	$10^{-9}$	1

### III.5.1 Résultats obtenus pour un test numérique sans protection (air)

Essai numérique : Nous prenons l'air comme milieu extérieur et en appliquant notre code, nous obtenons le comportement des champs électrique et magnétique ainsi que l'intensité résultante du champ électrique à l'intérieur de la tête humaine et le débit d'absorption spécifique (DAS) correspondant.

#### III.5.1.1 Résultats du test numérique sans protection (Air) pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$

Les résultats de ce test sont présentés sous forme de cartographies permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique, qui sont illustrés dans les figures III.6 et III.7. Nous avons observé que les champs électrique et magnétique sont très intenses dans la tête humaine, en particulier chez l'enfant comparativement à celle l'adulte.

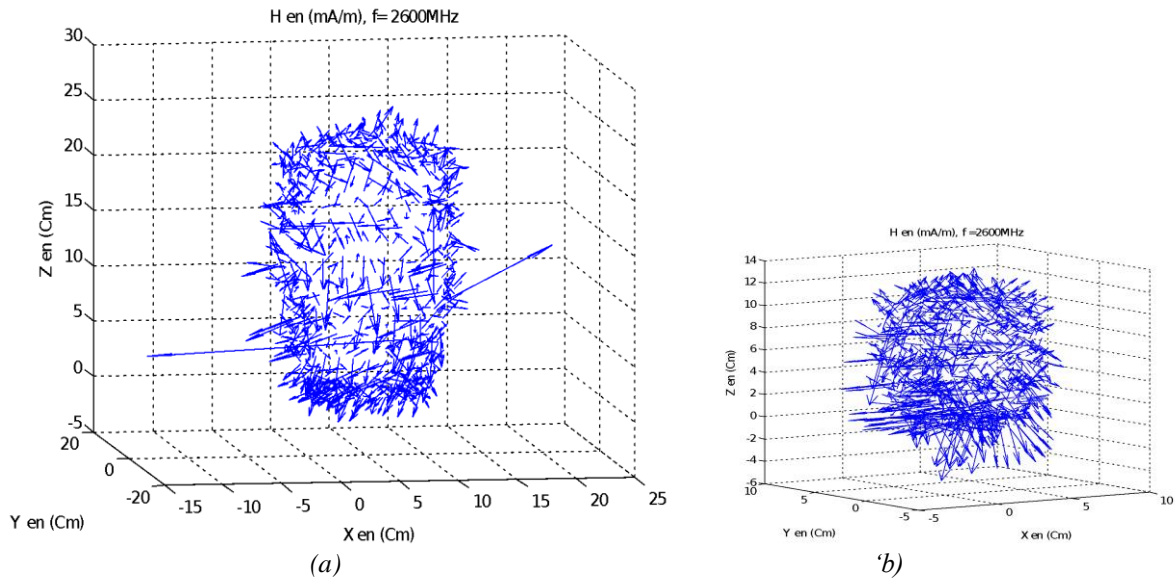


Fig.III.6 (a), (b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine  $f=2600\text{MHz}$ , Sans protection (a) tête d'un adulte, (b) tête d'un Enfant,

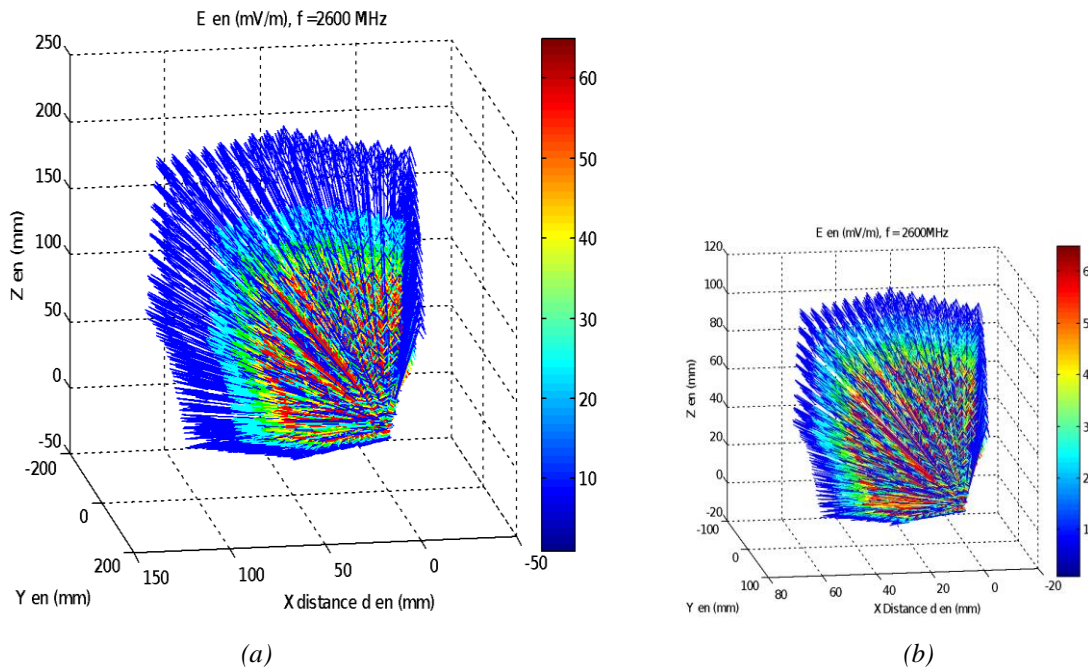


Fig.III.7 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine, Sans protection,  $f=2600\text{MHz}$  (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.5.1.2 Résultats du test numérique sans protection pour une fréquence de 1900 MHz

Les résultats de ce test sont présentés sous forme de cartographies permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique, lesquelles sont illustrés dans les figures III.8 et III.9. Nous avons remarqué que les champs électrique et magnétique sont très intenses dans la tête humaine, en particulier chez l'enfant comparativement à celle de l'adulte. Il convient de noter que les intensités des champs électrique et magnétique ont légèrement diminué par rapport au test effectué à une fréquence de 2600 MHz.

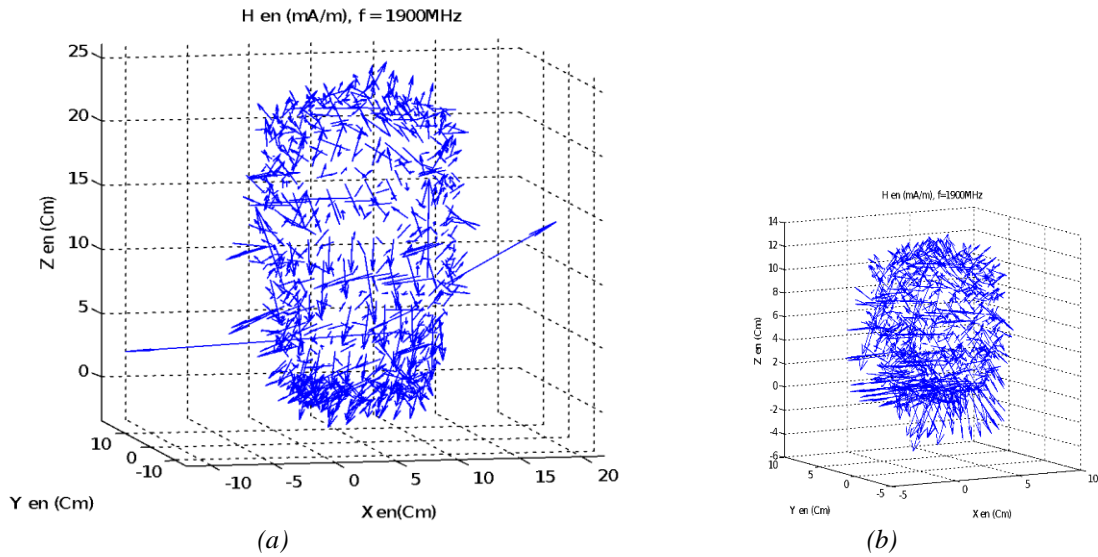


Fig.III.8 (a),(b) Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine  $f=1900\text{MHz}$ , Sans protection (a) tête d'un adulte, (b) tête d'un enfant

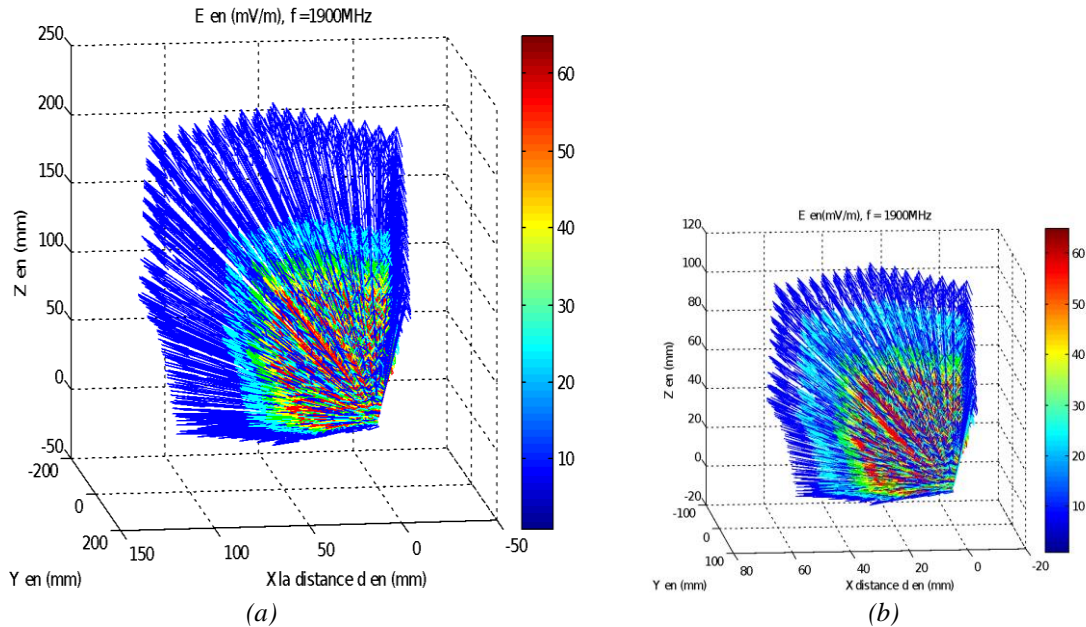


Fig.III.9 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine, Sans protecteur,  $f=1900\text{MHz}$  (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.5.1.3 Résultats du test numérique sans protection pour une fréquence de 900 MHz

Les résultats sont présentés sous forme de cartographies illustrées dans les figures III.10 et III.11, permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Les cartographies montrent que les champs électrique et magnétique sont très intenses dans la tête humaine, en particulier chez l'enfant comparativement à celle de l'adulte. Il est important de noter que les intensités des champs électrique et magnétique ont diminué par rapport aux tests effectués aux fréquences 2600 MHz et 1900 MHz.

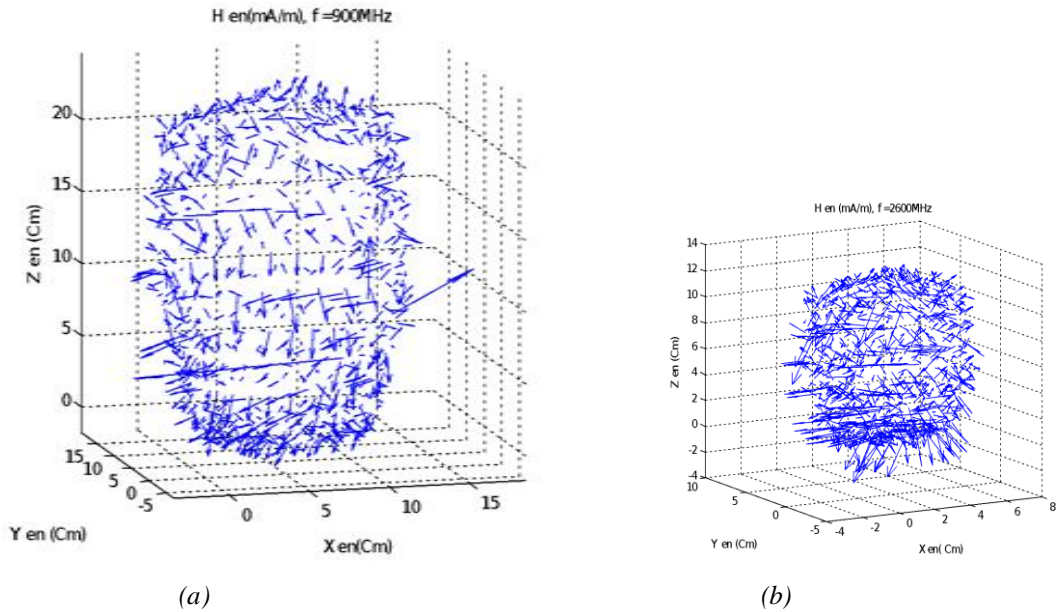


Fig.III.10 (a), (b) Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine  $f=900\text{MHz}$ , Sans protection (a) tête d'un adulte, (b) tête d'un enfant

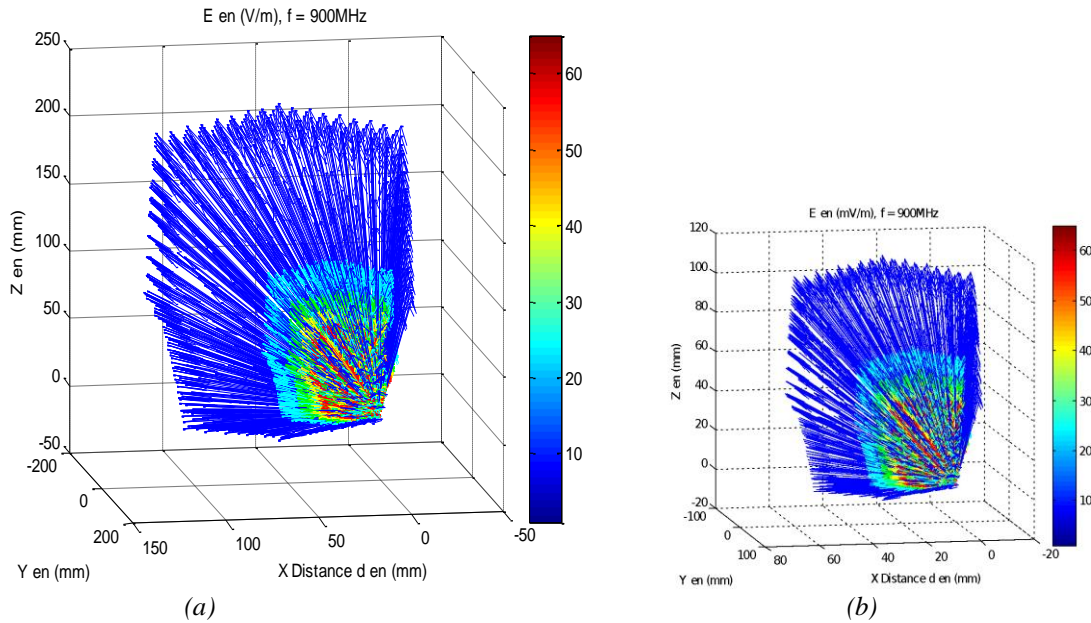


Fig.III.11 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine, Sans protecteur,  $f=900\text{MHz}$  (a)tête d'un adulte, (b) tête d'un enfant

### III.5.1.4 Mesure des champs électrique et magnétique ainsi que du DAS lors d'un essai sans protection

Les valeurs calculées des intensités du champ électrique  $\vec{E}$ , de  $\vec{E}_r$ , champ électrique résultant et du champ magnétique  $\vec{H}$ , ainsi que le calcul du débit d'absorption spécifique (DAS), sont enregistrés dans les tableaux III.6 et III.7.

Les valeurs du champ électrique  $\vec{E}$ , et du champ magnétique  $\vec{H}$ , sont obtenues en différents points de la tête d'un enfant et de celle d'un adulte, en fonction de la distance "d" qui sépare chaque point déterminé du point d'entrée du champ électromagnétique dans la tête.

Le champ électrique résultant  $\vec{E}_r$  et le champ électrique induit  $\vec{E}_B$  sont reliés par la formule présentée dans l'Annexe 1 :

$$\vec{E}_r = \vec{E} + \vec{E}_B$$

Cette formule permet de calculer le champ électrique  $\vec{E}_r$ , tandis que le champ électrique  $\vec{E}$  de notre source RF, il est déterminé par notre code de calcul en fonction de la distance "d" pour les fréquences de la source RF  $f=2600\text{MHz}$ ,  $f=1900\text{MHz}$  et  $f=900\text{MHz}$ .

En utilisant la formule de Faraday-Lenz, nous pouvons calculer le champ électrique induit  $\vec{E}_B$  par le champ magnétique inducteur  $\vec{H}$  de notre source RF.

$$\vec{E}_B(\omega) = -\gamma \vec{H}(\omega) i\omega$$

Où  $\vec{H}$  est le champ magnétique inducteur  $\vec{H}$  de notre source

Avec  $\gamma=42$ , constante gyromagnétique du proton, qui représente une propriété magnétique inhérent aux noyaux d'hydrogène. Avec  $\omega = 2\pi f$ ;  $f$ : la fréquence de notre source.

Nous avons utilisé la formule présentée dans (Annexe 2) pour calculer le débit d'absorption spécifique (DAS).

$$DAS = \frac{\sigma E_r^2}{2\rho}$$

Où  $\vec{E}_r$ : Champ électrique résultant en (A/m)

$\sigma$ : Conductivité électrique en (S/m<sup>2</sup>)

$\rho$ : masse volumique en (kg/m<sup>3</sup>)

Tableau.III.6

Valeurs calculées, pour un essai sans protecteur, des ( $\vec{E}$ ,  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$ , DAS) à l'intérieur de la tête d'un adulte en fonction de la distance « d » aux fréquences ( $f = 2600\text{MHz}$ ,  $f = 1900\text{MHz}$ ,  $f = 900\text{MHz}$ )

d (mm)	Fréquence de la source RF f = 2600MHz				Fréquence de la source RF f = 1900MHz				Fréquence de la source RF f = 900MHz			
	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/g)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)
0	61,20	61,20	0,163	2,95	44,67	44,67	0,119	1,29	21,22	21,22	0,057	0,211
10	55,30	65,49	0,157	3,38	40,36	46,41	0,114	1,39	10,25	22,49	0,055	0,240
15	49,09	58,40	0,151	2,68	35,03	40,86	0,110	1,07	17,18	18,91	0,053	0,160
20	43,40	52,22	0,144	2,15	31,68	37,22	0,105	0,89	15,19	16,82	0,050	0,130
40	34,71	42,94	0,134	1,45	25,33	30,45	0,097	0,60	12,14	13,64	0,047	0,085
60	22,42	29,72	0,119	0,69	16,36	20,89	0,086	0,28	07,85	09,19	0,042	0,039
80	14,24	20,91	0,109	0,34	10,39	14,61	0,080	0,14	04,98	06,18	0,038	0,018
100	12,04	18,52	0,106	0,27	08,78	12,84	0,077	0,11	04,21	05,37	0,037	0,013
120	11,02	17,30	0,103	0,24	08,05	11,99	0,075	0,09	03,86	04,97	0,036	0,011

Tableau.III.7

Valeurs calculées, pour un essai sans protecteur, des ( $\vec{E}$ ,  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$ , DAS) à l'intérieur de la tête d'un enfant en fonction de la distance  $d$  aux fréquences ( $f = 2600\text{MHz}$ ,  $f = 1900\text{MHz}$ ,  $f = 900\text{MHz}$ )

$d$ (mm)	Fréquence de la source RF $f = 2600\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 1900\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 900\text{MHz}$			
	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/g)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)
0	61,20	61,20	0,163	2,95	44,67	44,67	0,119	1,29	21,42	21,42	0,057	0,211
10	58,72	69,57	0,160	3,81	43,86	47,08	0,117	1,42	20,55	22,76	0,056	0,240
15	53,60	64,11	0,156	3,24	39,12	45,12	0,114	1,31	18,76	20,61	0,055	0,195
20	47,20	57,26	0,150	2,58	34,46	40,24	0,109	1,05	16,52	18,30	0,053	0,154
40	38,70	48,18	0,141	1,83	28,27	33,72	0,103	0,73	13,54	15,18	0,049	0,106
60	26,30	34,94	0,128	0,96	19,20	24,09	0,093	0,37	09,20	10,69	0,045	0,053
80	18,30	26,41	0,120	0,55	13,36	17,99	0,088	0,21	06,40	07,79	0,042	0,028
100	15,70	23,60	0,117	0,44	11,46	15,93	0,085	0,16	05,49	06,84	0,041	0,022
120	13,62	21,35	0,115	0,36	09,94	14,35	0,084	0,13	04,77	06,09	0,040	0,017

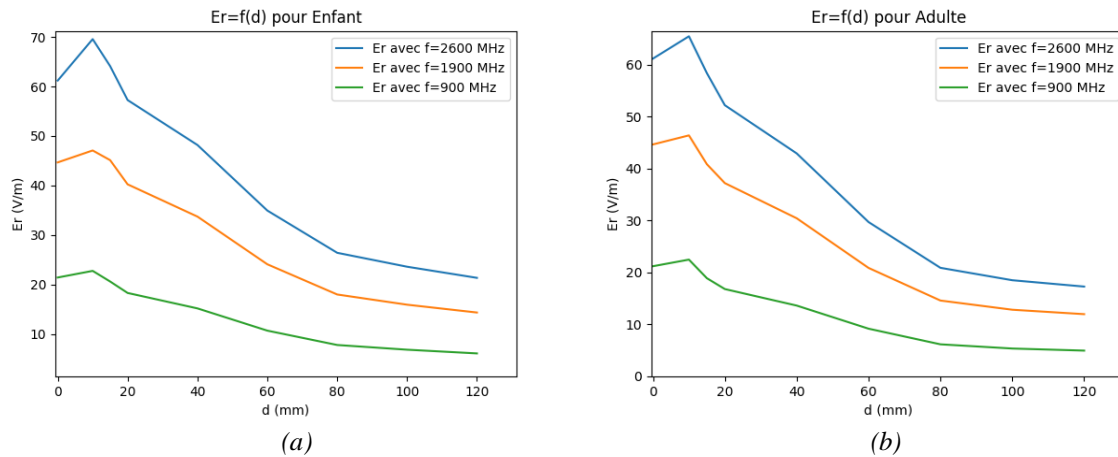


Fig.III.12(a), (b). Représentation du champ électrique  $\vec{E}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un enfant et celle d'un adulte (essai sans protecteur) aux différentes fréquences de la source RF

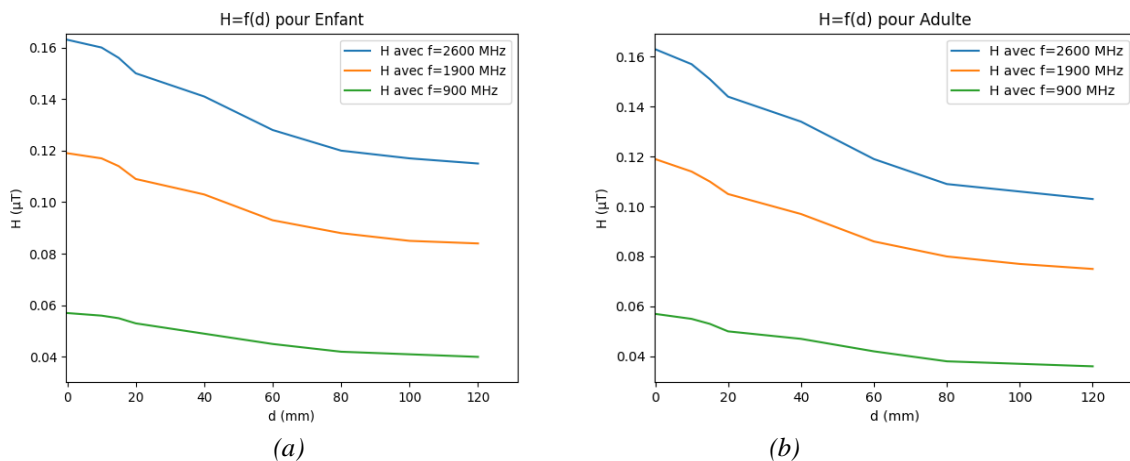


Fig.III.13(a), (b). Représentation du champ magnétique  $\vec{H}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un enfant et celle d'un adulte (essai sans protecteur) aux différentes fréquences de la source RF



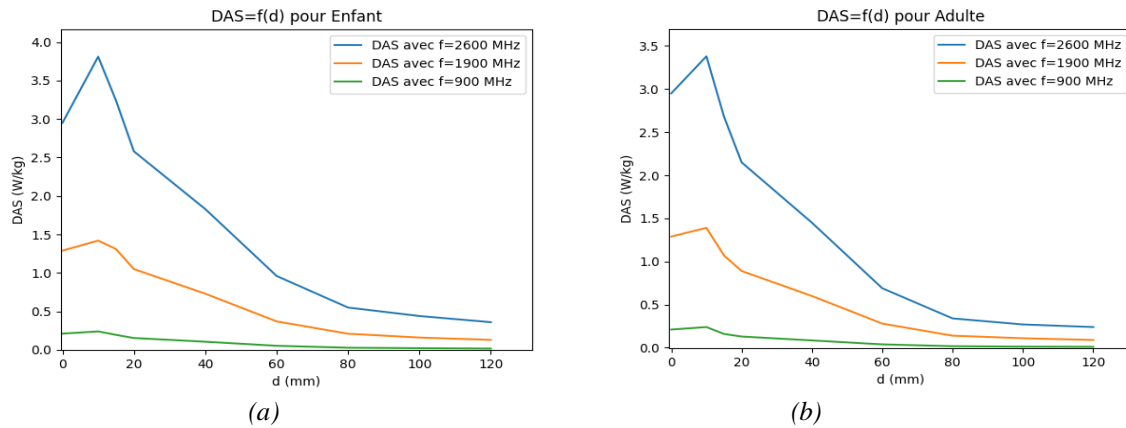


Fig.III.14 (a), (b). Représentation du DAS en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un enfant et celle d'un adulte (essai sans protecteur) aux différentes fréquences de la source RF

### III.5.1.5 Analyse des résultats observés et interprétations pour un essai sans protection

A partir des graphes, nous observons la présence d'un pic sur les courbes représentant le champ électrique résultant et le DAS en fonction de la distance. Par contre, nous remarquons l'absence de pic sur les courbes représentant le champ magnétique. Ces observations sont visibles sur les figures III.12, III.13 et III.14.

La deuxième remarque montre que l'intensité du champ électrique résultant, du champ magnétique ainsi que la valeur du DAS diminue lors de la diminution de la fréquence de la source RF. Ces observations sont visibles sur les figures III.12, III.13 et III.14.

Enfin, la troisième remarque indique que les valeurs du champ électrique résultant, du champ magnétique ainsi que les valeurs du DAS sont légèrement plus élevées pour la tête de l'enfant que pour celle de l'adulte. Ces observations sont également illustrées sur les figures III.12, III.13 et III.14.

L'existence du pic sur les courbes représentant le champ électrique résultant  $\vec{E}_r$  est justifiée par la superposition de deux champs électriques  $\vec{E}$  et  $\vec{E}_B$  ( $\vec{E}_B$  : champ électrique induit par un champ magnétique produit par les vibrations des noyaux des molécules d'hydrogène sous l'effet du champ magnétique  $\vec{H}$  émis par notre source RF. Étant donné que les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont perpendiculaires, le champ électrique induit  $\vec{E}_B$  a la même direction et le même sens que le champ électrique de la source  $\vec{E}$ , d'où  $|\vec{E}_r| = |\vec{E}| + |\vec{E}_B|$ .

Ainsi, la valeur du champ  $|\vec{E}_B|$  est ajoutée à celle du champ  $|\vec{E}|$ , expliquant l'existence du pic. Le pic observé sur les courbes représentant le DAS est également attribuable au champ électrique résultant, car ce dernier est proportionnel au carré du champ  $\vec{E}_r$ . En revanche, le champ magnétique ne présente pas de pic sur ses courbes car aucun champ magnétique ne s'ajoute à ce dernier.

Les intensités des champs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et la valeur du DAS sont en fonction de la fréquence de la source RF. Elle peut s'expliquer par l'énergie transportée par l'onde électromagnétique, qui diminue avec la diminution de la fréquence de l'onde. Les différences de valeurs observées entre la tête d'un enfant et celle d'un adulte sont dues à des différences dimensionnelles.

À partir des tableaux III.7 et III.8, nous avons effectué des calculs pour déterminer l'augmentation du champ électrique et du DAS (Débit d'Absorption Spécifique). Les valeurs calculées indiquent une augmentation significative du champ électrique, soit de 7% chez l'adulte et de 14% chez l'enfant. Cette augmentation a un impact sur l'activité électrique des neurones. En ce qui concerne le DAS, nous avons observé une augmentation de l'ordre de 14,5% chez l'adulte et de 29% chez l'enfant. Cela soulève des doutes quant à l'exactitude des valeurs limites du DAS fournies par l'OMS aux fabricants de téléphones portables. Par conséquent, il est nécessaire de soustraire ce pourcentage d'augmentation des valeurs données afin d'obtenir des valeurs réelles.

En résumé, il est clair que l'augmentation du champ électrique à l'intérieur de la tête humaine augmente l'induction du courant électrique, ce qui a un impact sur le transport de l'information électrique dans le réseau neuronal du cerveau (voir Annexe 2).

### **III.6 Résultats des tests numériques avec un protecteur en argent**

Nous avons intégré les propriétés électriques de l'Argent ( $\mu_{Ag}$ ,  $\epsilon_{Ag}$ ,  $\sigma_{Ag}$ ), dans notre code de calcul afin de considérer l'Argent comme milieu extérieur (protecteur). Notre objectif était d'évaluer si le protecteur en argent pouvait réduire la quantité de rayonnement RF pénétrant dans le cerveau humain à des fréquences spécifiques.

#### **III.6.1 Résultats du test numérique avec protection en argent pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$**

Les résultats de ce test ont été présentés sous forme de cartographies dans les figures III.15 et III.16, permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Nous avons observé que les intensités des champs électrique et magnétique sont faibles dans la tête humaine, en particulier chez l'adulte par rapport à celle de l'enfant.

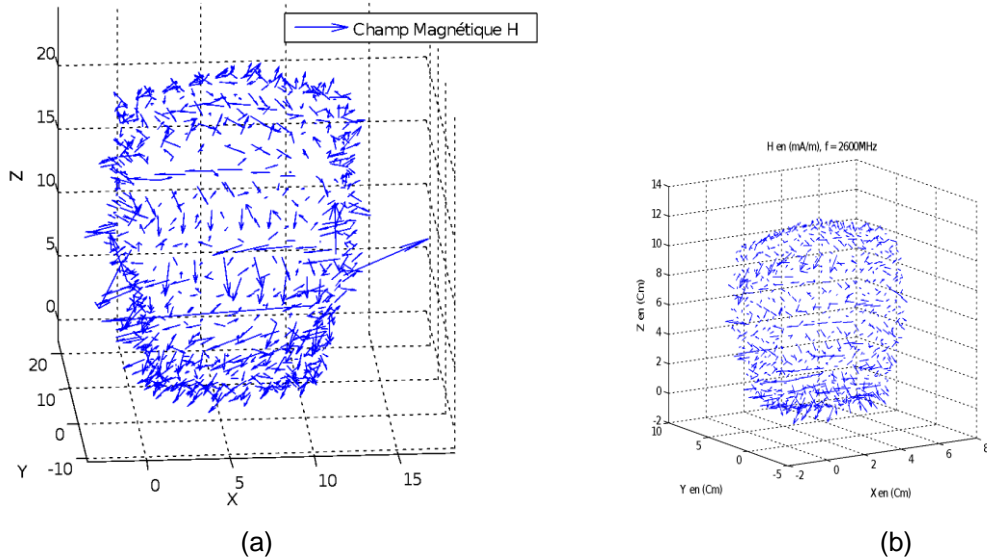


Fig.III.15 (a),(b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine ,  $f = 2600$  MHz, et un protecteur en Argent. (a)Tête d'un adulte. (b)Tête d'un enfant.

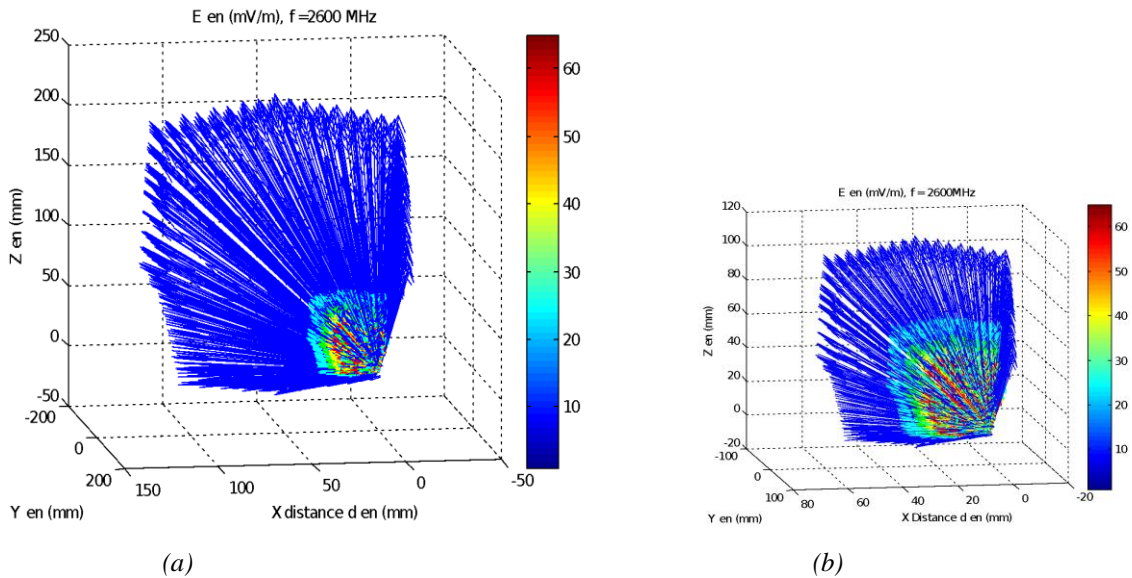


Fig.III.16 (a),(b),Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec,  $f = 2600$  MHz, et un protecteur en Argent (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.6.2 Résultats du test numérique avec protection en Argent pour une fréquence de 1900 MHz

Les résultats de ce test ont été présentés sous forme de cartographies illustrées dans les figures III.17 et III.18, permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Nous avons observé que les champs électrique et magnétique ont des valeurs d'intensité plus faibles dans la tête humaine, en particulier chez l'adulte, par rapport à celle de l'enfant. Il est à noter que les intensités des champs électrique et magnétique sont réduites par rapport au test effectué à une fréquence de 2600 MHz.

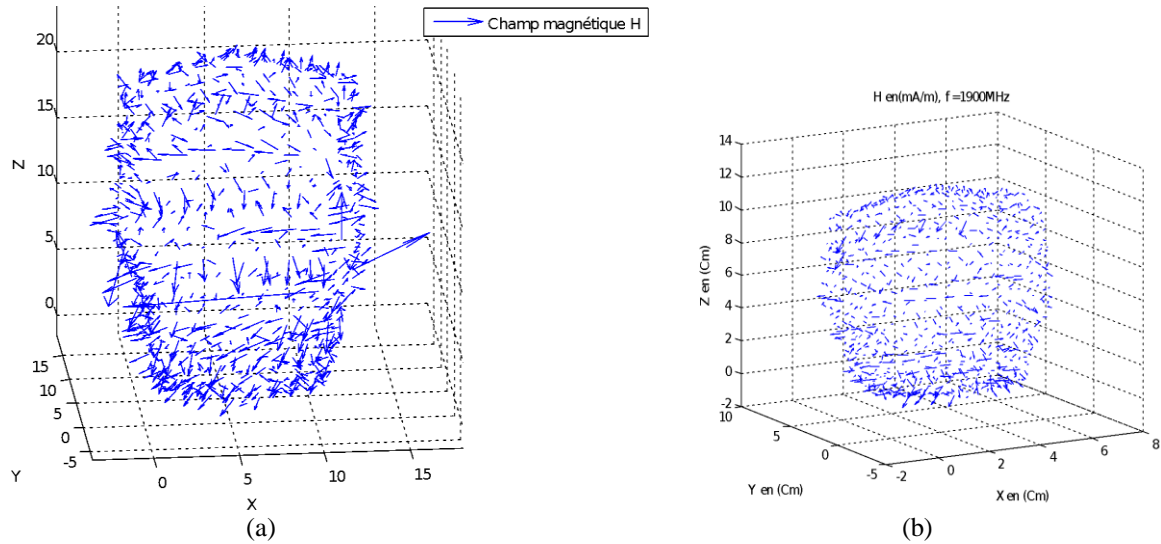


Fig.III.17 (a), (b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec ,  $f = 1900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Argent. (a)Tête d'un adulte. (b)Tête d'un enfant

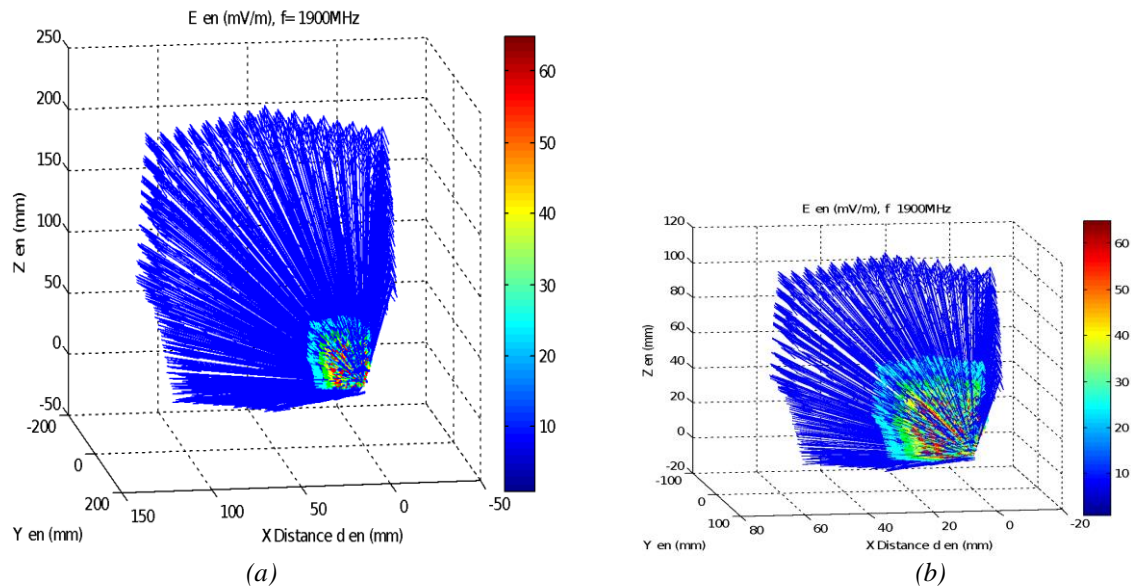


Fig.III.18 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec ,  $f = 1900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Argent (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.6.3 Résultats du test numérique avec protection en Argent pour une fréquence de 900 MHz

Les résultats ont été présentés sous forme de cartographies illustrées dans les figures III.19 et III.20, permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Les cartographies montrent que les champs électrique et magnétique sont moins intenses dans la tête humaine, en particulier chez l'adulte, que chez l'enfant. Il est important de noter que les intensités des champs électrique et magnétique ont considérablement diminué par rapport aux tests effectués à des fréquences de 2600 MHz et 1900 MHz.

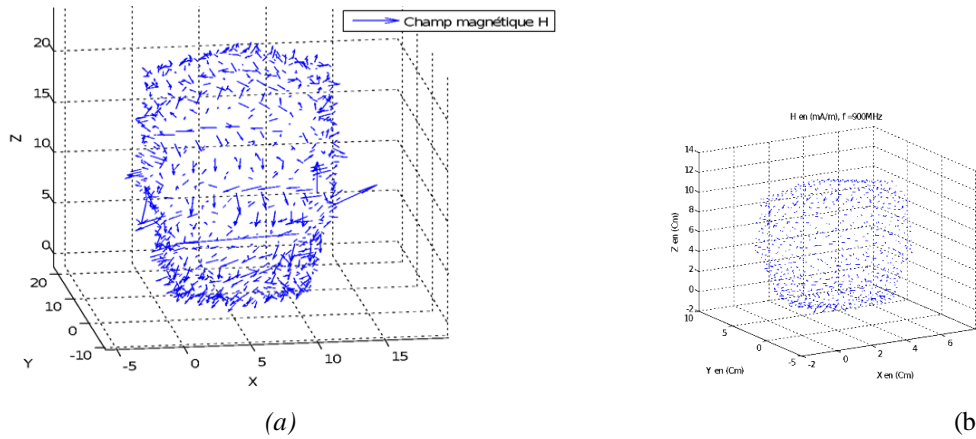


Fig.III.19 (a),(b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec ,  $f = 900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Argent. (a)Tête d'un adulte. (b)Tête d'un enfant

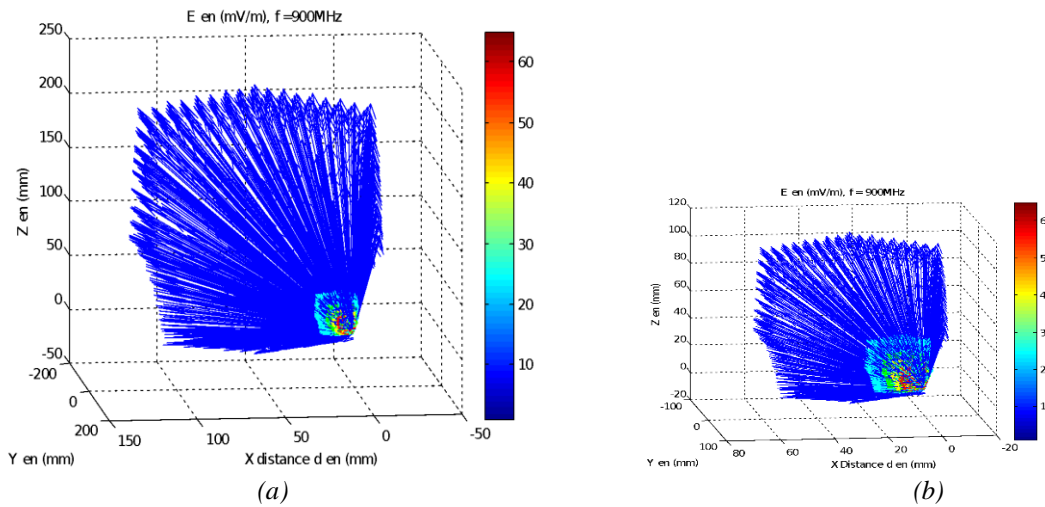


Fig.III.20 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec ,  $f = 900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Argent (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.6.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que le DAS pour un essai avec une protection en Argent

Nous avons réalisé ce test avec un protecteur en argent, les valeurs des intensités des champs électriques  $\vec{E}$ , du champ électrique résultant  $\vec{E}_r$ , du champ magnétique  $\vec{H}$ , ainsi que le débit d'absorption spécifique (DAS) ont été mesurées de la même manière que dans l'essai précédent sans protection. Ces résultats sont consignés dans les tableaux III.8 et III.9.

Tableau.III.8

L'intensité du champ électrique à l'intérieur de la tête d'un adulte en fonction de d pour les fréquences ( $f = 2600\text{MHz}, f = 1900\text{MHz}, f = 900\text{MHz}$ ). Protecteur en Argent

d (mm)	Fréquence de la source RF f = 2600MHz				Fréquence de la source RF f = 1900MHz				Fréquence de la source RF f = 900MHz			
	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/g)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)
0	0,792	0,7923	0,305	0,494	0,578	0,5782	0,223	0,216	0,277	0,2771	0,107	0,0354
10	0,750	0,7502	0,289	0,443	0,547	0,5472	0,211	0,193	0,262	0,2621	0,101	0,0316
15	0,694	0,6942	0,267	0,380	0,507	0,5071	0,195	0,166	0,243	0,2431	0,094	0,0272
20	0,648	0,6482	0,249	0,331	0,473	0,4731	0,182	0,144	0,227	0,2271	0,087	0,0238
40	0,603	0,6032	0,231	0,287	0,440	0,4401	0,169	0,125	0,211	0,2111	0,081	0,0205
60	0,578	0,5782	0,223	0,263	0,422	0,4221	0,163	0,115	0,202	0,2021	0,078	0,0188
80	0,553	0,5532	0,212	0,241	0,404	0,4041	0,154	0,105	0,194	0,1941	0,074	0,0174
100	0,528	0,5282	0,203	0,220	0,385	0,3851	0,148	0,096	0,185	0,1851	0,071	0,0158
120	0,513	0,5132	0,197	0,207	0,374	0,3741	0,144	0,090	0,180	0,1801	0,069	0,0150

Tableau.III.9

L'intensité du champ électrique à l'intérieur de la tête d'un enfant en fonction de  $d$  pour les fréquences ( $f = 2600\text{MHz}$ ,  $f = 1900\text{MHz}$ ,  $f = 900\text{MHz}$ ). Protecteur en Argent

$d$ (mm)	Fréquence de la source RF $f = 2600\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 1900\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 900\text{MHz}$			
	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/g)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)
0	0,812	0,8123	0,325	0,521	0,598	0,5982	0,243	0,231	0,297	0,2971	0,127	0,0404
10	0,770	0,7702	0,309	0,467	0,567	0,5672	0,231	0,208	0,282	0,2821	0,121	0,0366
15	0,714	0,7142	0,287	0,402	0,527	0,5271	0,215	0,179	0,263	0,2631	0,114	0,0319
20	0,668	0,6682	0,269	0,352	0,493	0,4931	0,202	0,157	0,247	0,2471	0,107	0,0281
40	0,623	0,6232	0,251	0,306	0,460	0,4601	0,189	0,137	0,231	0,2311	0,101	0,0246
60	0,598	0,5982	0,243	0,283	0,442	0,4421	0,183	0,126	0,222	0,2221	0,098	0,0227
80	0,573	0,5732	0,232	0,261	0,424	0,4241	0,174	0,116	0,214	0,2141	0,094	0,0211
100	0,548	0,5482	0,223	0,240	0,405	0,4051	0,168	0,106	0,205	0,2051	0,091	0,0194
120	0,533	0,5332	0,217	0,227	0,394	0,3941	0,164	0,101	0,201	0,2011	0,089	0,0186

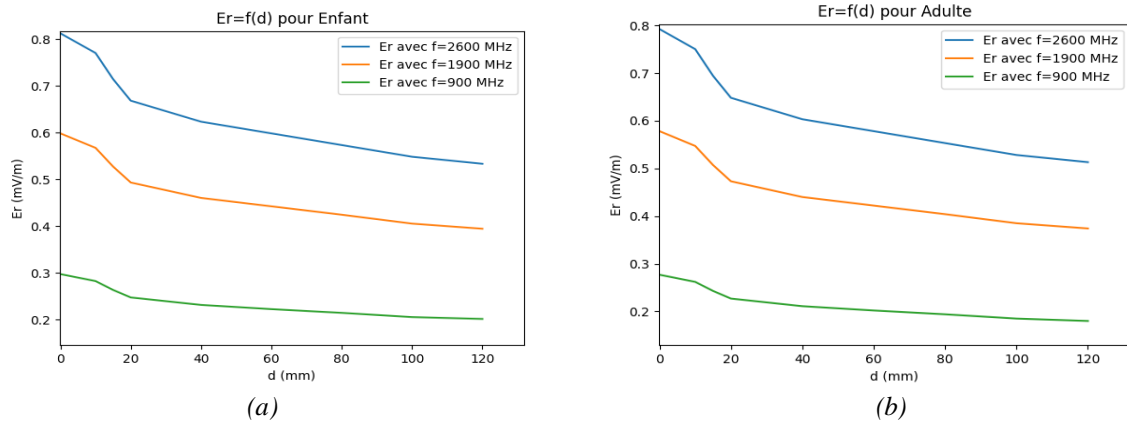


Fig.III.21 (a), (b) Représentation du champ électrique  $\vec{E}_r$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un enfant et celle d'un adulte avec un protecteur en Argent

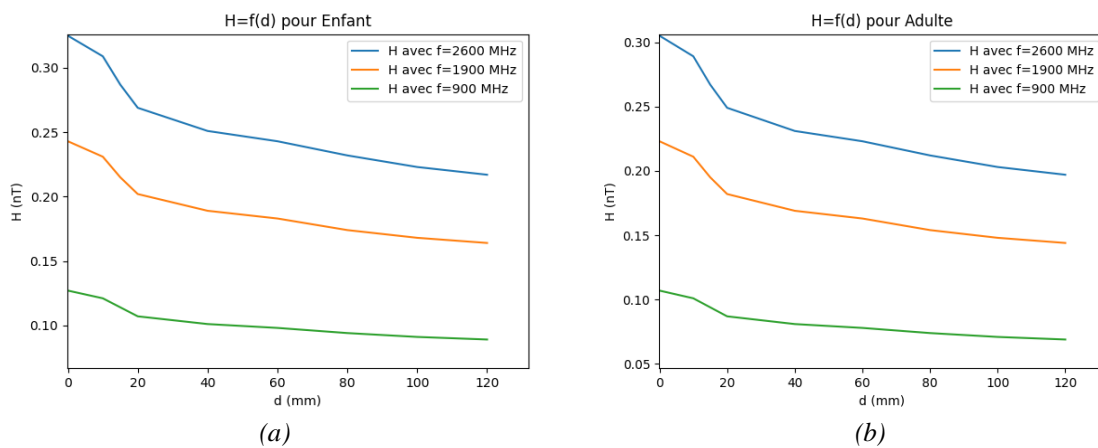


Fig.III.22 (a), (b) Représentation du champ magnétique  $\vec{H}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un enfant et celle d'un adulte avec un protecteur en Argent

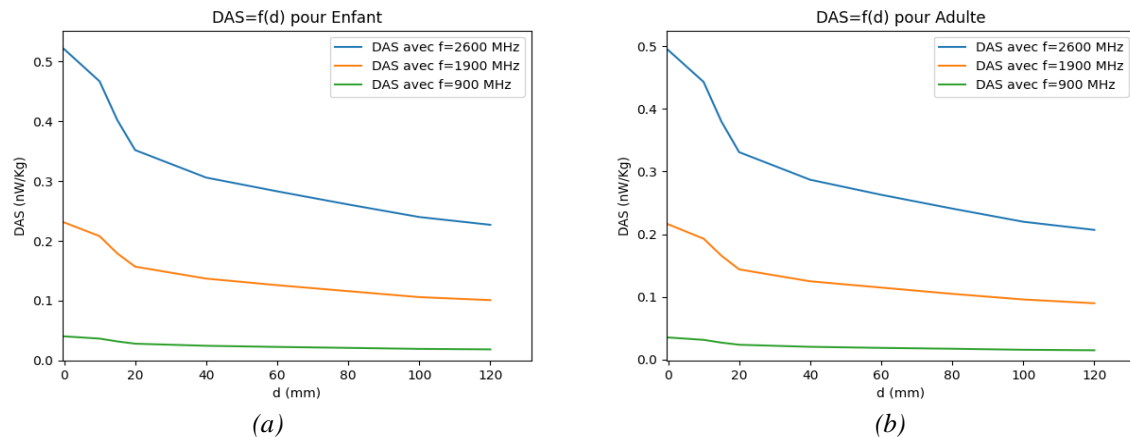


Fig.III.23(a), (b) Représentation du DAS en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un enfant et celle d'un adulte avec un protecteur en Argent

### III.6.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai avec une protection en Argent

A partir des graphes (figures III.21, III.22 et III.23) nous remarquons l'absence de pic sur les courbes représentant le champ électrique résultant et le DAS en fonction de la distance. Nous avons également noté que l'intensité des champs  $E_r$ ,  $H$  et la valeur du DAS diminuent lorsque la fréquence de la source RF diminue, ce qui est visible sur les mêmes figures. Enfin, nos observations ont montré que les valeurs du champ  $E_r$ ,  $H$  et la valeur du DAS sont légèrement plus élevées pour la tête de l'enfant que pour celle de l'adulte.

La justification de l'élimination du pic sur les courbes représentant  $E_r$  et le DAS est attribuable au champ électrique résultant qui subit une grande diminution grâce au protecteur en argent. Cela a pour effet de réduire le champ  $E_r$  (du V/m au mV/m),  $H$  (du mT au nT) et la valeur du DAS de (W/kg au nW/kg).

En résumé, notre protecteur en argent s'est avéré efficace pour protéger la tête humaine contre le champ électromagnétique, mais il présente l'inconvénient d'induction d'un courant électrique en lui-même, ce qui peut provoquer son échauffement.

### III.7 Résultats numériques obtenus lors d'un essai avec un protecteur en Verre

Nous avons procédé à un test numérique en utilisant un protecteur en verre, pour lequel nous avons intégré les caractéristiques électriques dans notre code de calcul. L'objectif est de comparer les performances de protection entre un protecteur métallique et un protecteur non métallique.

#### III.7.1 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$

Les résultats de ce test sont présentés sous forme de cartographies dans les figures III.25 et III.24, permettant de visualiser la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Nous avons constaté que les champs électrique et magnétique sont très intenses

dans la tête humaine, en particulier chez les enfants par rapport aux adultes.

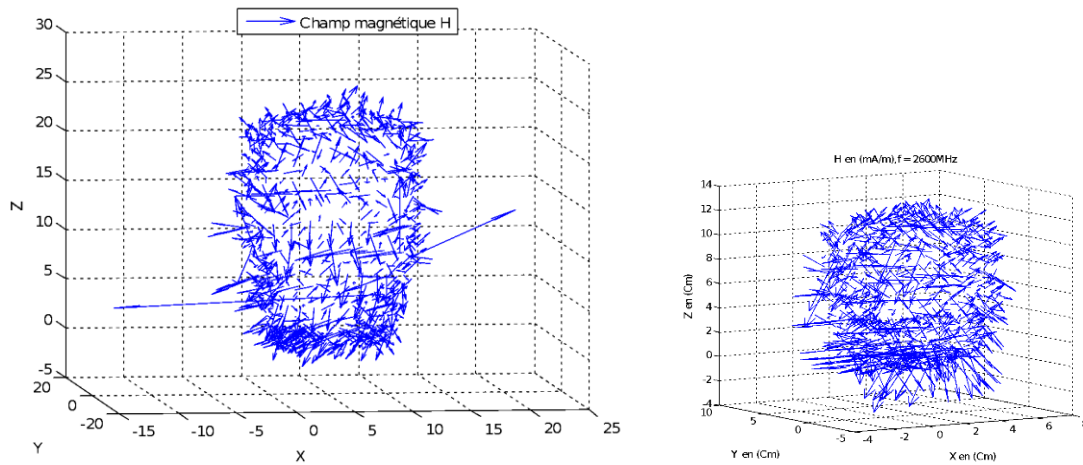


Fig.III.24 (a),(b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 2600$  MHz, et un protecteur en Verre (a) Tête d'un adulte. (b) Tête d'un enfant.

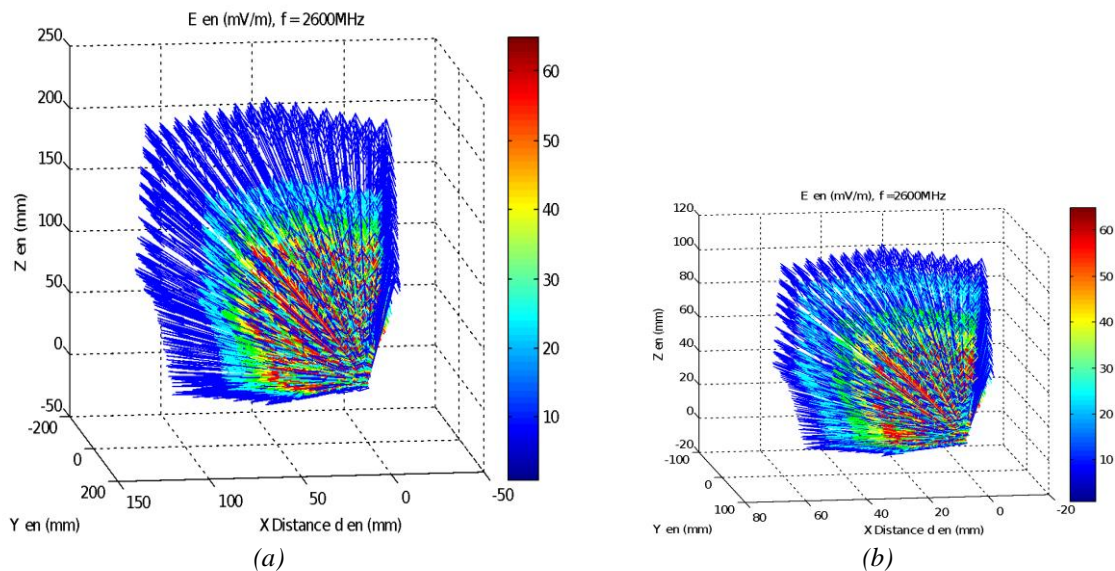


Fig.III.25 (a), (b), Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec,  $f = 2600$  MHz, et un protecteur en Verre (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.7.2 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence de 1900 MHz

Les résultats ont été présentés sous forme de cartographies dans les figures III.26 et III.27, permettant d'observer la distribution et le comportement des champs électrique et magnétique. Les cartographies ont montré que les intensités des champs électrique et magnétique étaient plus intense dans la tête humaine, en particulier chez l'adulte par rapport à l'enfant. Il est important de noter que ces intensités étaient plus faibles que lors du test effectué à une fréquence de 2600 MHz.



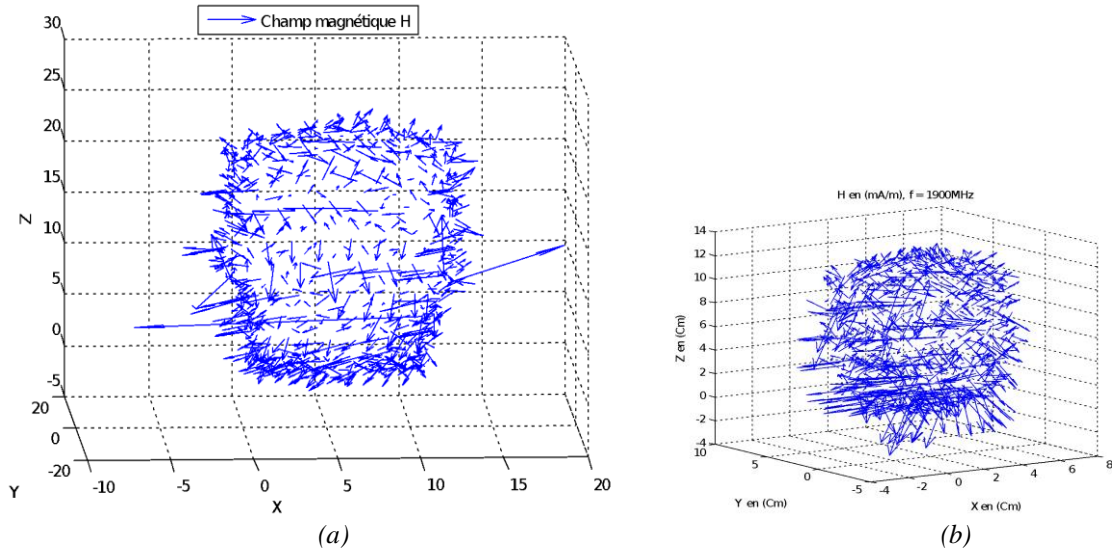


Fig.III.26 (a), (b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 1900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Verre (a) Tête d'un adulte. (b) Tête d'un enfant

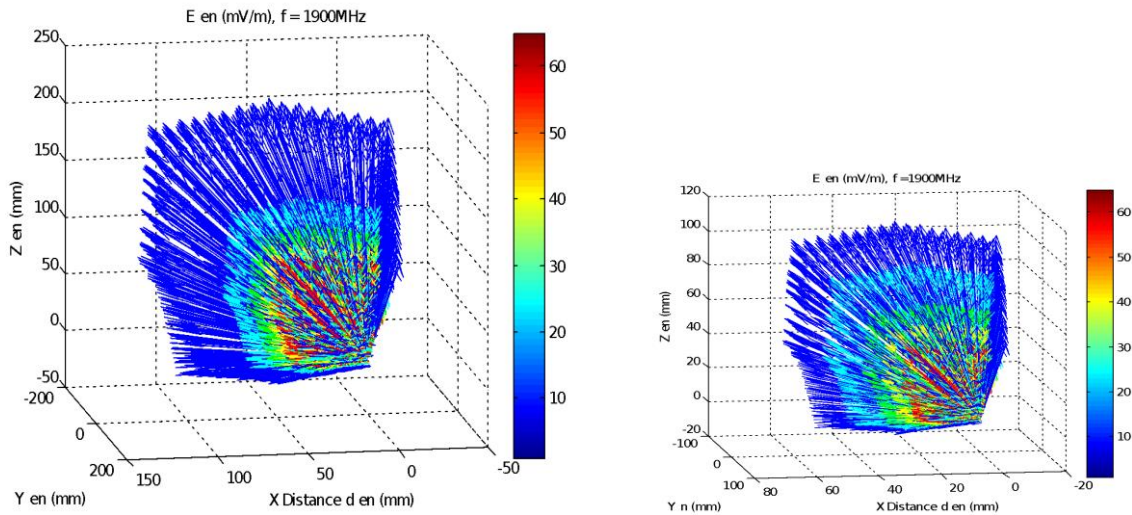


Fig.III.27 (a), (b), Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 1900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Verre (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.6.3 Résultats du test numérique avec protection en Verre pour une fréquence de 900 MHz

Les résultats ont été présentés sous forme de cartographies dans les figures III.28 et III.29, montrant la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Les cartographies indiquent une intensité plus intense des champs électrique et magnétique dans la tête humaine, en particulier chez l'adulte par rapport à l'enfant. Nous notons que les intensités des champs électrique et magnétique sont significativement diminuées par rapport aux tests effectués à des fréquences de 2600 MHz et 1900 MHz.

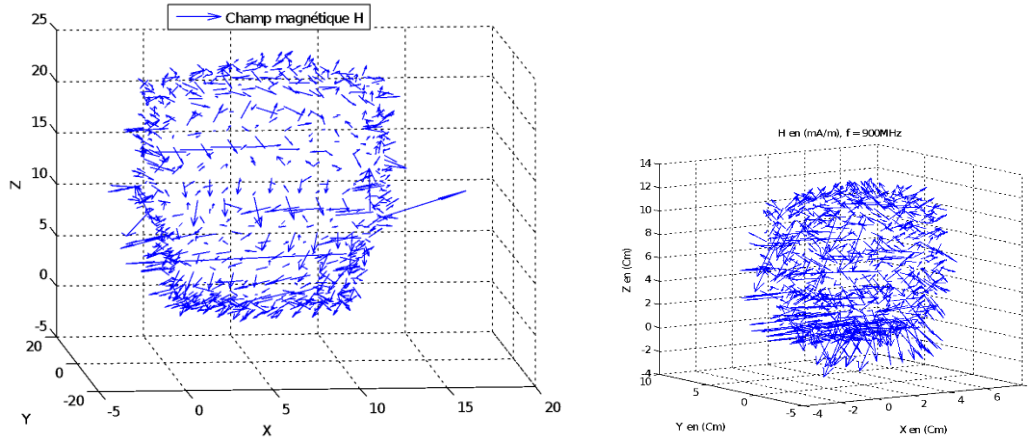


Fig.III.28 (a), (b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Verre (a) Tête d'un adulte. (b) Tête d'un enfant

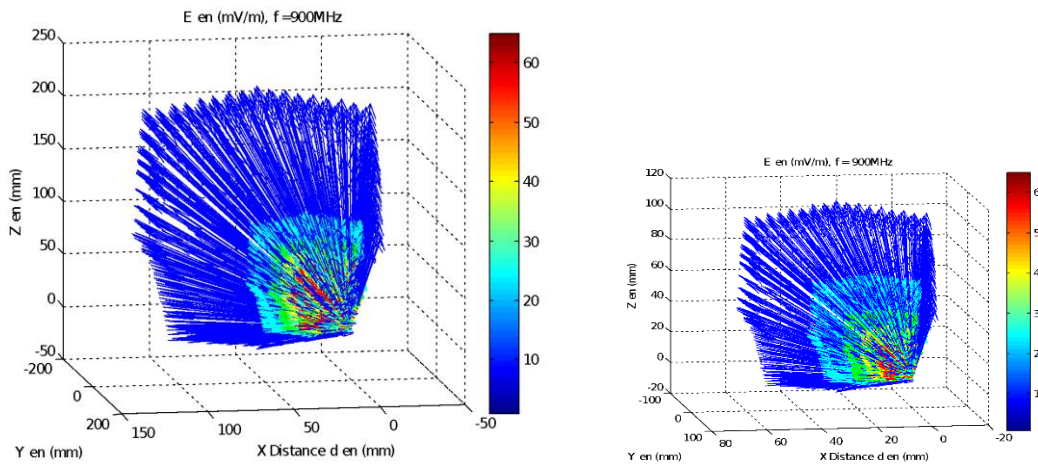


Fig.III.29(a),(b), Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec,  $f = 900 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Verre (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.7.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que du DAS lors d'un essai avec protection en Verre

Le test avec un protecteur en verre a permis d'obtenir les intensités des champs électriques  $\vec{E}$ , le champ électrique résultant  $\vec{E}_r$  et le champ magnétique  $\vec{H}$ , ainsi que le débit d'absorption spécifique (DAS), de la même manière que pour l'essai précédent sans protection. Les résultats ont été enregistrés dans les tableaux III.8 et III.9.

Tableau.III.10

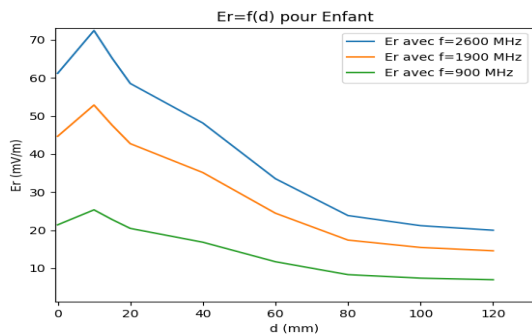
L'intensité du champ électrique à l'intérieur de la tête d'un adulte en fonction de d pour les fréquences ( $f = 2600 \text{ MHz}$ ,  $f = 1900 \text{ MHz}$ ,  $f = 900 \text{ MHz}$ ). Protecteur en Verre

d (mm)	Fréquence de la source RF $f = 2600 \text{ MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 1900 \text{ MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 900 \text{ MHz}$			
	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ (μT)	DAS (W/kg)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ (μT)	DAS (W/kg)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ (μT)	DAS (W/kg)
0	61,20	61,20	0,158	2,95	44,67	44,67	0,115	1,29	21,42	21,42	0,055	0,2111
10	55,30	68,13	0,145	3,66	40,36	49,73	0,106	1,61	19,35	23,84	0,051	0,2615
15	49,09	60,87	0,133	2,92	35,03	44,45	0,097	1,27	17,18	21,30	0,047	0,2087
20	43,40	54,23	0,122	2,32	31,68	39,61	0,089	1,01	15,19	18,98	0,043	0,1658
40	34,71	43,84	0,103	1,51	25,33	32,00	0,075	0,66	12,15	15,34	0,036	0,1083
60	22,42	29,23	0,077	0,67	16,36	21,34	0,056	0,29	07,85	10,23	0,027	0,0482
80	14,24	19,55	0,060	0,30	10,39	14,27	0,044	0,13	04,98	06,84	0,021	0,0216
100	12,04	16,90	0,055	0,23	08,78	12,33	0,040	0,10	04,21	05,91	0,019	0,0161
120	11,02	15,70	0,053	0,19	08,05	11,46	0,039	0,08	03,86	05,51	0,018	0,0140

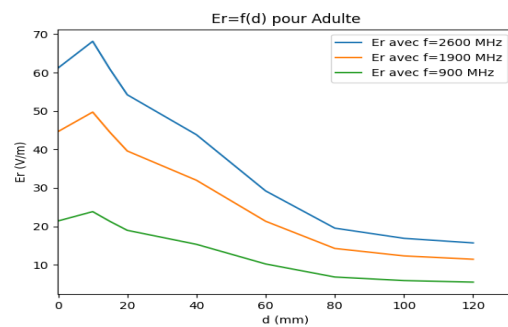
Tableau.III.11

Valeurs calculée pour un essai sans protecteur du ( $\vec{E}$ ,  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$ , DAS) à l'intérieur de la tête d'un enfant en fonction de la distance  $d$  avec les fréquences ( $f = 2600\text{MHz}$ ,  $f = 1900\text{MHz}$ ,  $f = 900\text{MHz}$ ) Protecteur en Verre

$d$ (mm)	Fréquence de la source RF $f = 2600\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 1900\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 900\text{MHz}$			
	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)	$\vec{E}$ (V/m)	$\vec{E}_r$ (V/m)	$\vec{H}$ ( $\mu\text{T}$ )	DAS (W/kg)
0	61,20	61,20	0,161	2,95	44,67	44,67	0,118	1,29	21,42	21,42	0,056	0,2111
10	58,61	72,43	0,148	4,13	42,79	52,87	0,108	1,81	20,51	25,35	0,052	0,2956
15	53,39	65,17	0,136	3,34	38,97	47,57	0,099	1,46	18,67	22,80	0,048	0,2392
20	47,70	58,53	0,125	2,71	34,82	42,73	0,091	1,18	16,71	20,48	0,044	0,1930
40	39,01	48,14	0,106	1,83	28,48	35,14	0,077	0,81	13,65	16,85	0,037	0,1306
60	26,72	33,53	0,080	0,89	19,50	24,47	0,058	0,39	09,35	11,73	0,028	0,0403
80	18,54	23,85	0,063	0,45	13,53	17,41	0,046	0,21	06,49	08,34	0,022	0,0320
100	16,34	21,20	0,058	0,35	11,93	15,48	0,042	0,15	05,72	07,42	0,020	0,0254
120	15,32	20,00	0,056	0,32	11,18	14,60	0,041	0,14	05,36	07,00	0,019	0,0226

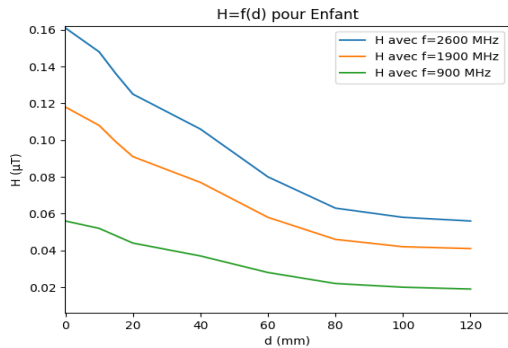


(a)

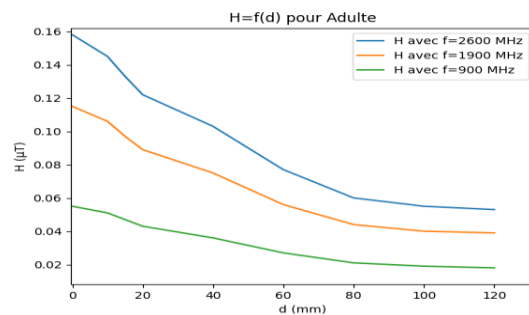


(b)

Fig.III.30 (a), (b) Représentation du champ électrique  $\vec{E}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un adulte et un enfant avec un protecteur en Verre avec différentes fréquences de la source RF

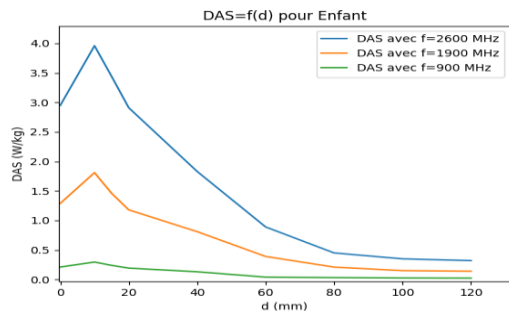


(a)

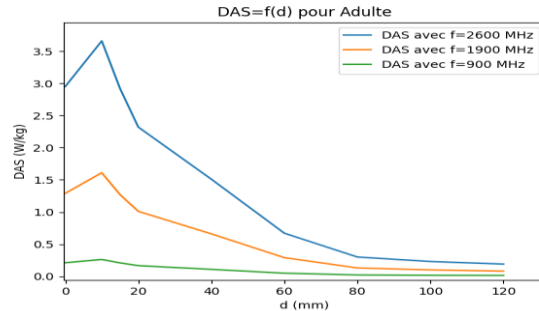


(b)

Fig.III.31 (a), (b) Représentation du champ magnétique  $\vec{H}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un adulte et un enfant avec un protecteur en Verre avec différentes fréquences de la source RF



(a)



(b)

Fig.III.32 (a), (b) Représentation du DAS en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un adulte et un

enfant avec un protecteur en Verre, avec différentes fréquences de la source RF

### III.7.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai avec protection en Verre

En observant les graphiques (Figures III.30, III.31 et III.32), nous avons constaté la présence d'un pic sur les courbes représentant le champ électrique résultant  $\vec{E}_r$  et le DAS en fonction de la distance, tandis que les courbes représentant le champ magnétique ne montrent aucun pic. Par ailleurs, nous avons également remarqué que l'intensité des champs  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$  et du DAS diminue à mesure que la fréquence de la source RF diminue, ce qui est en accord avec les résultats obtenus lors de l'essai précédent sans protection. Enfin, nous avons observé que les valeurs des champs  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$  et du DAS sont légèrement plus élevées pour la tête de l'enfant que pour celle de l'adulte.

En résumé, nos résultats indiquent que l'utilisation d'un protecteur en verre n'a pas d'impact significatif sur les valeurs du champ électrique résultant, du champ magnétique et du DAS.

### III.8 Résultats numériques obtenus lors d'un essai avec un protecteur en Alliage (métal et non métal)

Nous avons inclus les caractéristiques électriques de l'Alliage (métal et non métal) dans notre code de calcul pour mener ce test numérique avec un protecteur de ce matériau. L'objectif est d'évaluer l'efficacité d'un protecteur en Alliage (métal et non métal) comparativement à celui en métal.

#### III.8.1 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence $f=2600\text{MHz}$

Les résultats ont été présentés sous forme de cartographies illustrant la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique dans les figures III.24 et III.25. Nous avons constaté que les champs électrique et magnétique ont une faible intensité dans la tête humaine, en particulier chez les adultes par rapport aux enfants.

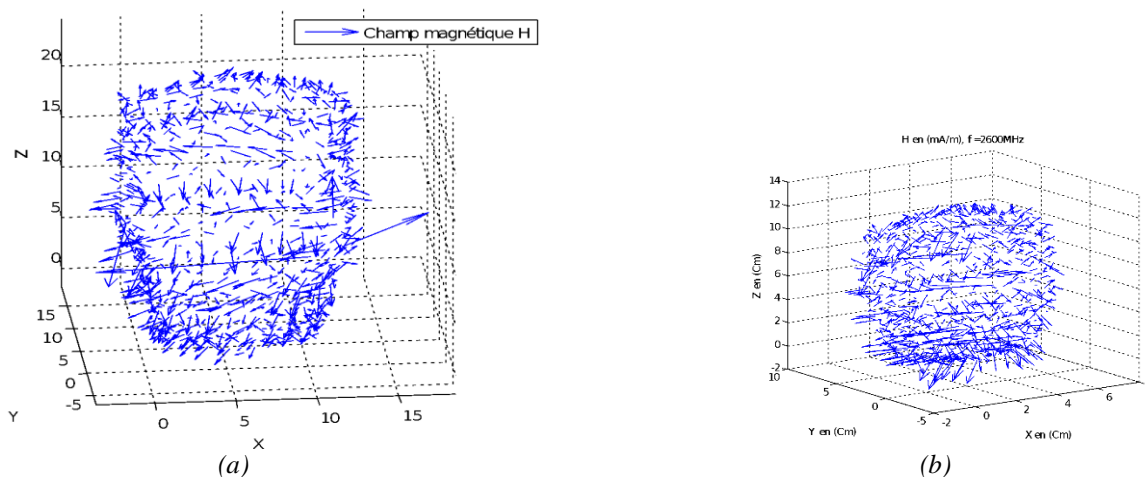


Fig.III.33 (a), (b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 2600 \text{ MHz}$ , et un protecteur en Alliage (métal et non métal), (a) tête d'un adulte. (b) tête d'un enfant.

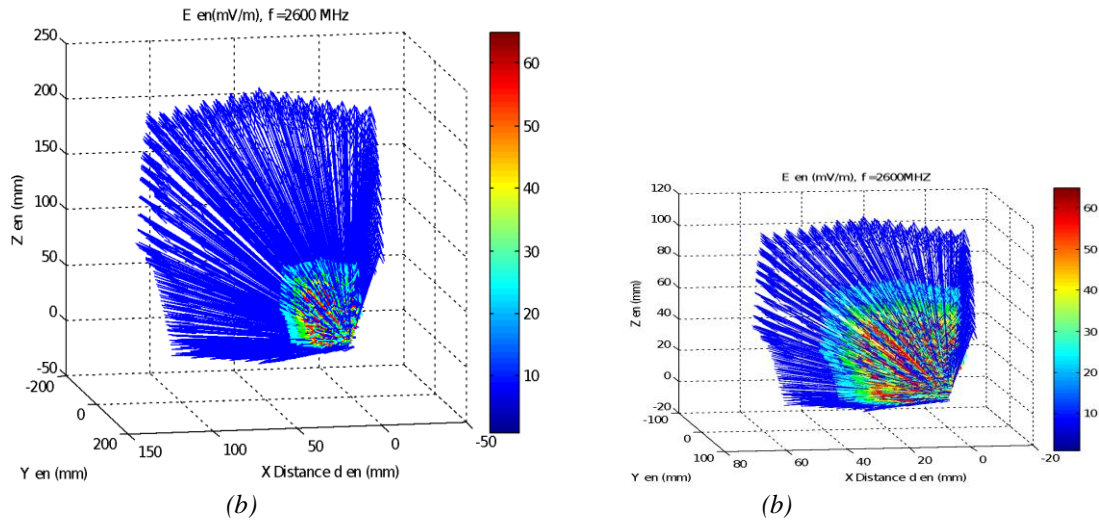


Fig.III.34 (a), (b), Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 2600\text{MHz}$ , et un protecteur en Alliage (métal et non métal) (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

**III.8.2 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence de 1900 MHz**

Les résultats ont été présentés sous forme de cartographies illustrant la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique, comme le montrent les figures III.26 et III.27. Nous avons observé que les intensités des champs électrique et magnétique étaient moins élevées dans la tête humaine, en particulier chez les adultes par rapport aux enfants. Il est important de souligner que les intensités des champs électrique et magnétique étaient plus faibles que lors du test effectué à une fréquence de 2600 MHz.

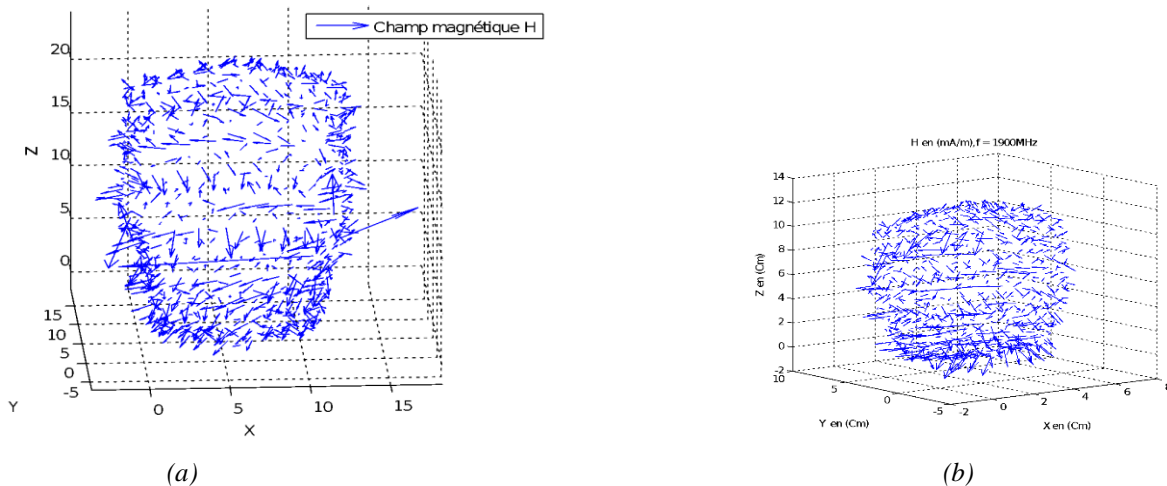


Fig.III.35 (a),(b), Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine avec  $f = 1900\text{MHz}$ , et un protecteur en Alliage (métal et non métal) (a) tête d'un adulte. (b) tête d'un enfant

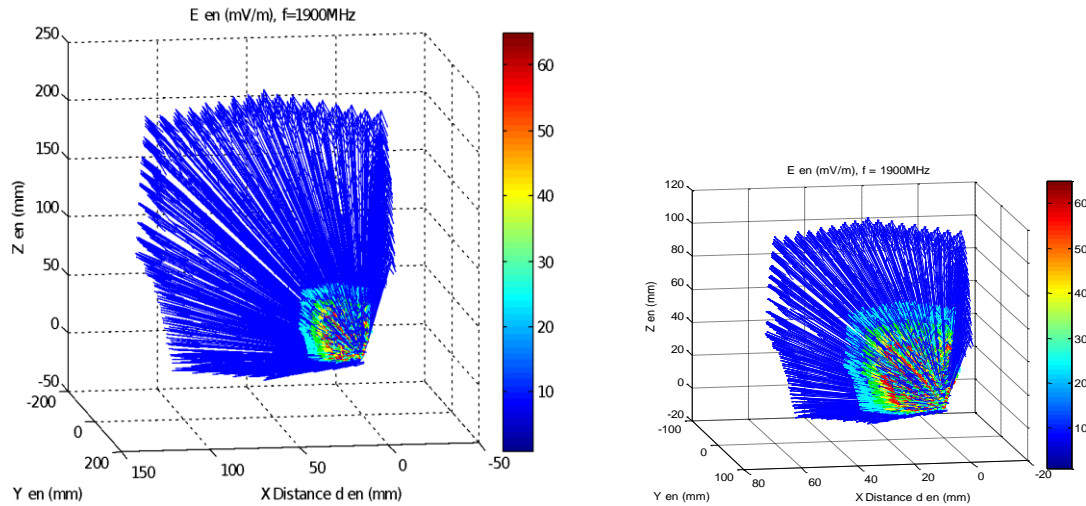


Fig.III.36 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec ,  $f = 1900\text{MHz}$ , et un protecteur en Alliage (métal et non métal)  
 (a) la tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

**III.8.3 Résultats du test numérique avec protection en Alliage (métal et non métal) pour une fréquence de 900 MHz**

Les résultats de cette simulation sont présentés sous forme de cartographies dans les figures III.28 et III.29, qui illustrent la répartition et le comportement des champs électrique et magnétique. Les cartographies démontrent que les champs électrique et magnétique sont moins intenses à l'intérieur de la tête humaine, en particulier chez l'adulte, comparativement à l'enfant. Il est important de souligner que les intensités des champs électrique et magnétique sont nettement réduites par rapport aux tests effectués à des fréquences de 2600 MHz et 1900 MHz.

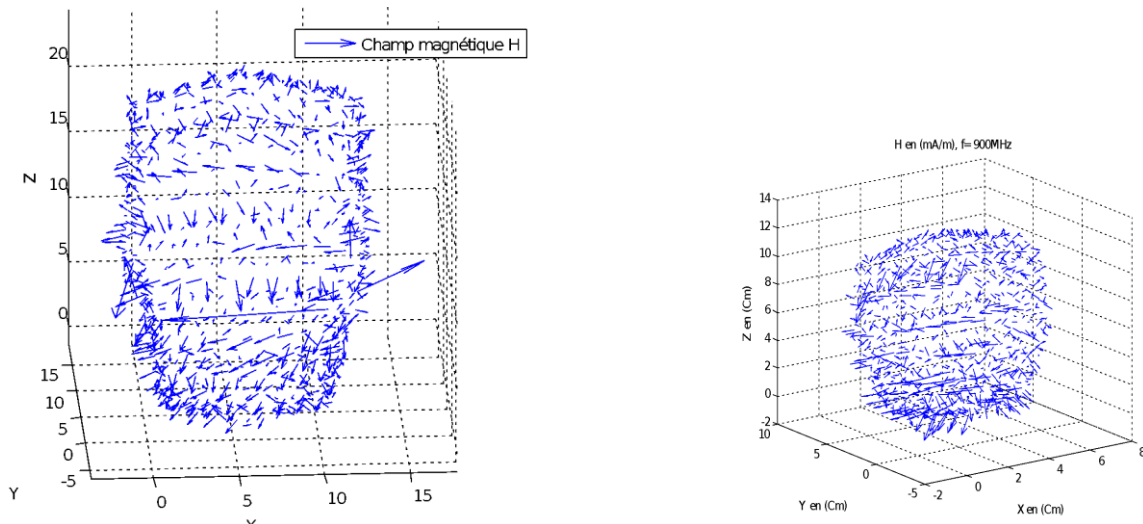


Fig.III.37 (a), (b) Distribution du champ magnétique  $\vec{H}$  à l'intérieur de la tête humaine, avec ,  $f = 900\text{MHz}$ , et un protecteur en Alliage (métal et non métal)  
 (a) tête d'un adulte. (b) tête d'un enfant.

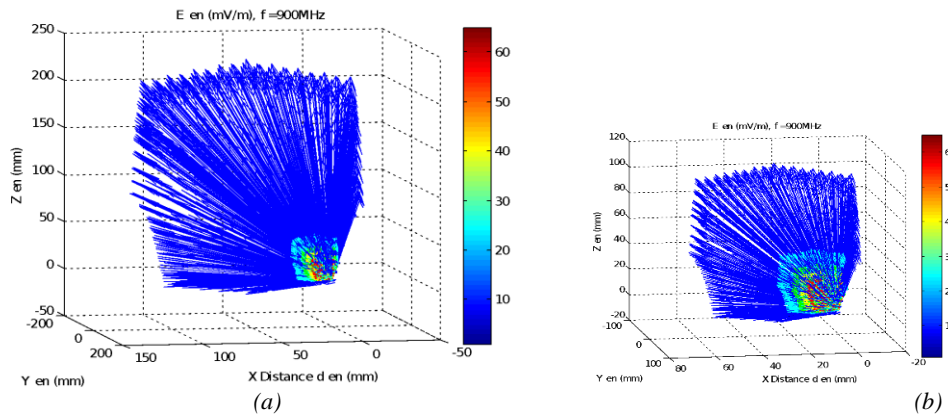


Fig.III.38 (a), (b) Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  à l'intérieur de la tête humaine avec ,  $f = 900\text{MHz}$ , et un protecteur en Alliage (métal et non métal) (a) tête d'un adulte (b) tête d'un enfant

### III.8.4 Mesure des champs électriques et magnétiques ainsi que du DAS lors d'un essai avec protection en Alliage (métal et non métal)

Lors de ce test avec un protecteur en alliage (métallique et non métallique), les intensités des champs électriques ( $\vec{E}$ ), le champ électrique résultant ( $\vec{E}_r$ ), le champ magnétique ( $\vec{H}$ ) ainsi que la valeur du débit d'absorption spécifique (DAS) ont été mesurés de la même manière que lors de l'essai précédent sans protection. Les résultats ont été enregistrés dans les tableaux III.8 et III.9.

Tableau.III.12

L'intensité du champ électrique à l'intérieur de la tête d'un adulte en fonction de  $d$  pour les fréquences ( $f = 2600\text{MHz}, f = 1900\text{MHz}, f = 900\text{MHz}$ ). Protecteur en alliage

$d$ (mm)	Fréquence de la source RF $f = 2600\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 1900\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 900\text{MHz}$			
	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/g)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)
0	1,240	1,240	0,488	1,219	0,905	0,905	0,356	0,528	0,434	0,434	0,171	0,088
10	1,200	1,201	0,462	1,142	0,876	0,879	0,337	0,498	0,420	0,421	0,162	0,082
15	1,110	1,111	0,427	0,977	0,810	0,813	0,312	0,426	0,390	0,391	0,149	0,070
20	1,037	1,038	0,398	0,848	0,757	0,758	0,291	0,371	0,363	0,364	0,139	0,061
40	0,965	0,966	0,371	0,735	0,705	0,706	0,271	0,322	0,338	0,339	0,130	0,053
60	0,925	0,926	0,361	0,675	0,675	0,676	0,264	0,295	0,324	0,325	0,126	0,049
80	0,885	0,886	0,339	0,618	0,646	0,647	0,247	0,270	0,310	0,311	0,119	0,044
100	0,845	0,846	0,325	0,564	0,617	0,618	0,237	0,246	0,296	0,297	0,114	0,041
120	0,821	0,822	0,315	0,532	0,599	0,600	0,230	0,232	0,287	0,288	0,110	0,038

Tableau.III.13

L'intensité du champ électrique à l'intérieur de la tête d'un enfant en fonction de  $d$  pour les fréquences ( $f = 2600\text{MHz}, f = 1900\text{MHz}, f = 900\text{MHz}$ ). Protecteur en alliage

$d$ (mm)	Fréquence de la source RF $f = 2600\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 1900\text{MHz}$				Fréquence de la source RF $f = 900\text{MHz}$			
	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/g)	$\vec{E}$ (mV/m)	$\vec{E}_r$ (mV/m)	$\vec{H}$ (nT)	DAS (nW/kg)
0	1,270	1,270	0,492	1,270	0,927	0,927	0,359	0,554	0,444	0,444	0,172	0,091
10	1,230	1,231	0,466	1,193	0,900	0,901	0,340	0,524	0,430	0,431	0,163	0,086
15	1,140	1,141	0,431	1,025	0,832	0,833	0,315	0,448	0,399	0,400	0,150	0,074
20	1,077	1,078	0,402	0,915	0,786	0,787	0,294	0,399	0,377	0,378	0,140	0,066
40	0,995	0,996	0,385	0,781	0,726	0,727	0,274	0,341	0,348	0,349	0,131	0,056
60	0,955	0,956	0,365	0,718	0,697	0,698	0,267	0,314	0,334	0,335	0,127	0,052
80	0,915	0,916	0,343	0,661	0,668	0,669	0,250	0,289	0,320	0,321	0,120	0,047
100	0,875	0,876	0,329	0,604	0,639	0,640	0,240	0,264	0,306	0,307	0,115	0,043
120	0,851	0,852	0,319	0,572	0,621	0,622	0,233	0,250	0,298	0,299	0,111	0,041

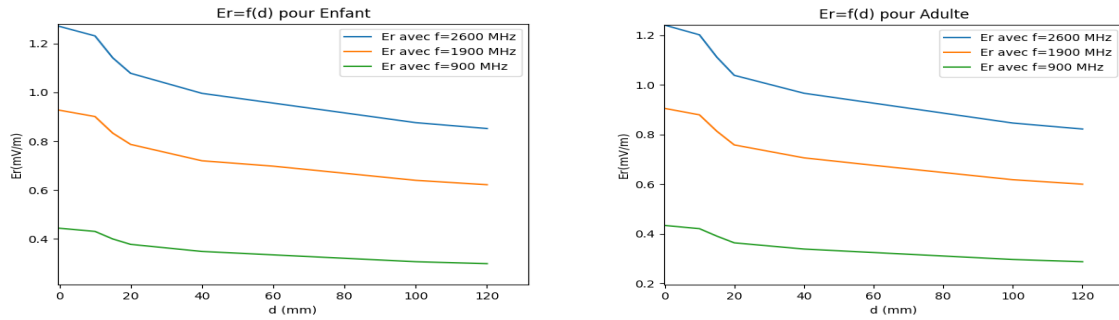


Fig.III.39 Représentation du champ électrique  $\vec{E}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un adulte et avec un protecteur en Alliage métallique et non métallique)

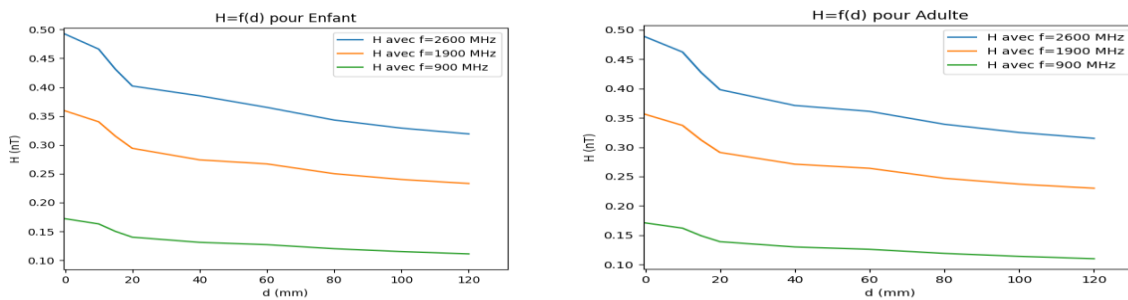


Fig.III.40 Représentation du champ magnétique  $\vec{H}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un adulte et avec un protecteur en Alliage (métallique et non métallique)

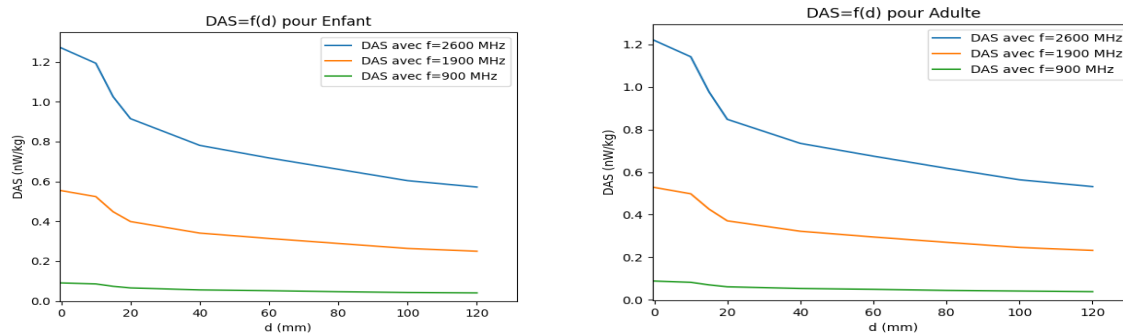


Fig.III.41 Représentation du DAS en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un Enfant et un adulte avec un protecteur en Alliage (métallique et non métallique)

### III.8.5 Analyse des résultats observés et interprétations lors d'un essai en protection d'un alliage (métallique et non métallique)

À partir des graphiques (figures III.21, III.22 et III.23), il est notable que les courbes représentant le champ électrique résultant, ainsi que le DAS en fonction de la distance, ne présentent aucun pic. De plus, il a été observé que l'intensité des champs  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$  et du DAS diminue lorsque la fréquence de la source RF diminue, comme cela est également visible sur les mêmes figures. En outre, il a été constaté que les valeurs du champ  $\vec{E}_r$ ,  $\vec{H}$  et du DAS sont légèrement plus élevées pour la tête de l'enfant que celle de l'adulte. Ces observations sont également illustrées sur les mêmes figures. L'élimination du pic sur les courbes représentant le champ  $\vec{E}_r$  et le DAS est attribuable au champ électrique résultant qui subit une grande



diminution grâce à l'utilisation de notre protecteur en alliage (métallique et non métallique), réduisant ainsi l'intensité du champ électrique résultant à l'intérieur de la tête exposée à une source RF. Cette réduction a pour effet de diminuer les champs  $\vec{E}_r$  (du V/m au mV/m),  $\vec{H}$  (de la mT au nT) et la valeur du DAS de (W/kg au nW/kg).

En résumé, nos résultats démontrent l'efficacité de notre protecteur en alliage (composé de matériaux métalliques et non métalliques) pour la protection de la tête humaine contre les champs électromagnétiques. L'avantage de ce protecteur réside dans la faible induction de courant en lui-même, limitant ainsi son échauffement. Toutefois, des tests expérimentaux supplémentaires sont nécessaires pour confirmer ces observations et approfondir notre compréhension de l'effet de notre protecteur sur l'exposition aux champs électromagnétiques. Ces résultats sont encourageants et ouvrent des perspectives prometteuses pour l'amélioration de la sécurité des téléphones portables et la réduction des effets néfastes des ondes électromagnétiques sur la santé humaine.

### III.12 Conclusion

En somme, ce chapitre présente les résultats d'une simulation numérique portant sur l'interaction entre une source électromagnétique radiofréquence et la tête humaine, en prenant en compte les caractéristiques des milieux extérieur et intérieur. Les tests ont été effectués avec et sans protection. Les graphes obtenus à partir des résultats de cette étude montrent l'existence de pic pour le champ électrique et le DAS en fonction de la distance et indiquent également que l'intensité du champ électrique est plus élevée dans la tête d'un enfant que dans celle d'un adulte en raison de son volume. Cette augmentation du champ électrique va avoir des effets néfastes sur le cerveau humain. L'objectif de notre travail est justement de remédier à ces effets. Pour cela, nous allons étudier différents protecteurs afin de choisir le type de matériaux adéquat, l'argent pour le métallique, le verre pour le non métallique et un alliage argent-verre. Les résultats montrent que l'utilisation de ces protecteurs permettent de réduire l'intensité du champ électrique à l'intérieur de la tête exposée à la source RF, pour l'argent et l'alliage, ce qui va réduire le DAS, rendant ainsi au DAS sa vraie valeur à appliquer aux appareils de téléphonie portable. Cependant, les protecteurs en métal subissent une induction de courant électrique qui entraîne leur échauffement, ce qui nous a conduit à opter pour un protecteur en alliage.

Ce qui nous permet de dire que les protecteurs ont contribué à la sécurité des tissus biologiques contre les effets néfastes des ondes radiofréquences. En conclusion, nous pouvons affirmer que le code élaboré est fiable pour le choix des matériaux de protection. Toutefois, des tests expérimentaux sont nécessaires pour confirmer ces résultats.

**Bibliographie du chapitre III**

- [I-1] S. Gabriel, RW Lau et C. Gabriel. « The dielectric properties of biological tissues : II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz ». *Phys. Med. Biol.*, 41(11) :2251–2269, 1996.
- [I-2] K. R. Foster. Anisotropy in the dielectric properties of skeletal muscle. *Medical and Biological Engineering and Computing.* volume 21, N°51 (1983).
- [I-3] S. D. Pawar; P. Murugavel; D. M. Lal (2009). "Effect of relative humidity and sea level pressure on electrical conductivity of air over Indian Ocean". *Journal of Geophysical Research.* 114 (D2): D02205. Bibcode:2009JGRD..114.2205P.
- [I-4] E. Seran; M. Godefroy; E. Pili (2016). "What we can learn from measurements of air electric conductivity in 222Rn - rich atmosphere". *Earth and Space Science.* 4 (2): 91–106. Bibcode:2017.
- [I-5] Hector, L. G.; Schultz, H. L. (1936). "The Dielectric Constant of Air at Radiofrequencies". *Physics.* 7 (4): 133–136.
- [I-6] Gabriel C, Gabriel S and Corhout E. The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey *Phys. Med. Biol.* 41 2231–491996a.
- [I-7] Jagbir Kaur<sup>1,\*</sup> and S.A. Khan<sup>2</sup>, thermal changes in Human Abdomen Exposed to Microwaves: A Model Study, *ADVANCED ELECTROMAGNETICS, VOL. 8, NO. 3, JUNE 2019.*
- [I-8] T. Wessapan, S. Srisawatdhisukul, P. Rattanadecho, Numerical analysis of specific absorption rate and heat transfer in the human body exposed to leakage electromagnetic field at 915 MHz and 2450 MHz, *Journal of Heat Transfer* 133 : 051101, 2011.
- [I-9] Les ondes de téléphonie mobile : I – Dosimétrie et exposition des personnes. Reflets phys., 23 (mar 2011) 20-25.
- [I-10] American Conference of Government Industrial Hygienists (ACGIH) - Threshold limit values for chemical substances and physical agents and biological exposure indices. Cincinnati, OH : American Conference of Governmental Industrial Hygienists ; 1996.
- [I-11] \*Bouali Lazhar. *IEEE Xplore Digital Library Browse Conference Publications > 2015 4th International Confer.* DOI: 10.1109/INTEE.2015.7416711 Publisher: IEEE.
- [I-12] \*Lazhar Bouali,Dejennah Mohammed,Tahmi Redouane (Numerical Modeling of the Interface between Source RF and the Human Body), *Physical Science International Journal* 10(3): 1-12, 2016, Article no.PSIJ.24621145 – 150.
- [I-13] \*Bouali Lazhar, Djennah Mohammed, "Numerical Study of Electromagnetic Interaction between a Radio Frequency Sources and the Human Head", *International Journal of Science and Research (IJSR), ijsr.net, Volume 5 Issue 1, January 2016, 145 – 150.*
- [I-14] \*Bouali Lazhar.The 4<sup>th</sup>International Conference on Electrical Engineering ICCEE 2015 December13<sup>th</sup>-15<sup>th</sup>,2015 Boumerdes , Algeria.
- [I-15] \*Bouali Lazhar. Internationale Conference on Advanced Technologies for Singal and Image Procassing . ATSSIP'2016 21-24 March 2016, Monastir-Tunisia.
- [I-16] \*Bouali Lazhar. Istanbul 19th International Conference on “Engineering & Technology, Computer , Basic & Applied Sciences” ( ECBA- 2016 ) 9-10 May 2016 Istanbul, Turkey.

- [I-17] \*Bouali Lazhar. Conférence Internationale sur La pollution électromagnétique : Réalité défis et solutions proposées 25 et 26 Octobre 2016EST Essaouira –Maroc COP 22 ESTE/CIPE16.
- [I-18] \*Bouali Lazhar. ELECO 2017 10th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING ( ELECO- 2017 ) 30November-02 December 2017 in Bursa , Turkey.N°18.
- [I-19] \*Bouali Lazhar. ELECO 2017 10th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING ( ELECO- 2017 ) 30November-02 December 2017 in Bursa , Turkey.N°39.
- [I-20] Bouali Lazhar1 , Dejennah Mohammed , Tahmi Redouane. Numerical Method of Calculate Electromagnetic Energy in the Human Head Exposed to an RF Source. Academic Research International Vol. 11(4) December 2020 p (23-35).
- [I-21] Introduction to Quantum Mechanics 3rd Edition by David J. Griffiths, Darrell F. Schroeter. Publisher : Cambridge University Press; 3rd edition (August 16, 2018)
- [I-22] W. Pauli. The connection between spin and statistics. Physical Review,58(8) :716–722, 1940. (Cf. p. 6.)
- [I-23] W. Gerlach, O. Stern. Der experimentelle Nachweis des magnetischen Moments des Silberatoms (Experimental demonstration of the magnetic moment of the silver atom). Zeitschrift für Physik, 8(1) :110–111, 1921. (Cf. p. 6.).

# CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

## **Conclusion générale**

Les réseaux de télécommunications sans fil ont connu une expansion rapide, ce qui a entraîné une hausse significative de l'exposition aux ondes électromagnétiques, telles que les signaux UMTS et WiFi. Cette croissance suscite des préoccupations quant à leur éventuel impact sur la santé, notamment au niveau de la tête humaine. Pour remédier à ce problème, nous avons développé une méthode numérique visant à sélectionner des protecteurs contre les champs électromagnétiques pour assurer la biocompatibilité des tissus biologiques.

Nous avons entrepris une étude bibliographique pour approfondir notre compréhension des diverses sources d'ondes électromagnétiques, de leurs caractéristiques et de leurs paramètres. Étant donné la complexité des milieux étudiés, nous avons considéré l'analyse dosimétrique comme un aspect clé de notre recherche. Ainsi, nous avons utilisé une méthode pour évaluer les niveaux des champs électromagnétiques auxquels les cellules sont exposées. Nous avons également présenté un état de l'art dans notre étude.

Nous avons utilisé un modèle équivalent en deux domaines, à savoir l'intérieur (représenté par la sphère  $\Omega_i$  correspondant à la tête humaine) et l'extérieur ( $\Omega_e$  contenant la source), pour modéliser l'interaction entre un téléphone portable et la tête humaine. Puis nous avons considéré les tissus biologiques comme des matériaux homogènes avec des propriétés diélectriques variant en fonction des hautes fréquences des ondes électromagnétiques, et nous allons intégrer cette variation dans notre modèle final.

Nous avons simplifié le milieu biologique en le représentant sous forme sphérique pour faciliter l'interaction avec les différents facteurs. En utilisant les équations de Maxwell, nous avons défini le système physique et posé le problème. Pour résoudre numériquement ce problème, nous avons synthétisé diverses formulations variationnelles, utilisant la méthode des éléments finis pour traiter efficacement les problèmes avec des géométries complexes et des milieux hétérogènes. Nous avons adopté la résolution numérique des éléments finis couplée à la méthode intégrale des frontières, et nous avons expliqué chaque étape de notre code numérique pour faciliter l'interprétation des résultats. Enfin, nous avons validé nos résultats en exécutant le code de calcul CELLULAIRE 003.

Nous avons réalisé des essais numériques en considérant des situations avec et sans protection contre les ondes électromagnétiques, en utilisant différents types de protecteurs tels que le métal (argent), et non métal (le verre), et l'alliage métal et non métal (argent-verre), aux fréquences 2600 MHz, 1900 MHz et 900 MHz.

Notre étude a abouti à des cartographies qui représentent les comportements des champs

électriques et magnétiques. A partir de ces résultats nous avons tracé les graphes représentant le DAS ainsi que les champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  en fonction de la distance  $d$  à l'intérieur de la tête d'un adulte et d'un enfant. Ces résultats nous ont permis d'avoir une vue globale du champ électromagnétique à l'intérieur de la tête en fonction de la distance et de mieux comprendre l'impact de l'utilisation d'un téléphone portable sur la santé.

Nous avons mené une étude pour minimiser les effets des rayonnements RD sur la tête humaine. Nous avons réalisé une série de tests : sans et avec protection. Les graphes montrent qu'avec un protecteur en verre ou sans protecteur, un pic (augmentation) du champ électrique et du DAS. Cette augmentation s'explique par la présence du champ électrique  $\vec{E}_B$  induit par les molécules d'hydrogène en vibration sous l'effet du champ magnétique émis par la source RF. Cependant, ce pic a été supprimé par l'utilisation d'un protecteur en argent ou en alliage (argent-verre). Ainsi, nous avons opté pour l'utilisation d'un protecteur en alliage qui nous a permis de réduire efficacement et respectivement (du V/m à nV/m ; du mT à nT) les champs électrique et magnétique émis par la source RF sans effet thermique (dans le métal) et d'obtenir la vraie valeur du DAS pour les appareils de téléphonie portable.

Nous avons réussi à atteindre notre objectif grâce à notre code de calcul élaboré. Nous pensons que notre contribution à la recherche sur les méthodes mathématiques numériques pour garantir une bonne biocompatibilité ne se limitera pas au domaine biologique, mais sera également utile dans de nombreux aspects de la vie quotidienne, tels que les machines électriques, les voitures, les radars, etc. Cependant, pour confirmer nos résultats de recherche, des essais pratiques sont nécessaires.

## **Perspectives**

Dans ce travail de recherche nous avons relevé plusieurs perspectives, ce qui nous encourage. En premier lieu, il est indispensable de réduire le temps de calcul de la répartition des ondes électromagnétiques. Cela peut être réalisé en implémentant de nouvelles stratégies ou de nouveaux préconditionnements pour la méthode des éléments finis.

Il est également important de modéliser tous les éléments du système concerné afin de concevoir un outil de planification des traitements efficaces. Les étapes suivantes devront être axées sur l'utilisation de méthodes intelligentes, telles que l'intelligence artificielle, pour résoudre le système matriciel. Nous pourrions améliorer notre code de calcul en prenant en compte l'architecture ou l'anatomie plus précise du corps humain exposé à l'agression électromagnétique créée par des équipements tels que les téléphones mobiles, qui font partie du confort que cherche l'être humain.

## Annexe 1

Le texte traite de la Résonance Magnétique Nucléaire (RMN) et de ses principes fondamentaux. La RMN est une technique d'imagerie qui utilise le spin nucléaire des noyaux d'atomes pour obtenir des informations sur la composition et la structure de la matière. Le spin nucléaire est le moment cinétique des protons et des neutrons dans le noyau et est caractérisé par un nombre quantique. Les noyaux avec un nombre pair de protons et de neutrons ont un spin nucléaire nul, tandis que ceux avec un nombre impair ont un spin nucléaire non nul. Les noyaux observables en RMN comprennent l'hydrogène, l'azote et le phosphore, entre autres. Le signal RMN est généré par trois processus : la polarisation, la résonance et la relaxation. La polarisation est l'alignement des moments magnétiques des noyaux d'atomes avec un champ magnétique externe. La résonance se produit lorsque le champ magnétique externe est suffisamment fort pour faire osciller les noyaux d'atomes autour de leur axe de spin. La relaxation est la perte d'énergie qui suit la résonance. Le texte traite également de la fréquence de Larmor et de son importance pour la RMN.

Le texte traite de l'utilisation d'impulsions de radiofréquence (RF) pour manipuler la magnétisation macroscopique en résonance magnétique nucléaire (RMN) et en imagerie par résonance magnétique (IRM). En l'absence d'une impulsion RF, la magnétisation macroscopique est alignée avec le champ magnétique principal et précesse à la fréquence de Larmor. Pour générer un signal RMN ou IRM détectable, la magnétisation macroscopique doit être inclinée loin du champ magnétique principal. Cela peut être réalisé en appliquant une impulsion RF perpendiculaire au champ magnétique principal, qui incline la magnétisation selon un angle déterminé par la durée et l'amplitude de l'impulsion. L'impulsion RF doit être suffisamment longue pour s'assurer que la magnétisation est inclinée de l'angle souhaité et qu'elle n'est pas excitée à un point spécifique de sa précession. L'homogénéité du champ RF détermine l'homogénéité de l'excitation des spins, qui se reflète dans l'image résultante. À la résonance, l'effet de l'impulsion RF sur la magnétisation est décrit par l'équation de Bloch. Pour une impulsion de  $\pi/2$ , le champ RF doit être beaucoup plus faible que le champ magnétique principal, et la durée de l'impulsion doit être supérieure à 15  $\mu\text{s}$  pour un champ magnétique principal de 10 mT.



## Annexe 2

Le cerveau est un organe complexe composé de milliards de neurones, qui sont des cellules spécialisées dans la transmission de l'information. Les neurones communiquent entre eux à travers des synapses, qui sont des jonctions spécialisées permettant la transmission de signaux électriques et chimiques.

Le transport électrique de l'information dans le réseau neuronal du cerveau se produit lorsque des signaux électriques sont transmis de manière sélective entre les neurones. Ce processus commence par la stimulation des dendrites, les prolongements des neurones qui reçoivent les signaux de synapses provenant d'autres neurones. Si la stimulation est suffisante, elle déclenche une dépolarisation de la membrane cellulaire du neurone, qui se traduit par une inversion de la polarité électrique à travers la membrane. Ce changement de polarité génère un potentiel d'action, une impulsion électrique qui se propage le long de l'axone du neurone jusqu'à sa terminaison axonale, où il déclenche la libération de neurotransmetteurs dans la synapse suivante.

Le transport électrique de l'information dans le réseau neuronal du cerveau est donc un processus électrochimique complexe qui permet aux neurones de communiquer et de coordonner leur activité. Ce processus est crucial pour de nombreuses fonctions cognitives, telles que la perception, la mémoire, l'apprentissage et la prise de décision.

Le champ électrique qui permet le transfert de l'information dans les neurones du cerveau varie en fonction de nombreux facteurs, tels que la taille et la forme des neurones, la distance entre eux et la nature des signaux émis. En général, les valeurs typiques du champ électrique qui permettent la communication neuronale varient de quelques millivolts à plusieurs dizaines de millivolts par millimètre. Cependant, ces valeurs peuvent également être modulées par des phénomènes tels que la synchronisation neuronale ou les oscillations cérébrales, qui peuvent avoir des amplitudes beaucoup plus élevées. En somme, il n'existe pas de réponse unique à cette question, car le champ électrique qui permet le transfert de l'information dans les neurones du cerveau dépend de nombreux facteurs complexes et variés.