

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Ecole Nationale Polytechnique D'Alger
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité
Electrotechnique
Option
Machines Electriques
Présenté Par
BOUALI LAZHAR

(Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Option Machines Electriques)

Comportement du Champ
Electromagnétique Radio fréquences (ELMRF)
Dans les Tissus Biologiques
Application : Utilisation du Cellulaire

Soutenu publiquement le: 03/03/2012

Devant le jury composé de:

<u>Président:</u>	TOUHAMI Omar	professeur	(ENP)
<u>Rapporteur :</u>	DJENNAH Mohamed	Docteur	(MDN)
<u>Examineurs</u>	BOUBAKEUR Ahmed	professeur	(ENP)
	MEKHTOUB Said	professeur	(ENP)
	TAHMI Redhouane	maitre de conférences	(ENP)

ملخص

الخلوي، الهاتف المحمول أو النقال هو جهاز التواصل الذي أصبح لا غنى عنه بنحو متزايد في الحياة اليومية للأفراد. فيزيائياً، هو مصدر للطاقة الكهرومغناطيسية في نطاق ترددات الراديو (اللاسلكية) التي هي دائماً لصيقة بجسم الإنسان. النمذجة العددية لأثار مصدر الطاقة الكهرومغناطيسية على الأنسجة البيولوجية وبصفة خاصة على دماغ الإنسان و هذا ما يستدعي استخدام الصيغ الرياضية المعقدة.

لمعالجة هذه المشكلة بشكل مبسط مع اخذ محاكاة لرأس الإنسان على شكل كرة تحتوي على المادة الرمادية. وكما اعتمدت في الصياغة على العناصر المحددة للحجم إلى جانب وضع الحدود بصيغة تكاملية من سطح الكرة المذكورة سالفاً. وقد وضعنا مشكلتنا في ثلاثة متغيرات: الحقل المغناطيسي، و الحقل الكهربائي وكثافة التيار، مع تقريبهم من متغير الحواف. النتائج العددية المتحصل عليها تظهر خريطة الطاقة الكهرومغناطيسية التي تخترق منطقة الأذن لرأس الإنسان.

كلمات مفتاح: الحقل الكهرومغناطيسي، تفاعلات، ذبذبة، خلوي، الطاقة الكهرومغناطيسية، رأس الإنسان

Résumé

Le cellulaire, le portable ou le mobile est un moyen de communications qui devient de plus en plus indispensable dans la vie quotidienne des individus. Physiquement, c'est une source d'énergie (ELM) électromagnétique dans la gamme (RF) radio fréquence qui est toujours collée au corps humain. La modélisation numérique des effets de la source d'énergie (ELM) électromagnétique sur les tissus biologiques et en particulier sur le cerveau de l'être humain fait appel à des formulations mathématiques très complexes.

Pour aborder le problème d'une manière très simplifiée nous avons simulé la tête humaine par une forme sphérique contenant la matière grise.

La formulation en éléments finis (ELF) est adoptée dans le volume couplé avec la formulation intégrale de frontière à la surface de la sphère, ainsi considérée. Nous avons formulé notre problème en trois variables : le champ magnétique H , le champ électrique E , et la densité de courant J ; celles-ci sont approximées en variables d'arêtes dans le problème discret. Les résultats numériques obtenus montrent une cartographie de l'énergie (ELM) électromagnétique introduite qui pénètre dans la sphère ORL de l'être humain

Mots clés : Champ ELM, interaction, fréquences, cellulaire, énergie ELM, tête humaine.

Abstract

Cellular, laptop or mobile is a medium becoming increasingly indispensable in the daily life of individual. Physically, it is a source of energy (MTE) in the range of electromagnetic (RF) radio frequency that is always stuck for human body.

Numerical modeling of the effects of energy source (ELM) on electromagnetic biological tissues and in particular on the brain of the human uses complex mathematical formulations.

To address the problem in a very simplified way we have simulated the human head a sphere shaped containing gray matter.

The formulation in (ELF) finite element is adopted in volume coupled with the boundary integral formulation to the surface of the considered sphere.

We have formulated our problem in three variables: the magnetic field H , the electric field E and current density J , they are approximated with arete variable in the discrete problem.

The obtained numerical results show a map of the energy (MTE) Electromagnetic penetrated ENT human being.

Key words: Field ELM, interaction, frequency, cellular, energy ELM, human head.

Remerciements

Ce travail a été effectué au laboratoire de recherche en électrotechnique de l'école nationale polytechnique ELHARRACH Sous la direction de Monsieur M.Djennah, Maître de conférences qu'il trouve ici ma profonde reconnaissance, pour m'avoir proposé ce mémoire, qui m'a ouvert à l'Analyse numérique et à la technologie moderne de communications (la téléphonie mobile), face à la santé humaine. Il trouve aussi ma gratitude pour son dynamisme et ses compétences scientifiques qui ont grandement contribué à la réalisation de ce travail.

Malgré l'éloignement et ses responsabilités, il a toujours répondu à mes questions avec précision et patience.

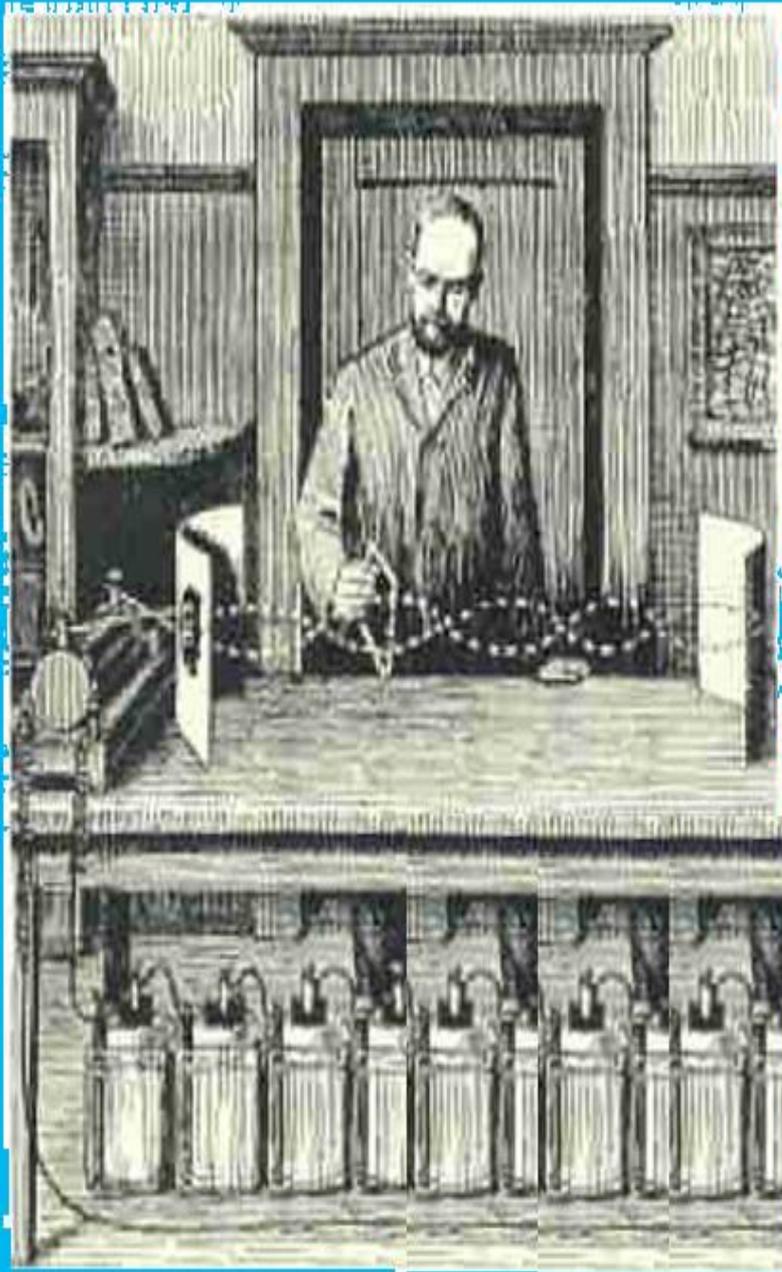
Je le remercie vivement de la confiance qu'il a placée en moi, et pour tout ce qu'il m'a appris.

Je remercie vivement mes enseignants du département d'électrotechnique surtout ceux de l'option machines Electriques.

Je remercie très sincèrement Omar Touhami, Professeur de ENP, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Mes vifs remerciements vont à messieurs Boubakeur Ahmed, Professeur d'ENP, à Mekhroub Saïd, Professeur à ENP, et aussi à R.TAHMI, Maître de conférences, pour le grand intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être Examineurs.

J'associe à ces remerciements les personnes que j'ai rencontrées durant ces deux ans à l'ENP, mes collègues qui ont contribué à entretenir une ambiance de travail agréable et que grâce à eux j'ai vécu des moments enrichissants sur les plans humain et scientifique.



Heinrich Rudolf Hertz

*« On est obligé d'avoir des sortes d'étoiles,
Des choses qui brillent un peu plus loin,
Par ce que s'il n'y a pas de plus loin,
Il n'y a pas de chemin pour aller vers... »*

Dédicaces

...Je dédie ce modeste travail à tous les membres de ma petite famille (ma femme, et mes deux chères enfants BAKOUS ET MENNOUS).

Ma grande famille (mon père, mes frères et sœurs, mes nièces et mes neveux).

Sommaire

<i>Introduction Générale</i>	11
------------------------------------	----

Chapitre 01

La téléphonie mobile et la santé

<i>1.1 Introduction</i>	13
<i>1.2 Fonctionnement des stations de base</i>	13
<i>1-3 Rayonnement électromagnétique autour des stations de base</i>	15
<i>1.4 Fonctionnement des téléphones mobiles</i>	15
<i>1.5 Dosimétrie et mesure de l'exposition des personnes</i>	16
<i>1.5-1 L'approche numérique</i>	17
<i>1.5-2 L'approche expérimentale</i>	18
<i>1.6 Le débit d'absorption spécifique (DAS)</i>	18
<i>1.7 Les méthodes d'évaluation</i>	20
<i>1.7-1 L'épidémiologie</i>	20
<i>1.7-2 L'expérimentation in vitro</i>	20
<i>1.7-3 L'expérimentation in vivo</i>	20
<i>1.7-4 Bilan des systèmes d'exposition in vitro</i>	21
<i>1.8 Recherche et étude de pathologie</i>	21
<i>1.8-1 Le cancer</i>	21
<i>1.8-2 Les effets des RF sur le cerveau</i>	23
<i>1.8-3 Les effets sur le système cardio-vasculaire</i>	24
<i>1.8-4 L'effet des RF sur la reproduction et le développement</i>	24
<i>1.8-5 L'effet des RF sur le système immunitaire</i>	24
<i>1.9 Développement d'un cadre réglementaire et normatif</i>	25
<i>1.10 Limitation des effets des champs par l'innovation</i>	26
<i>1.11 Analyse des études récentes</i>	27
<i>1.12 Les précautions à prendre</i>	28
<i>1.13 Conclusion</i>	29

Chapitre 02

Position du problème sur les plans physique et mathématique

2.1 Introduction.....	30
2.2 Position du problème sur le plan physique.....	30
2.2-1 Description physique du modèle.....	30
2.2-2 L'onde électromagnétique.....	31
2.2-2-1 Interactions onde – matière.....	32
2.2-2-2 Les micro-ondes.....	33
2.2-2-3 Impédance caractéristique du milieu de propagation.....	33
2.3 Position du problème sur le plan mathématique.....	34
2.3-1 Champ électromagnétique et la source.....	34
2.3-2 Les équations constitutives.....	34
2.3-3 Interfaces entre deux milieux quelconques.....	36
2.3-4 Condition de transmission.....	37
2.3-5 Équation d'onde en régime harmonique.....	37
2.3-6 Équation de propagation du champ électrique E	39
2.3-7 Équation de propagation du champ magnétique H	40
2.4 Conclusion.....	40

Chapitre 03

Formulation du Problème Continu

3.1 Introduction.....	41
3.2 Formulation à l'intérieur de la sphère.....	41
3.2-1 Formulation en champ magnétique H	41
3.2-2 Formulation en champ électrique E	43
3.2-3 Interprétation physique de la formulation.....	44
3.2-4 Formulation variationnelle des différents milieux.....	44
3.3 Expression du champ électrique à l'extérieur.....	46
3.4 Couplage du problème intérieur avec le problème extérieur.....	48
3.5 Formulation variationnelle sur la frontière Γ	49
3.6 Conclusion.....	51

Chapitre 04

Formulation du Problème Discret

4.1 Introduction.....	52
4.2-1 Choix De la méthode numérique.....	52
4.2-2 La discrétisation du modèle physique.....	53
4.2-3 Approximation par élément d'arête.....	54
4.3 Discrétisation du problème variationnel.....	55
4.3-1 Discrétisation de la forme $a(E_r, E')$	56
4.3-2 Construction et calcul du second membre (S).....	57
4.3-3 Discrétisation du terme au bord.....	58
4.3-4 Décomposition dans l'espace $E_{a_1}(\Gamma)$	58
4.3-5 Décomposition du terme de bord.....	62
4.4 Conclusion.....	63

Chapitre 05

Mise en Œuvre Numérique et Exploitation des Résultats

5.1 Introduction.....	64
5.2 Présentation de la méthode de résolution du problème discret.....	64
5.2-1 Caractéristiques électriques.....	64
5.2-1-1 Caractéristiques électriques ($f=835\text{ MHz}$).....	67
5.2-1-2 Caractéristiques électriques ($f=1900\text{ MHz}$).....	67
5.2-2 Caractéristiques Géométriques du modèle utilisé.....	68
5.3 Maillage du domaine d'étude.....	69
5.4 Présentation du code de calcul élaboré.....	73
5.5 Résultats numériques.....	75
5.5-1 Distribution des champs électrique et magnétique (source collée à la tête).....	75
5.5-1-1 Distribution du champ électrique (source collée à la tête et $f=835\text{ MHz}$).....	75
5.5-1-2 Distribution du champ magnétique (source collée à la tête et $f=835\text{ MHz}$).....	77
5.5-1-3 Distribution du champ électrique (source collée à la tête et $f=1900\text{ MHz}$).....	80
5.5-1-4 Distribution du champ magnétique (source collée à la tête et $f=1900\text{ MHz}$).....	81
5.5-2 Distribution du champ électrique et magnétique (source loin de la tête).....	85
5.5-2-1 Distribution du champ électrique (source loin de la tête $f=835\text{ MHz}$).....	85
5.5-2-2 Distribution du champ magnétique H (source ELM loin de la tête $f=835\text{ MHz}$).....	86

<i>5.5 -2-3</i> Distribution du champ électrique (source ELM loin de la tête $f=1900\text{MHz}$).....	88
<i>5.5-2-4</i> Distribution du champ magnétique (source ELM loin de la tête $f=1900\text{MHz}$).....	90
<i>5.6</i> Méthode analytique.....	93
<i>5.6-1</i> Calcul de l'énergie électromagnétique E_r en fonction de la distance r	93
<i>5.6-2</i> Calcul de l'énergie ELM d'une source collée à la tête humaine	96
<i>5.6-3</i> Calcul de l'énergie ELM pour une source loin de la tête avec $f=835\text{MHz}$ et $f=1900\text{MHz}$	99
<i>5.6-4</i> Comparaison entre les résultats numériques et analytiques.....	101
<i>5-8</i> Conclusion.....	104
<i>6. Conclusion générale</i>	105
<i>Bibliographie</i>	107

Liste de symboles

Symboles alphanumériques

A	Potentiel vecteur (Weber/m ²)
B	Induction magnétique (ou densité de flux magnétique) (T, Weber/m ²)
D	Induction électrique (ou densité de flux électrique) (C/m ²)
E	Champ électrique (V/m)
H	Champ magnétique (A/m)
H (rot, Ω)	l'espace de fonction $\{h \in L^2(\Omega) : \text{rot}H \in L^2(\Omega)\}$
J	Densité de courant induit (A/m ²)
J^s	Densité de courant induit (imposé par la source) (A/m ²)
L²(Ω), IL2(Ω)	Espace des fonctions et des champs de vecteurs de carré
P	Densité volumique de charges électriques (C/m ³).
t	Instant du temps
W	L'espace de Whitney (Première forme différentielle de Whitney).
x = (x, y, z)	Point de l'espace R
Ω	Ensemble ouvert dans R ³
Γ	Frontière de Ω (= $\partial\Omega$)
ε	Permittivité (F/m)
ε_0	Permittivité du vide ($\varepsilon_0=8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m)
ε_r	Permittivité relative ($\varepsilon_r= \varepsilon / \varepsilon_0$ F/m)
μ	Perméabilité magnétique H/m
μ_0	Perméabilité magnétique du vide ($\mu_0=4 \pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
μ_r	Perméabilité magnétique relative ($\mu_r= \mu / \mu_0$ H/m)
σ	Conductivité électrique (S/m)
λ	Longueur d'onde (m, cm)
ω	Pulsation ($\omega = 2 \pi f$), avec f est la fréquence (Hz)
ρ	Densité volumique de charges électriques (C/m ³)

Abréviations

CEM	Compatibilité électromagnétique
ELM	Électromagnétique
MEF	Méthode des éléments finis
MIF	Méthode d'intégrale de frontière

Opérateurs

∂t	Dérivation par rapport au temps.
grad	Gradient
rot	Rotationnel
div	Divergence
\wedge	Produit vectoriel
.	Produit scalaire

Introduction générale

Dans notre société actuelle, de plus en plus d'applications font appel aux ondes électromagnétiques (lignes électriques, chauffage, systèmes de communication...).

L'exposition aux sources artificielles est devenue supérieure à l'exposition aux champs naturels. La multiplication et le développement des systèmes de communications sans fil ne se font pas sans provoquer de nombreuses questions quant à leurs éventuels effets sur la santé, notamment sur le cerveau. La proximité de la tête avec l'antenne lors des communications, fait des cellules neuronales une cible potentielle pour les radiofréquences émises par les téléphones.

Les premières études concernant les effets des radiofréquences sur le cerveau ont porté sur la prolifération cellulaire, que ce soit *in vivo* ou *in vitro*. En effet, une prolifération cellulaire excessive conduit à la formation de tumeurs. Ainsi, les études épidémiologiques ont principalement porté sur l'incidence des tumeurs cérébrales depuis l'augmentation de l'utilisation de la téléphonie mobile. En revanche, peu (ou pas) d'études épidémiologiques se sont intéressées à la survenue de troubles cognitifs et à l'incidence des pathologies neuro-génératives. De la même façon, *in vitro*, peu d'études ont été réalisées sur l'interaction des radiofréquences avec la mort neuronale par apoptose. [1]

Les champs électromagnétiques interagissent avec le corps humain. Cette interaction dépend fortement de la fréquence et de l'intensité des champs, mais certains effets à court terme peuvent être observés tels que des troubles visuels, des contractions musculaires ou un échauffement des tissus. Ces effets directs sont parfois utilisés à des fins thérapeutiques (défibrillation, hyperthermie, magnétothérapie), mais l'interaction entre les champs électromagnétiques et le corps humain peut aussi être utilisée pour réaliser des diagnostics médicaux, par le biais de l'IRM (l'imagerie par résonance magnétique).

Pour cette dernière, l'homme fait donc l'objet d'une exposition volontaire et contrôlée aux champs ELM pour mettre à profit leurs effets à court terme, mais aussi pour une exposition involontaire aux champs ELM due à son environnement. [2]

Les très nombreuses études épidémiologiques sur les effets à long terme ne permettent pas de conclure, car elles donnent des résultats contradictoires ou reposent sur de trop petits échantillons de population.

Des études biologiques sur des cellules ou des animaux sont aussi menées pour essayer de comprendre les phénomènes qui pourraient initier ou promouvoir certaines maladies. [3]

Il est donc nécessaire de mener ces études avant, afin de pouvoir confirmer ou infirmer les nombreuses hypothèses déjà émises pour obtenir des éléments de réponses aux multiples questions soulevées par les recherches déjà effectuées, qui sont en cours, ou en prévision, et réactualiser les normes en vigueur au vu des dernières études .

L'étude des interactions des micro-ondes (en particulier les micro-ondes émises par le cellulaire) avec l'être vivant regroupe bien évidemment plusieurs domaines, comme la physique et la biologie, pour obtenir une étude in vitro et in vivo.

Mais la complication et la difficulté expérimentale, nous conduisent vers la simulation numérique qui devient un outil très performant et très utile pour les analyses dosimétriques qui doivent être les plus complètes possibles.

L'objectif de notre travail est d'arriver, par l'utilisation de la modélisation, à étudier l'effet du champ électromagnétique à l'échelle de micro-ondes (téléphone cellulaire) sur le cerveau humain, en particulier l'effet sur la matière grise cérébrale, et sur la matière blanche cérébrale, avec la détermination et la représentation du champ électrique et du champ magnétique absorbés par ces dernières.

Ensuite nous présentons la variation du DAS (débit d'absorption spécifique) en fonction de la fréquence et de la distance entre la source ELM (cellulaire) et le corps humain.

Notre mémoire contient cinq chapitres. Dans le premier nous présentons un historique concernant les travaux sur la téléphonie mobile et la santé. Le deuxième chapitre est consacré à la position du problème sur le plan physique et mathématique. Dans le troisième chapitre nous présentons la formulation du problème continu et dans le quatrième, la formulation du problème discret avec approximations en élément finis.

Enfin dans le cinquième chapitre, nous détaillons et discutons la mise en œuvre numérique et l'exploitation des résultats.

Chapitre 01

La téléphonie mobile et la santé

1.1 Introduction

Les champs magnétiques font partie de notre quotidien : téléphone mobile, radio, wifi... Nous nous intéressons ici plus particulièrement à la téléphonie mobile, dont les risques prêtent de plus en plus à débat. D'une part, les ondes liées aux téléphones mobiles sont nombreuses et variées : wifi, bluetooth, antennes-relais GSM, UMTS ou 3G, réseaux électriques...et ont autant de risques potentiels pour la santé. D'autre part, l'utilisation des téléphones mobiles connaît une croissance exponentielle.

Ces éléments ont conduit à se poser la question suivante : **quels sont les risques de la téléphonie mobile sur la santé humaine ?** De nombreuses études sont régulièrement publiées sur le sujet, et les autorités publiques tendent à appliquer un principe de précaution pour lutter contre ces dangers. Est-ce réellement justifié ?

Pour répondre à cette question, il convient dans un premier temps de comprendre la nature des ondes émises pour la téléphonie mobile, afin d'analyser les études menées sur le sujet, avant d'envisager les normes et réglementations permettant de limiter ces effets. [3]

1.2 Fonctionnement des stations de base

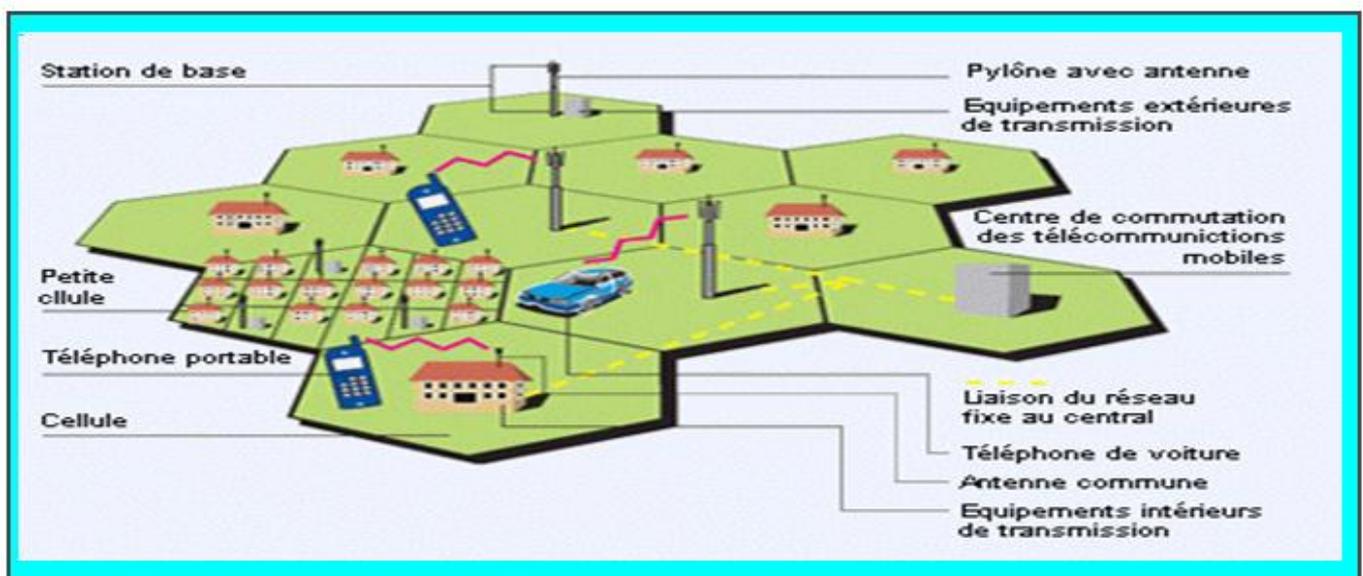


Fig.(1-01) Réseau cellulaire de téléphonie mobile. [5]

Le principe de la téléphonie mobile repose dans un premier temps sur la transformation, par le téléphone, de la voix en champs radiofréquences qui se propagent, par l'intermédiaire du téléphone, jusqu'à une antenne relais (station de base). Le rôle des antennes est alors de transformer le signal électromagnétique en signal électrique. Lorsqu'elle reçoit un appel, l'antenne transforme les ondes électromagnétiques qui transitent dans l'air en un signal électrique qui, circule dans des câbles sous forme de données numériques. Le phénomène a lieu dans le sens inverse lorsqu'elle émet le signal. Chaque antenne couvre une portion de territoire constituant une « cellule » d'où le nom de téléphonie cellulaire. Les stations de base sont donc des émetteurs-récepteurs dont le rôle dans les communications mobiles est indispensable, puisqu'ils servent à acheminer les appels du réseau auquel ils sont connectés dans les deux sens, c'est-à-dire en provenance et à destination des téléphones mobiles situés dans leur zone de couverture

Fig. (1-01). [4] On distingue plusieurs types d'antennes relais, selon le territoire couvert et la densité des communications transmises Fig. (1-01). Les stations pico-cellulaires sont les plus petites, installées à l'intérieur de bâtiments comme des bureaux et généralement placées sur les plafonds et les murs. Leur rayon d'action (leur portée) est inférieur à 100 m.

- Les stations micro-cellulaires ont une puissance un peu plus élevée et sont utilisées pour couvrir des zones peu étendues mais où la densité des utilisateurs est forte (gares ou centres commerciaux par exemple). Elles sont installées sur les façades et leur rayon d'action est inférieur à 1 000 m.

- Les stations macro-cellulaires sont les plus courantes Physiquement, elles sont constituées d'une antenne et de matériel radio contenant le dispositif électronique. Ces antennes sont de différents types (antennes perches, panneaux...) selon la couverture voulue dans la cellule. Elles sont reliées par des câbles de liaison au matériel radio composé, entre autres, d'émetteurs-récepteurs contenues dans une armoire placée à proximité de l'antenne.

Placées à une hauteur de 12 à 50 m, ces antennes utilisent en général des supports tels que château d'eau, toit d'immeuble, pylône...

Les rayons d'action des stations de base macro-cellulaires dépendent de leur situation géographique. Les stations macro-cellulaires les plus courantes peuvent émettre à une puissance maximum de 20 à 30 watts par bande de fréquence GSM (900 MHz ou 1800 MHz). En milieu rural, la puissance est élevée, pour couvrir des zones étendues (10-30 km) sur un nombre limité de fréquences utilisatrices, alors qu'en ville, la puissance est répartie sur de nombreuses bandes de fréquences utilisatrices dans un périmètre limité (500 m). [4]

1-3 Rayonnement électromagnétique autour des stations de base

L'intensité des émissions provenant d'une station de base dépend des facteurs suivants :

- La puissance de rayonnement : l'intensité des émissions augmente avec la puissance de rayonnement.
- La distance par rapport à l'antenne d'émission : l'intensité des émissions est réduite de moitié lorsque la distance est multipliée par dix.
- L'orientation par rapport à l'antenne : les antennes des stations de base ne rayonnent pas avec la même intensité dans toutes les directions. Elles sont comparables à une lampe de poche: elle éclaire horizontalement et dans un rayon de $120^{3/4}$ et $180^{3/4}$; au-delà de ce faisceau lumineux, la lumière ne disparaît pas totalement mais elle est nettement estompée.
- Les murs et la toiture : ils réduisent l'intensité des rayonnements qui pénètrent à l'intérieur du bâtiment. [4]

1.4 Fonctionnement des téléphones mobiles

Les champs utilisés dans la téléphonie mobile sont standardisés selon différents systèmes en fonction des régions et des pays. Dans le système GSM 900, la fréquence porteuse est dans la gamme des 900 MHz. Elle s'étend de 872 à 960 MHz. Dans le système GSM 1800, la fréquence porteuse est dans la gamme des 1 800 MHz. Elle s'étend de 1 710 à 1 875 MHz. A l'intérieur de ces gammes, les antennes relais attribuent à chaque utilisateur une bande plus étroite de 0,2 MHz pour chaque communication (découpage fréquentiel). Cette bande est aléatoire et peut notamment être amenée à changer lorsque l'utilisateur se déplace ; sa communication est alors relayée d'une cellule à une autre.

A l'intérieur de chaque bande utilisée de 0,2 MHz, il existe aussi un découpage temporel. Pour partager une bande de fréquence allouée entre plusieurs utilisateurs, de nombreuses techniques existent et notamment l'accès multiple par répartition temporelle, le TDMA. Le TDMA, tel qu'il est utilisé dans le standard GSM permet à huit utilisateurs d'opérer sur une même bande de fréquence en la partageant dans le temps. Dans ces conditions, le mobile n'émet, au maximum, qu'un huitième du temps : la puissance moyenne d'un système dont la puissance crête est de 2 watts (GSM 900) sera au maximum de 250 mW et la puissance moyenne d'un système dont la puissance crête est de 1 watt (GSM 1 800) sera au maximum de 125 mW.

Le mobile GSM émet des informations (« burst » en anglais) par impulsion à raison d'une impulsion de 576 μ s toutes les 4,6 ms. La fréquence de répétition des impulsions est de 217 Hz et le rapport cyclique est de 1/8. Ainsi, huit utilisateurs différents peuvent se partager chaque étroite bande de fréquence. La communication est ensuite « reconstituée », après décodage, dans un temps suffisamment court pour qu'elle semble continue.

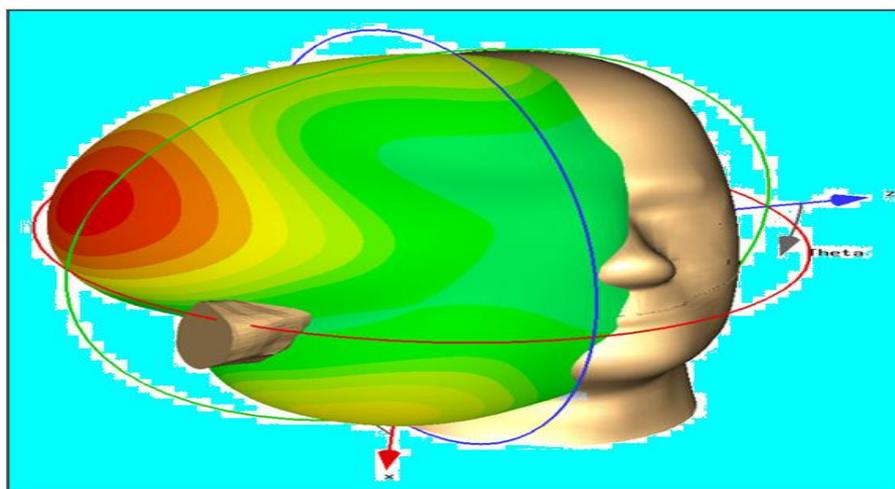
En effet, la puissance d'émission d'un téléphone est modulée par un dispositif dit de « contrôle de puissance », qui optimise la puissance d'émission du mobile. Par exemple, celui-ci va émettre 250 mW à plusieurs kilomètres de l'antenne, et uniquement 10 mW à proximité.

Le dispositif de contrôle de puissance a pour objet de réduire les interférences entre utilisateurs dans une même cellule, et de permettre la diminution du volume de la batterie, grâce à une moindre consommation. Lors de la connexion de l'utilisateur du mobile avec son correspondant, la puissance émise est ajustée à un niveau élevé permettant d'avoir une communication immédiate optimale, puis le contrôle de puissance réduit celle-ci par paliers de 2 dB, en quelques secondes, jusqu'à se stabiliser au niveau minimum compatible avec une bonne qualité de la communication.

Quinze niveaux pour le contrôle de puissance sont possibles pour le GSM 900 (de 33 à 5 dB) et le GSM 1800 (de 30 à 2 dB). Le champ reçu varie donc, en un point donné, avec le temps (sur une échelle de 2 à 30 secondes). Le déplacement de l'utilisateur (lors de la marche ou d'un transfert en voiture, par exemple) fait prendre le relais par plusieurs stations de base (« handover » ou changement de cellule) successivement, chacune démarrant sa communication à un niveau élevé, puis abaissant la puissance. Il arrive que l'environnement radioélectrique (éloignement...) ne permette pas une réduction systématique de puissance. Dans ce cas, le téléphone mobile émet au maximum. Cette possibilité impose que la puissance des mobiles soit forcée à sa valeur maximale. [5]

1.5 Dosimétrie et mesure de l'exposition des personnes

La dosimétrie est la quantification des champs et puissances induites dans les tissus. La quantification de la puissance absorbée dans les tissus est basée sur le débit d'absorption spécifique DAS ou SAR (specific absorption rate)



**Fig. (1-02) Répartition de la valeur moyenne du DAS
Sur 1g de masse du tissu de la tête [6]**

Comment évaluer le Débit d'Absorption Spécifique (DAS) Fig. (1-03), c'est-à-dire la puissance absorbée par unité de masse, en watts par kilogramme, de tissu vivant soumis à l'appareil en fonctionnement ? La

mesure du DAS, par le biais du champ électrique ou de la température, nécessite l'utilisation d'une sonde. La forte hétérogénéité des tissus et la mise en place d'une sonde dans les tissus rendent difficiles les mesures *in vivo*.

L'imagerie médicale et les méthodes numériques de calcul du champ électromagnétique permettent l'estimation des champs, électrique et magnétique, dans les tissus ; mais cette approche numérique se heurte à la difficulté de modéliser des systèmes aussi complexes que les radiotéléphones.[7]

L'approche expérimentale, qui repose sur l'utilisation de téléphones commercialisés, ne rencontre pas ce type de problème, mais elle est limitée par les difficultés liées à la mesure dans les tissus. [8], [9], [10].

1.5-1 L'approche numérique

Elle a pour base la modélisation numérique des tissus. Le modèle numérique de la tête est donc un élément fondamental de la simulation. Il doit être représentatif de la tête d'un utilisateur et permettre une analyse de la puissance absorbée dans les différents tissus. Les modèles numériques existants sont, pour une grande majorité, basés sur l'imagerie médicale et notamment l'IRM qui est capable de discriminer les tissus mous. Un modèle développé par le centre de recherche de France Telecom (FTRD) comprend 10 tissus (peau, os, muscle, liquide céphalo-rachidien, matière grise, matière blanche...). [11]

Les caractéristiques électromagnétiques des tissus (permittivité et conductivité) sont celles qu'utilise couramment la communauté scientifique. Ce modèle permet l'étude de la distribution de l'énergie dans les principaux tissus.

Avec un radiotéléphone modélisé sur un boîtier parallélépipédique, et opérant à 900 MHz et avec une puissante crête de 2 watts, les simulations indiquent un DAS de 1,1 Watt /kilogramme. L'analyse dosimétrique montre également que la tête absorbe environ 50 % de la puissance émise par le radiotéléphone, la peau absorbant 15 %, le muscle 10 %, le liquide céphalorachidien 5 % et le cerveau 13 %. Avec le modèle de radiotéléphone utilisé, l'absorption est principalement localisée dans la zone proche de l'oreille : 30 % de l'énergie est absorbée dans un cube de 5 cm de côté centré sur l'oreille interne. Au sein de ce volume restreint, la peau absorbe une part importante : la peau appartenant au cube absorbe 70 % de la puissance absorbée par l'ensemble de la peau. A la fréquence de 1 800 MHz, la proportion de la puissance absorbée par les tissus périphériques est augmentée.

La zone proche de l'oreille interne absorbe une grande partie de l'énergie émise par les radiotéléphones et est d'une grande complexité. Avec la résolution habituelle de l'imagerie médicale, l'oreille interne est mal définie. Pour analyser le DAS dans l'oreille interne, un modèle spécifique est nécessaire. Celui qui a été réalisé par l'ENST et le CHU de Nîmes a permis d'arriver aux résultats suivants : le DAS maximum estimé

dans l'oreille interne est de l'ordre de 0,4 Watt/kg pour une puissance de 250 mW et à une fréquence de 900 MHz. [11]

1.5-2 L'approche expérimentale

Elle est indispensable pour compléter l'approche par modélisation numérique. Toutefois, l'approche expérimentale se heurte aux difficultés de la mesure in vivo. Outre les problèmes éthiques que pourrait poser ce type de mesure, la forte hétérogénéité des tissus limite aussi cette approche.

Il est donc indispensable de définir un modèle de tête expérimental homogène. La définition, forme et contenu, du fantôme est fondamentale. La forme doit être représentative de la population et elle doit, ainsi que ses caractéristiques électromagnétiques, garantir que le DAS mesuré et moyenné sur 10 grammes ne sera jamais inférieur aux valeurs réelles. Une étude a été réalisée pour définir un fantôme représentatif.[12] Ce fantôme est aujourd'hui utilisé par le CENELEC (Comité européen de normalisation électrotechnique) et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) pour certifier les radiotéléphones.

1.6 Le débit d'absorption spécifique (DAS)

Lorsqu'une onde est émise, elle se propage, et au cours de son trajet, elle rencontre des obstacles ; une partie de l'onde incidente est réfléchiée, et l'autre est transmise. Fig. (1-03) : Décomposition de l'onde incidente.

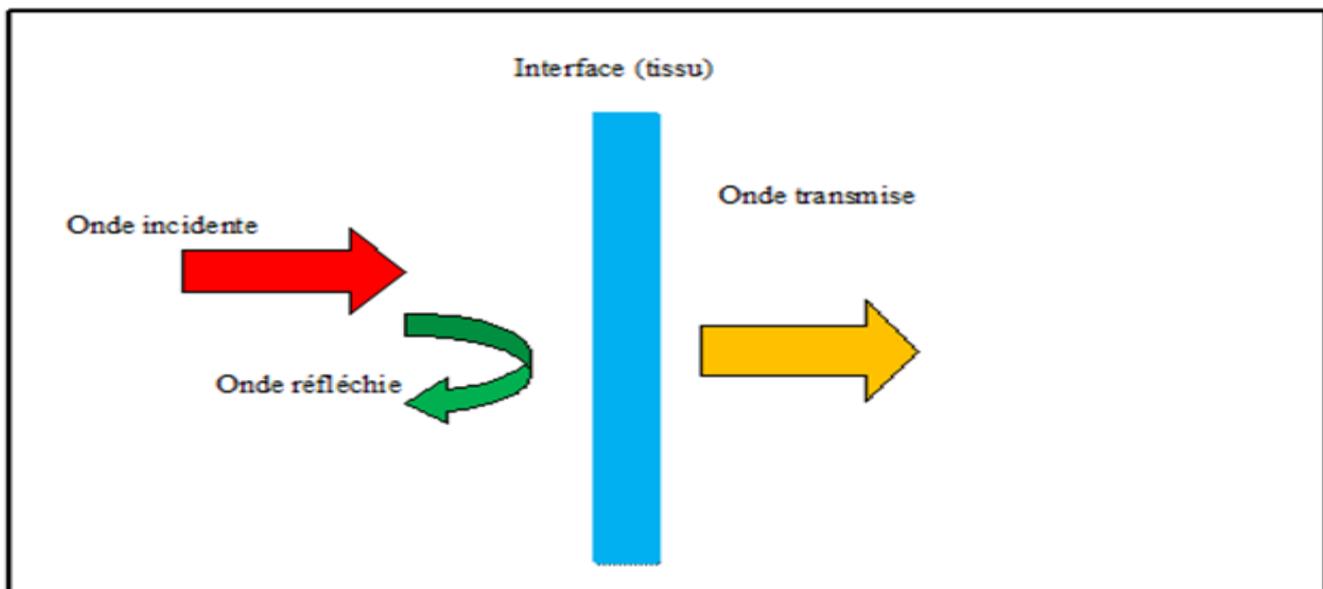


Fig.(1-03) :Décomposition de l'onde ELM incidente

Il en va de même pour une interface biologique. Ainsi cette onde transmise ou absorbée semble être le paramètre le plus significatif pour quantifier la dissipation de l'énergie dans la matière. Le débit d'absorption spécifique (DAS) devient donc, en 1981, le paramètre dosimétrique de référence. Les champs

radiofréquences pénètrent à l'intérieur des tissus exposés et y provoquent un échauffement dû à l'absorption d'énergie. L'absorption tissulaire des champs radiofréquences au sein d'une masse donnée de tissus est mesurée par le DAS. Ce débit d'absorption spécifique est la grandeur qui sert à mesurer la « dose » absorbée de champs. [13]

Le DAS se définit comme suit, c'est la quantité de puissance absorbée par unité de masse, son unité est le watt par kilogramme :

$$\text{DAS} = dW / dm \quad (1-01)$$

- DAS : Débit d'absorption spécifique, en W/kg .
- W : Puissance absorbée, en W.
- m : Masse, en kg.

Il peut être calculé par l'intermédiaire du champ électrique E [6].

$$\text{DAS} = \sigma E^2 / 2 \rho_m \quad (1-02)$$

- ρ_m : Densité volumique du milieu, en kg / m³.
- σ : Conductivité du milieu, en S / m.
- E : Valeur crête du champ électrique, en V / m.

On peut le calculer par l'intermédiaire de la température.

$$\text{DAS} = C_m \partial T / \partial t \quad (1-03)$$

- C_m : Chaleur spécifique, en J.K-1.kg-1.
- T : Température, en K.
- t : Temps, en s.

Le DAS est un paramètre significatif, en ce qui concerne les comparaisons entre les niveaux d'exposition et des effets biologiques et la détermination des normes d'exposition.

Deux types de DAS sont à considérer :

- le DAS corps entier, moyenne sur la totalité du corps.
- le DAS localisé, moyenne sur 10 grammes.

Les études réalisées ont donc pour but de déterminer les éventuels risques selon les niveaux de DAS.[14]

1.7 Les méthodes d'évaluation

1.7-1 L'épidémiologie

L'épidémiologie étudie les caractéristiques des pathologies au sein d'une population, et leurs déterminants. A ce titre, toute étude qui s'intéresse à un trouble de l'état de santé d'un groupe de personnes, et qui cherche à le caractériser en fonction de critères démographiques ou de tout autre facteur est une étude épidémiologique [9]. Les études épidémiologiques consistent à déterminer sur une partie de la population concernée, s'il existe une corrélation entre un facteur de risque et une maladie. Ces études sont très coûteuses et une méthodologie rigoureuse doit être suivie. Cependant les résultats obtenus rendent bien compte des éventuels risques suscités par les micro-ondes. L'essor, encore récent, de la téléphonie mobile ne permet pas de conclure définitivement. Dans le cadre de sa mission de coordination et de recherche sur les causes du cancer, le CIRC, (Centre International de Recherche sur le Cancer), rattaché à l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS), a lancé une étude épidémiologique à l'échelle européenne afin de déterminer, si l'origine des cancers pouvait avoir un lien avec l'exposition aux radiofréquences. Nommée INTERPHONE, cette étude sera la plus importante étude épidémiologique jamais réalisée sur ce sujet. [15].

1.7-2 L'expérimentation in vitro

Les études in vitro utilisent des cultures (de cellules animales & humaines) pour évaluer les interactions particulières, observables à l'échelle des cellules et des tissus [14]. Ce type d'étude présente des avantages non négligeables. Tout d'abord, un système in vitro est « peu complexe » si on le compare à un organisme entier. Ensuite, les paramètres influents peuvent être modifiés facilement, et de ce fait, le contrôle des expériences est meilleur. Enfin, ces études permettent de mettre en évidence les effets des ondes électromagnétiques à petite échelle c'est-à-dire sur des 'systèmes' cellulaires. Cependant, ces études ne suffisent pas. En effet, le vivant est un domaine extrêmement complexe, les cellules ne sont pas isolées les unes des autres, elles sont hiérarchisées et donc en lien direct avec des organes plus importants, plus complexes. Il est donc nécessaire de mener des études sur des organismes vivants.

1.7-3 L'expérimentation in vivo

Grace aux études in vivo, les effets qu'engendrent les expositions aux radiofréquences sont plus complets et s'approchent de la réalité que l'expérimentation in vitro, menées en laboratoire, elles permettent des recherches qui ne sont pas envisageables au niveau de l'Homme. Différents types d'exposition sont envisagés (exposition corps entier, exposition dite tête seule, exposition dite localisée).

Pour les études menées sur les humains, elles relèvent de la médecine. Les professionnels testent sur des volontaires l'existence d'éventuels effets (étude de l'électroencéphalogramme) afin d'arriver aux résultats réels [16], [17].

1.7-4 Bilan des systèmes d'exposition in vitro

Les systèmes d'exposition sont la base des études bio-électromagnétiques, il est donc indispensable de bien les maîtriser. Ainsi, les conditions d'exposition sont contrôlées et permettent la validation et la duplication des études. Alice COLLIN a exposé dans ses travaux de thèse une synthèse des systèmes d'exposition existants [24]. Aussi, ce paragraphe en présente un bref bilan axé sur les dispositifs pour les études in vitro. Les systèmes d'exposition in vitro, qui font l'objet de nos travaux, ont pour objectif d'illuminer les supports biologiques tels que les boîtes de Pétri par des ondes électromagnétiques. Les cellules constituant la solution biologique peuvent être suspendues ou collées au fond du support [28]. Pour ces systèmes d'exposition, la distribution de champs doit être la plus homogène possible et les effets thermiques doivent être contrôlés [29], [30]. Selon le dispositif, le DAS et la température varient. En effet, certains paramètres ont une influence sur ces grandeurs : les propriétés électriques et thermiques des milieux, la géométrie et la position des supports biologiques, les matériaux constituant le système, le volume de solution, le ménisque [31]. Il existe de nombreux systèmes d'exposition [29] qui sont sans cesse optimisés. Schonberg et al, présentent dans [31] différents systèmes utilisés pour l'exposition de boîtes de Pétri ou de flasques, selon le dispositif et les paramètres du système considéré.

1.8 Recherche et étude de pathologie

1.8-1 Le cancer

L'étude internationale INTERPHONE, coordonnée par le centre International de Recherche sur le Cancer (CIRC), a été mise en place en 1999. Elle est menée dans 13 pays.

Cette étude est terminée depuis 2003 et les études nationales ont été publiées. Elles ne permettent pas en l'état de conclure définitivement sur le lien entre l'utilisation du téléphone mobile et le risque de cancer.

Cette étude internationale a inclus approximativement 2600 gliomes, 2300 méningiomes, 1100 neurinomes de l'acoustique, 400 Tumeurs de la parotide et les témoins correspondants.

C'est la plus importante étude épidémiologique actuelle sur ce type de tumeurs.

Caractéristiques de l'étude :

Pays participants (13 pays) Allemagne, l'Australie, le Danemark, la Finlande, la France, Israël, l'Italie, le Japon, la Norvège, la Nouvelle Zélande, le Royaume Uni et la Suède.

Cible : personnes âgées de 30 à 59 ans.

Résultats des publications par pays [35]

Publication (étude INTERPHONE)	Résultat
Publication Française	L'existence d'un excès de risque significatif pour les tumeurs étudiées (gliomes, méningiomes et neurinomes) n'est pas démontrée par cette étude.
Publication Israélienne	L'analyse principale ne révèle aucune anomalie. Mais les auteurs ont ensuite découpé la population étudiée en sous-groupes dont les effectifs sont de plus en plus faibles et donc de moins en moins représentatifs.
Etudes japonaises	Le phénomène de latéralité dû à l'utilisation du téléphone mobile n'a pas été identifié comme facteur aggravant du risque de tumeurs.
Etudes allemandes	L'utilisation d'un téléphone mobile n'a pas été associée au risque de tumeur cérébrale.
Etudes danoises et suédoises	Les auteurs concluent qu'il n'y a pas de données permettant d'étayer l'hypothèse d'un risque accru de cancer à l'usage du téléphone mobile.

L'analyse des résultats de cette enquête épidémiologique confirment qu'à long terme (ceux qui utilisent un GSM depuis plus de dix ans), le portable nuit à la santé.

L'analyse des résultats se fait en fonction :

- Des différents types de téléphones (analogiques, numériques),
- De la durée d'utilisation,

-De la latéralité de l'utilisation (tumeur du côté de la tête normalement utilisé pendant les conversations téléphoniques),

-De l'histologie des tumeurs.

Il n'existe pas encore de méthode incontestable pour déterminer si une exposition particulière est cancérogène chez l'homme. [35]

1.8-2 Les effets des RF sur le cerveau

Les recherches sur les effets des RF de la téléphonie mobile ont en revanche largement porté sur le cerveau et les organes proches comme l'oreille interne.

Les études sur le cerveau sont nombreuses, mais certaines sont contradictoires, en particulier celles qui portent sur la perméabilité de la barrière entre le sang et le cerveau appelée barrière hémato-encéphalique (BHE). La BHE est notamment constituée d'un hélium très serré, qui n'autorise le passage que de certaines molécules. Toute altération de la BHE peut donc entraîner des désordres au niveau des tissus cérébraux. Fritze et al. (1997a)[43] ont montré que chez des rats vigiles exposés durant 4 heures au signal GSM-900, la BHE n'était pas altérée à un DAS inférieur à 7,5 W/kg. Une étude similaire ne montre aucune altération de la BHE de souris exposées à un DAS de 4 W/kg pendant 1 heure (Finnie et al. 2001).

Finnie et al. (2002) [43] se sont ensuite intéressés à une exposition chronique au GSM-900, et concluent à un effet négligeable sur la BHE des souris exposées.

À l'inverse, Salford et al ont rapporté qu'une exposition de 2 heures à un signal à 915MHz, avec un DAS variant de 0,016 à 5 W/kg, entraîne une ouverture de la BHE chez la moitié des rats exposés anesthésiés.

En effet, après exposition de la tête de rats vigiles à un signal GSM-900, à un niveau de DAS de 3 W/kg [43] moyenné sur le cerveau, une perméabilisations des vaisseaux sanguins dans la dure-mère et le cerveau était observée.

Cette contradiction dans les résultats des expérimentations ne concerne pas seulement les structures cérébrales, mais aussi l'expression de protéines les HSPs. L'effet d'un stress thermique sur l'expression des HSP est bien caractérisé, d'où l'absorption de radio fréquences de forte puissance peut provoquer une élévation de température. Cependant, c'est un effet à faible niveau (non-thermique) qui a été récemment décrit, dans différents modèles, sur l'expression de cette famille de protéines.

En 1997, Fritze et al montraient une induction précoce et transitoire de l'ARN messenger hsp70 dans le cerveau de rats exposés localement pendant 4 heures, à un signal continu de fréquence 900 MHz et avec un DAS de 7,5 W/kg (Fritze et al. 1997b).

L'expression d'Hsp70 retournait à son niveau de base 24 heures après la fin de l'exposition.

La tête des animaux étant principalement exposée (exposition locale), aucune hyperthermie n'était attendue à ce niveau de DAS. Cependant, les auteurs n'ont pas cherché à déterminer si la variation en quantité d'ARN hsp 70[05] était corrélée à une production accrue de la protéine Hsp70. De plus, dans les mêmes conditions, un signal GSM-900 à 0,3 et 1,5 W/kg ne perturbait à aucun moment le niveau d'hsp70. Enfin, aucune modification des ARN codant pour des gènes de réponse précoce (jun, fos,etc.), codant pour GFAP et codant pour Krox20 et Krox24, n'était mise en évidence quelle que soit la condition d'exposition. [34]

1.8-3 Les effets sur le système cardio-vasculaire

Peu d'études ont porté sur les effets sur le système cardiovasculaire de l'animal ou de l'homme (pression artérielle, rythme cardiaque). Ces études sont négatives.

En 1998, un groupe allemand, avait publié des résultats montrant les altérations de la pression artérielle chez des volontaires exposés durant 35 minutes. [34]

1.8-4 L'effet des RF sur la reproduction et développement

L'ensemble des études publiées sur l'animal montre un risque pour la reproduction et le développement. Une étude australienne montre que les hommes parlant beaucoup aux téléphones portables diminuent leur capacité de reproduction [34]. Une Etude allemande récente a émis l'hypothèse que les sièges chauffants qui font partie du confort des voitures de luxe peuvent également nuire à la qualité du sperme en élevant la température du scrotum au-dessus des conditions optimales de production de sperme. [34]

1.8-5 L'effet des RF sur le système immunitaire

Aucun effet n'a été décelé sur les paramètres immunitaires et endocriniens, ni sur l'homme ni sur l'animal. [35]

Source/DAS	Méthode	Résultats
GSM 900 MHz 2h/j-1-2-4 semaines DAS : 1-2 W/kg	Simulation in vitro (LPS, anticorps monoclonaux) Activation, production de cytokines et marqueurs d'expression).	L'effet de l'exposition au GSM sur le système immunitaire est faible.

1.9 Développement d'un cadre réglementaire et normatif

Comme les éléments précédents l'ont démontré, l'exposition des personnes aux champs électromagnétiques peut entraîner des effets biologiques sur l'être humain. Si les risques sont encore incertains, ils ne peuvent pour autant être réfutés. Au nom du principe de précaution, les autorités ont développé des normes et réglementations visant à encadrer l'impact des champs électromagnétiques.

La réglementation européenne couvre à la fois les terminaux et les stations de base. Elle a été mise en œuvre selon une double nécessité :

Définir des seuils de grandeurs physiques auxquelles les personnes peuvent être soumises sans danger pour leur santé. [35]

La définition des limites d'exposition se fonde sur les premiers effets biologiques apparaissant aux plus bas niveaux testés. A ces résultats, on affecte une série de coefficients permettant d'établir une marge de sécurité.

Ces tests ont été réalisés sur des macaques et des rongeurs. L'altération commence à se produire à partir d'un DAS de 4W/kg de masse corporelle. Par précaution on affecte à ce résultat deux coefficients :

1^{er} coefficient : Indice 10.

Ce coefficient est mis en place en raison de la transposition du modèle animal au modèle humain.

2^{ème} coefficient : Indice 5. Ce coefficient est mis en place en raison de l'hétérogénéité de la population générale (personne malades, âgées, hypersensibles...) [36].

Une marge de manœuvre d'indice 50 est affecté par rapport aux premiers effets biologiques réellement constatés. Certaines zones du corps humain (la tête, l'œil...) sont plus sensibles aux ondes électromagnétiques. On distingue donc le DAS Corps Entier, du DAS Local, pour retenir finalement une norme de DAS à 2W/kg.

Ces expérimentations ont donc permis d'établir des grandeurs retenues pour les restrictions de base.

Au niveau européen, une recommandation vise à limiter l'exposition du public aux champs électromagnétiques de 0 à 300MHz. Il s'agit de la recommandation (1999/519/CE), qui définit les restrictions de base assurant un niveau élevé de protection [37].

En revanche, le DAS n'est pas une valeur facilement mesurable pour les stations de base. On se réfère donc aux normes de référence, exprimées en termes de champ électrique, de champ magnétique et de densité de puissance.

La directive RTTE 1999/5/CE vise à définir un cadre réglementaire pour le marché, la libre circulation et la mise en service dans la Communauté des équipements hertziens et des équipements terminaux de télécommunication. Ainsi, elle oblige les fabricants à appliquer la mise en conformité de leurs équipements (explicité précédemment) selon deux modalités :

-Par eux-mêmes, dans le respect des procédures définies par la directive.

-En ayant recours à un organisme notifié par la Commission Européenne.

Ces mesures instaurent un principe de précaution visant à limiter les risques liés à la diffusion d'ondes électromagnétiques. Toutefois, l'innovation permet elle aussi de lutter contre ces risques. Pour les téléphones mobiles notamment, les DAS tendent à diminuer [36].

1.10 Limitation de l'effets des champs par l'innovation

Des mesures simples peuvent être adoptées afin de réduire les ondes électromagnétiques.

Sur recommandation des autorités sanitaires les téléphones mobiles sont désormais équipés d'un kit oreillette, qu'il est conseillé d'utiliser durant les appels téléphoniques. Ce dernier permet d'éloigner le téléphone des zones d'absorption les plus sensibles (au niveau de la tête).

De même il est recommandé de téléphoner dans des zones où la réception est bonne. En effet, plus le téléphone mobile cherchera le réseau, plus les ondes émises seront élevées, donc potentiellement dangereuses. [37]

Enfin, des comparatifs des DAS des téléphones mobiles en vente sont disponibles. Il est recommandé de choisir le DAS le moins élevé pour limiter les risques.

Si les téléphones mobiles sont tenus de respecter un DAS inférieur à 2W/kg, on constate que de nombreux terminaux mobiles possèdent un DAS supérieur à 1,5W/kg. Cela peut s'expliquer par les impératifs technologiques que rencontrent les constructeurs et le peu de place parfois laissée à l'antenne. Toutefois, certains modèles privilégient la place de l'antenne afin de réduire ce DAS.

Les nouveaux systèmes de transmission radio (tels que l'UMTS) peuvent permettre de diminuer les risques liés aux ondes électromagnétiques. Ces nouveaux systèmes s'ajoutent au système GSM traditionnel. Toutefois, le corolaire de ce développement est la densification du réseau. De ce fait, la puissance des ondes partant du terminal de l'utilisateur est moindre, et les ondes montantes sont considérablement diminuées. De plus, le développement de ces nouveaux systèmes entraîne un changement dans les usages téléphoniques. Les techniques telles que le GPRS, l'EDGE ou l'UMTS tendent à limiter le DAS dans la tête de l'utilisateur (considérée comme zone sensible). En effet, les positions adoptées lors de l'usage du téléphone mobile sont modifiées ; l'utilisateur tend à tenir le terminal en face de lui ou posé sur une table dans un grand nombre d'applications, et non directement contre l'oreille comme c'est presque exclusivement le cas du GSM [35. 36].

1. 11 Analyse des études récentes

Les champs magnétiques émis par les téléphones portables doivent être pris en compte en matière de santé, il est important de se protéger par des mesures simples et des précaution peuvent y aider.

A ce jour, les études épidémiologiques existantes sont insuffisantes pour conclure de façon définitive que l'utilisation des téléphones portables est associée à un risque accru de tumeurs et autres problèmes de santé, , il existe parfois un consensus scientifique pour conclure que les études disponibles mettent en évidence une pénétration significative des champs électromagnétiques des téléphones portables dans le corps humain, particulièrement au niveau du cerveau, et plus encore chez les enfants du fait de leur plus petite taille.(fig(1-05),et la Fig. (1-06)). Du fait de la rareté de l'utilisation des portables jusqu'à ces dernières années, nous notons que les études épidémiologiques humaines réalisées jusqu'à ce jour ne peuvent avoir comporté un nombre suffisant de personnes ayant utilisé leur téléphone pendant plus de 10 ans de façon intensive (plusieurs heures par semaine).

Les études les plus récentes qui incluent des utilisations de téléphone portable pendant plus de 10 ans montrent une association probable avec certaines tumeurs bénignes (neurinomes du nerf acoustique) et certains cancers du cerveau, plus marquée du côté d'utilisation de l'appareil [9, 12, 13, 14, 15].

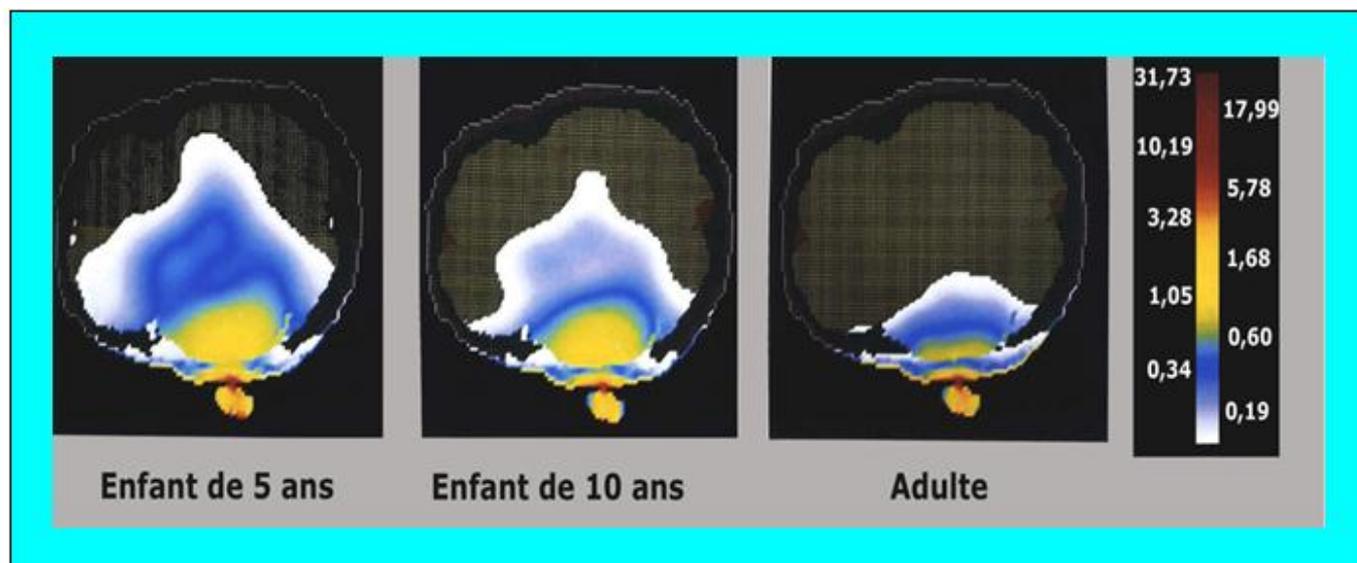


Fig. (1-04) Pénétration du rayonnement électromagnétique d'un mobile en fonction de l'âge (Fréquence GSM 900 Mhz).

(A droite, échelle Colorimétrique du Débit d'Absorption Spécifique, en W/kg) [38]

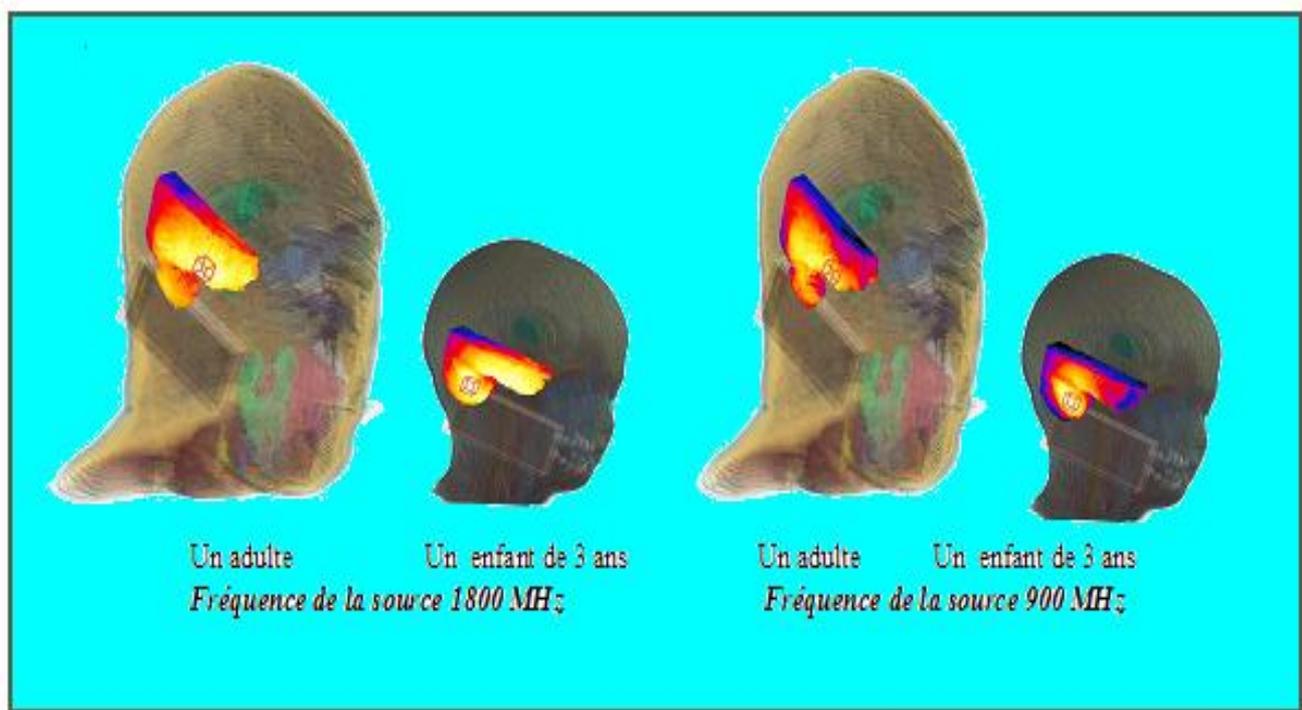


Fig.(1-05) Distribution du DAS à 1800MHz et 900 MHz
dans le tissu d'un adulte et un enfant [39]

1.12 Les précautions à prendre

Compte tenu de l'absence de preuve absolue chez l'être humain d'un effet cancérogène des ondes électromagnétiques émises par les téléphones portables nous ne pouvons pas parler de la nécessité de mesures de prévention.

Dans l'attente de données définitives portant sur des périodes d'observations prolongées, les résultats existants imposent que l'on fasse part aux utilisateurs des mesures les plus importantes de précaution comme l'ont aussi suggéré plusieurs rapports nationaux et internationaux [9, 12, 13, 14, 15].

Ces mesures sont aussi importantes pour les personnes qui sont déjà atteintes d'un cancer afin d'éviter toute influence extérieure qui pourrait contribuer à la progression de leur maladie.

On n'autorise pas les enfants de moins de 12 ans à utiliser un téléphone portable sauf en cas d'urgence. En effet, les organes en développement sont les plus sensibles à l'influence possible de l'exposition aux champs électromagnétiques.fig. (1-02), (1-03)

Lors de nos communications, on essaye autant que possible de maintenir le téléphone à distance du corps (l'amplitude du champ baisse de quatre fois à 10 cm, et elle est cinquante fois inférieure à 1 m de distance).

Dès que possible, on utilise le mode « haut-parleur », ou un kit mains libres équipé d'un tube à air dans ses derniers 20 cm qui semble moins conduire les ondes électromagnétiques qu'un kit mains libres filaire traditionnel.

On reste à distance d'une personne en communication, et on évite l'utilisation de notre téléphone portable dans les lieux publics comme le métro, le train ou le bus, où nous exposons passivement nos voisins proches au champ électromagnétique de notre appareil.

On ne laisse pas à proximité de notre corps la nuit (sous l'oreiller ou sur la table de nuit) et particulièrement dans le cas des femmes enceintes – ou alors le mettre en mode hors ligne/off line qui a l'effet de couper les émissions électromagnétiques. Si nous devons le porter sur nous, on assure que la face « clavier » soit dirigée vers notre corps et la face « antenne » (puissance maximale du champ) vers l'extérieur. On n'utilise le téléphone portable que pour établir le contact ou pour des conversations de quelques minutes seulement (les effets biologiques sont directement liés à la durée d'exposition). Quand nous utilisons notre téléphone portable, on change de côté régulièrement, et avant de mettre le téléphone portable contre l'oreille, on attend que notre correspondant ait décroché (baisse de la puissance du champ électromagnétique émis). On évite d'utiliser le portable lorsque la force du signal est faible ou lors de déplacements rapides comme en voiture ou en train (augmentation maximale et automatique de la puissance lors des tentatives de raccordement à une nouvelle antenne relais ou à une antenne distante on choisit un appareil avec le DAS le plus bas possible par rapport à nos besoins (le Débit d'Absorption Spécifique mesure la puissance absorbée par le corps).

1.13 Conclusion

Les ondes électromagnétiques ont donc des effets biologiques. Ces effets biologiques ne sont pas pour autant forcément sanitaires. En d'autres termes, ils n'induisent pas obligatoirement de conséquences néfastes sur la santé. Les nombreuses études réalisées à ce sujet ne permettent pas de conclure avec certitude sur ces effets. De fait, elles présentent des résultats parfois contradictoires [36].

Les pouvoirs publics se sont ainsi basés sur le principe de précaution afin de mettre en place des normes et réglementations permettant de limiter ces menaces. De plus, les principaux acteurs de la téléphonie mobile (constructeurs de terminaux mobiles, opérateurs...) développent de nouvelles technologies permettant de réduire les DAS. [36]

De plus, la téléphonie mobile, sur laquelle se focalisent de nombreuses inquiétudes n'est qu'une des technologies entraînant la diffusion d'ondes électromagnétiques. Ainsi, les études et mesures ne sauraient se limiter à ce seul élément et doivent prendre en compte l'ensemble des émetteurs d'ondes électromagnétiques.

Chapitre 02

Position du problème sur le plan physique et mathématique

2.1 Introduction

L'étude des phénomènes liés à l'électromagnétisme a suscité, ces dernières années, plusieurs travaux de recherche en mathématique appliquée, et cela en raison de leurs nombreuses applications physiques et industrielles. Ces travaux portent essentiellement sur l'analyse théorique (existence, unicité, singularités, nouvelles formulations, etc.) et sur l'analyse numérique des équations de Maxwell standard.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le modèle physique motivant le travail mathématique de ce mémoire. Tout d'abord, nous définissons brièvement le système à étudier, ensuite nous décrivons les équations qui régissent notre système. Afin de présenter complètement le modèle électromagnétique, quelques notions de l'électromagnétisme ont été énoncées. [50]

2.2 Position du problème sur le plan physique

2.2-1 Description physique du modèle

Le problème de diffraction d'une onde électromagnétique par un obstacle de forme géométrique quelconque, représente l'un des aspects les plus importants en CEM. Dans le cadre de notre travail, nous voulons analyser le couplage d'une onde électromagnétique avec une tête humaine de forme sphérique. La sphère est plongée dans un champ électromagnétique à variation temporelle créé par une source ELM (le téléphone mobile). L'interaction de l'onde incidente avec notre structure introduit la naissance d'une onde diffractée et une onde transmise. La dispersion de cette énergie électromagnétique dans les différents milieux formant la structure, dépend directement de leurs caractéristiques, leur forme géométrique, l'angle d'incidence et de la distance \mathbf{d} entre la source et la structure. Pour schématiser le système physique, nous désignons par Ω_i le domaine intérieur de la sphère et Ω_e le domaine extérieur. Γ représente la frontière du système, avec \mathbf{n} la normale orientée de l'intérieur vers l'extérieur. Le domaine Ω_e contient la source dans un sous domaine Ω_s . Cette source peut être matérialisée, par une spire parcourue par un courant appliqué J_s , qui induit la création du champ électromagnétique (E^S, H^S) . En supposant que cette source est parfaite et qu'elle ne porte pas de charges électriques ρ , fig.(2-01).

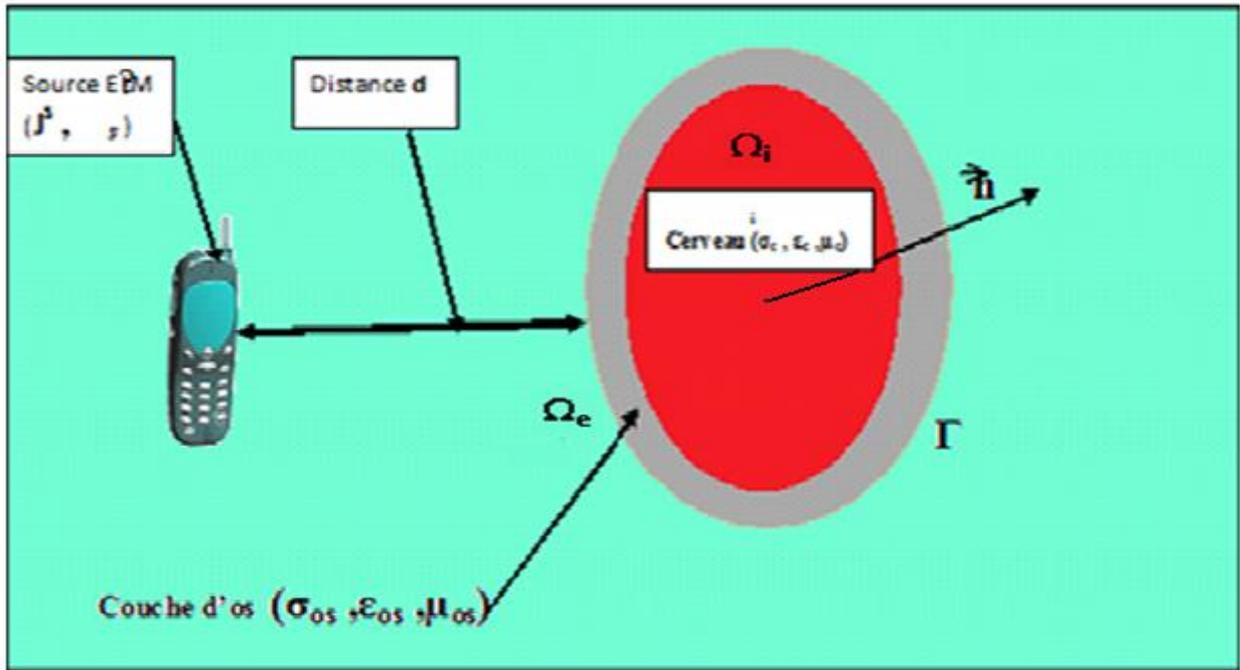


Fig.(2-01) : Système physique

2.2-2 L'onde électromagnétique

Une onde électromagnétique est l'association d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Ces deux champs varient dans le temps et se propagent dans l'espace à la vitesse de la lumière Fig.(2-02).

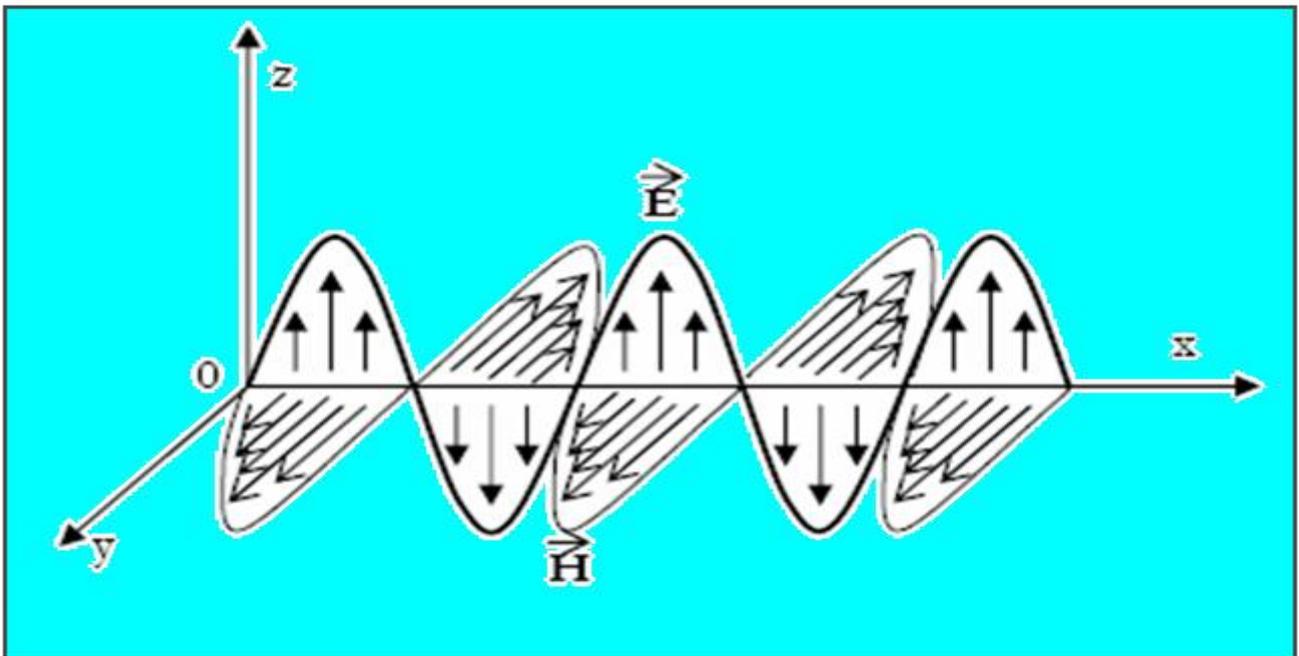


Fig.(2-02): Représentation des champs constitutifs d'une onde électromagnétique

Les paramètres **E**, **H** sont définis comme suit :

E: variation spatiale du champ électrique à un instant donné.

H: variation spatiale du champ magnétique à un instant donné.

L'axe OX représente la direction de propagation de l'onde.

Les ondes électromagnétiques s'étendent sur un ensemble continu de fréquence, fig. (2-02), appelé spectre électromagnétique et sont caractérisées par:

- leur longueur d'onde (λ , exprimée en mètre) : Elle caractérise en particulier la distance entre deux nœuds ou deux ventres d'une onde.

- leur fréquence (f , exprimée en Hertz) : définit le nombre d'oscillations en un point donné au cours d'une seconde, la fréquence et la longueur d'onde sont reliées par la relation : $\lambda = v/f$ avec λ la longueur d'onde en (m), v la vitesse de propagation dans le milieu (m/s) et f la fréquence en (Hz).

Suivant cette relation, plus la fréquence est élevée et plus la longueur d'onde est courte, par exemple pour un four micro-ondes fonctionnant à 2,45 GHz, $\lambda = 12,2$ cm.

A toute onde électromagnétique est associée une particule, appelée photon, dont l'énergie P est liée à la longueur d'onde par la relation :

$P = h f = h c/\lambda$ avec $h =$ constante de Planck ($6,62 \times 10^{-34}$ Joules seconde).

Les ondes électromagnétiques sont classées en deux catégories, en fonction de leur énergie et de leur fréquence : les rayonnements ionisants (rayons X, rayons γ , qui peuvent rompre les liaisons moléculaires) et les rayonnements non ionisants (ultraviolets ou UV, infrarouges ou IR, radiofréquences ou RF, basses fréquences). La limite entre ces deux rayonnements est

$\lambda = 10\text{nm}$ et (quand $\lambda < 10$ nm, les rayonnements sont dits ionisants). [80]

2.2-2-1 Interactions onde - matière

En se propageant, une onde peut rencontrer différents obstacles, en fonction de sa longueur d'onde et des caractéristiques (ϵ_r , μ , σ), de la matière rencontrée, et différents types d'interactions peuvent se produire :

- la réflexion (ou réfraction), qui se produit quand les milieux sont séparés par une surface très grande dont les irrégularités sont très petites par rapport à la longueur d'onde ;

- la diffraction, si les irrégularités ou les dimensions de la surface sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde.

- la diffusion, si l'onde rencontre plusieurs obstacles dont les dimensions sont du même ordre de grandeur ou plus petites que la longueur d'onde ;

- l'absorption, quand il y a perte d'énergie dans le milieu traversé. Les interactions entre les ondes et la matière dépendent des caractéristiques électromagnétiques (ϵ_r , μ , σ) du milieu, Elle dépend de nombreux paramètres telles que la fréquence ou la température.[125]

2.2-2-2 Les micro-ondes

Les radiofréquences RF sont des rayonnements non ionisants compris entre 30 kHz et 300 GHz ($1\text{mm} \leq \lambda \leq 10 \text{ km}$). Elles comprennent notamment les micro-ondes (ou hyperfréquences) qui peuvent être divisées en trois catégories : les ondes décimétriques (300 MHz à 3 GHz), les ondes centimétriques (3 GHz à 30 GHz) et les ondes millimétriques (30 GHz à 300 GHz).

Les micro-ondes sont utilisées pour de nombreuses applications (fours à micro-ondes, systèmes de chauffage industriel, téléphones portables, émetteurs de télévision, radars, équipement de diathermie médicale,...). Chacune de ces applications utilisent des bandes de fréquences bien précises comme suit :

Exemple de fréquences :

(GSM : global system for mobile communication, GSM-900 de 890 à 960)

(DCS : digital communication system DCS-1800 de 1710 à 1880)

(UMTS : universal mobile telecommunications system UMTS de 1900 à 2025)(Chauffage industriel 900, 2450, 5800)

L'utilisation des micro-ondes dans le chauffage industriel (dans l'industrie agro-alimentaire ou les équipements de diathermie) est due à leur capacité d'induire une rapide augmentation de température, provoquée par des « frictions » intermoléculaires. Cette propriété est également utilisée dans le traitement de déchets, comme les déchets hospitaliers, en tant qu'alternative à l'incinération.

Outre leur utilisation en tant que vecteur d'énergie, les micro-ondes peuvent également être utilisées comme ondes porteuses d'informations dans le cas des télécommunications.

Dans la téléphonie mobile, la bande de fréquence s'étend de 850 à 2025 MHz. En France, deux bandes de fréquences sont utilisées par le système GSM : une bande aux environs de 900

MHz et une bande aux environs de 1800 MHz, le système UMTS s'étend de 1900 à 2025MHz.[125]

2.2-2-3 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:

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\mu \mathbf{dH} / dt, \quad \text{rot } \mathbf{H} = \epsilon \mathbf{dE} / dt + \mathbf{j} \quad (\text{Faraday et Ampère})$$

Conduisant avec $j = 0$ à :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{E}/\mathbf{H} = \sqrt{\mu / \varepsilon}$$

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

Pour le vide ce rapport vaut $\mathbf{Z} = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} = 377 \Omega$ désignée par l'expression \mathbf{Z} **impédance caractéristique du vide**

2.3 Position du problème sur le plan mathématique

2.3-1 Champ électromagnétique et la source

Dans les milieux continus, les phénomènes électromagnétiques sont décrits par quatre fonctions qui dépendent du temps t et des coordonnées d'espace \mathbf{x} , à valeurs dans \mathbf{R}^3 .

Ces fonctions électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell, données ci-dessous [51, 52] :

$$\text{Loi de Faraday } \text{rot } \mathbf{E}(\mathbf{x}, t) = -\partial_t \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \quad , \quad (2-01)$$

$$\text{Loi d'Ampère } \text{rot } \mathbf{H}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{J}^*(\mathbf{x}, t) + \mathbf{J}(\mathbf{x}, t) + \partial_t \mathbf{D}(\mathbf{x}, t) \quad (2-02)$$

$$\text{Loi de Gauss électrique } \text{div } \mathbf{D}(\mathbf{x}, t) = \rho(\mathbf{x}, t) \quad (2-03)$$

$$\text{Loi de Gauss Magnétique } \text{div } \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (2-04)$$

Les vecteurs \mathbf{E} et \mathbf{H} , \mathbf{B} et \mathbf{D} désignent respectivement les champs électrique et magnétique, l'induction magnétique et le déplacement électrique. Le vecteur \mathbf{J} désigne le vecteur densité de courant.

Les termes connus, \mathbf{J}^* qui est le courant imposé par la source et ρ la densité volumique de charges électrique sont aussi des fonctions réelles du temps et de la position, (correspondant aux sources primaires des champs) [52].

2.3-2 Les équations constitutives

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 de 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 [48]:

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}, t) = \varepsilon \mathbf{E}(\mathbf{x}, t) \quad (2-07)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = \mu \mathbf{H}(\mathbf{x}, t) \quad (2-08)$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}, t) = \sigma \mathbf{E}(\mathbf{x}, t) \quad (2-09)$$

Avec :

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

Le coefficient ε est la permittivité diélectrique, μ la perméabilité magnétique et σ la conductivité électrique. Ces équations peuvent être non linéaires ou anisotropes et dans ce cas $(\mu, \varepsilon, \sigma)$ sont des quantités tensorielles. Par simplification, on se placera dans un cadre linéaire et isotrope dans tout le mémoire

Dans le cas général, les lois de comportement dépendent du milieu considéré [74]:

Milieu conducteur,

La loi d'Ohm est vérifiée

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}, t) = \sigma(\mathbf{x}) \mathbf{E}(\mathbf{x}, t) \quad \text{milieu isotrope,} \quad (2-10)$$

$$\mathbf{J}_i(\mathbf{x}, t) = \sum_{j=1}^3 \sigma_{ij}(\mathbf{x}) \mathbf{E}_j(\mathbf{x}, t), \quad i=1, 3 \quad \text{milieu anisotrope.} \quad (2.11)$$

- Dans le cas d'un conducteur parfait, σ est infinie : les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} sont nuls.

Milieu isolant, σ est nulle, donc $\mathbf{J}=0$: il n'y a pas de courant circulant dans le milieu.

Milieu parfait, c'est-à-dire les milieux pour lesquels les lois de comportement sont linéaires, les relations suivantes sont vérifiées :

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}, t) = \varepsilon(\mathbf{x}) \mathbf{E}(\mathbf{x}, t) \quad \text{milieu isotrope,} \quad (2-12)$$

$$\mathbf{D}_i(\mathbf{x}, t) = \sum_{j=1}^3 \varepsilon_{ij}(\mathbf{x}) \mathbf{E}_j(\mathbf{x}, t) \quad i=1,3 \quad \text{milieu anisotrope,} \quad (2-13)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = \mu(\mathbf{x}) \mathbf{H}(\mathbf{x}, t) \quad \text{milieu isotrope,} \quad (2-14)$$

$$\mathbf{B}_i(\mathbf{x}, t) = \sum_{j=1}^3 \mu_{ij}(\mathbf{x}) \mathbf{H}_j(\mathbf{x}, t), \quad i=1,3 \quad \text{milieu anisotrope.} \quad (2-15)$$

Donc, les grandeurs μ , ε , σ sont des tenseurs (pour les milieux anisotropes) qui peuvent dépendre de la position (pour les milieux hétérogènes) et des amplitudes des champs (pour les milieux non linéaires).

$$\text{rot} \mathbf{E} + \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = 0, \quad (2-16)$$

$$\text{rot} \mathbf{H} - \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \mathbf{J} + \mathbf{J}^s, \quad (2-17)$$

$$\text{div} (\varepsilon \mathbf{E}) = \rho, \quad (2-18)$$

$$\text{div} (\mu \mathbf{H}) = 0. \quad (2-19)$$

Lorsque le milieu est en plus homogène, μ et ε sont constants.

Le vide est un cas particulier de milieu parfait, isotrope, homogène et isolant, pour lequel la permittivité diélectrique ε_0 et la perméabilité magnétique μ_0 sont telles que : $c^2 \varepsilon_0 \mu_0 = 1$, où $C = 3.10^8 \text{m.s}^{-1}$ est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le vide [73].

2.3-3 Interfaces entre deux milieux quelconques

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

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) = 0, \quad (2-20)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) = \mathbf{J}_\Gamma, \quad (2-21)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2) = \rho_\Gamma, \quad (2-22)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) = 0. \quad (2-23)$$

Où \mathbf{n} est le vecteur normal à Γ orienter du milieu 2 vers le milieu 1. Ainsi à la traversée [74] :

-la composante normale de \mathbf{B} est continue,

-la discontinuité de la composante normale de \mathbf{D} en un point est égale à la densité de charge surfacique en ce point,

-la composante tangentielle de \mathbf{E} est continue,

-la composante tangentielle de \mathbf{H} subit une discontinuité égale à la densité de courant surfacique.

2.3-4 Condition de transmission

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 passages des champs à travers ces discontinuités.

La fig. (2-03) montre la configuration générale de la juxtaposition de deux milieux de caractéristiques différentes [68]:

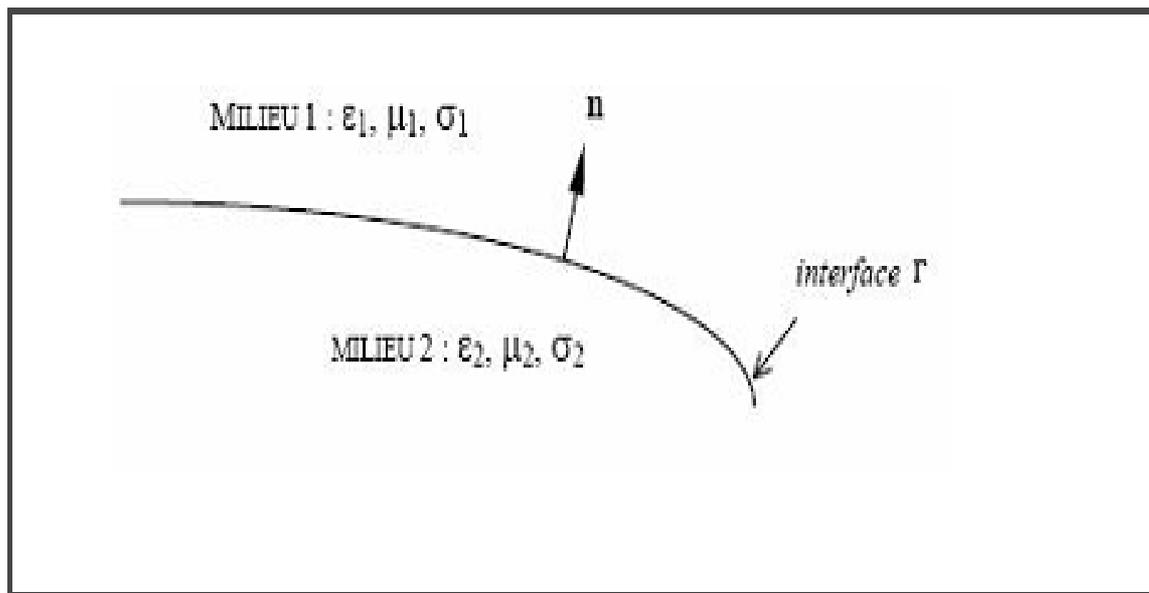


Fig.(2-03) : Interface entre deux milieux quelconques

Le théorème de Stokes et le théorème de la divergence permettent d'écrire les équations de Maxwell sous forme intégrale et de déduire les relations entre les composantes normales et tangentielles des champs de part et d'autre d'une surface Γ séparant deux milieux différents, et éventuellement porteuse d'une densité de charge surfacique ρ_Γ et d'une densité de courant surfaciques J_Γ . [74]

2.3-5 Équation d'onde en régime harmonique

Dans les équations précédentes, toutes quantités sont fonctions générales de l'espace et du temps. Toutefois, dans plusieurs applications pratiques, les champs possèdent une variation temporelle harmonique à une pulsation ω donnée ($\omega = 2\pi f$).

On se place maintenant en régime harmonique où chaque grandeur physique varie périodiquement en temps sous la fréquence ω , avec ε et σ , μ des constantes dépendant du milieu [73] :

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{F}(\mathbf{x}) .e^{i\omega t} \quad (2-24)$$

Où \mathbf{F} est l'une des grandeurs physiques \mathbf{B} , \mathbf{H} , \mathbf{E} , \mathbf{D} , \mathbf{J} .

Le système se ramène alors dans Ω aux équations suivantes :

$$\text{Rot } \mathbf{E} + i\omega\mu\mathbf{H} = 0, \quad (2-25)$$

$$\text{Rot } \mathbf{H} - i\omega\varepsilon\mathbf{E} = \mathbf{J} + \mathbf{J}^s, \quad (2-26)$$

$$\text{Div} (\varepsilon\mathbf{E}) = \rho, \quad (2-27)$$

$$\text{Div} (\mu \mathbf{H}) = 0 \quad (2-28)$$

Les équations de Maxwell montrent qu'un champ électrique peut générer un champ magnétique variable, qui à son tour produit un champ électrique variable et ainsi de suite.

Cela permet la propagation de l'énergie sous forme d'une onde électromagnétique.

En appliquant l'opérateur rotationnel à (2-25), en utilisant (2-26) et les relations constitutives, nous obtenons l'équation d'onde en régime harmonique [68] :

$$\text{rot} (1/\mu \text{ rot } \mathbf{E}) + i\omega (\sigma + i\omega\varepsilon) \mathbf{E} = -i\omega\mathbf{J}^s \quad (2-29)$$

Pour la propagation dans un milieu homogène sans perte ($\sigma = 0$) et libre de sources, ($\mathbf{J}^s = 0$), l'équation d'onde devient :

$$\text{Rot rot } \mathbf{E} - k^2 \mathbf{E} = 0 \quad \text{avec} \quad k^2 = \omega^2\mu\varepsilon. \quad (2-30)$$

Dans un milieu sans pertes et illimité, la longueur d'onde est donnée par $\lambda = 2\pi / k$

et la vitesse de propagation

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

Pour un milieu avec pertes, on peut définir une permittivité complexe $\varepsilon_\sigma = \varepsilon - j \sigma/\omega$.

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 ELM :

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

Nous vérifions que la profondeur de pénétration diminue avec la fréquence et la conductivité du milieu.

2.3-6 Équation de propagation du champ électrique E

Les équations de Maxwell sont :

$$\operatorname{div} E = \rho / \varepsilon, \quad \operatorname{div} B = 0, \quad \operatorname{rot} E = -\partial B / \partial t, \quad \operatorname{rot} H = J + \varepsilon \cdot \partial E / \partial t$$

En supposant dans le vide que :

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

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

On obtient:

$$\operatorname{rot} E = -\partial B / \partial t = -\mu_0 \cdot \partial H / \partial t \Rightarrow \operatorname{rot}(\operatorname{rot} E) = \operatorname{rot}(-\mu_0 \cdot \partial H / \partial t) = -\mu_0 \cdot \partial / \partial t(\operatorname{rot} H)$$

$$\text{d'où } \operatorname{rot}(\operatorname{rot} E) = -\mu_0 \cdot \partial / \partial t(\varepsilon_0 \partial E / \partial t) = -\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \partial^2 E / \partial t^2 \quad (2-31)$$

D'autre part, nous avons

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

On a :

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

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

$$\nabla^2 E = \mu_0 \cdot \varepsilon_0 \partial^2 E / \partial t^2$$

En comparant celle-ci avec les équations précédentes on obtient la vitesse V_p de propagation du champ électrique E avec :

$$1/v_p^2 = \mu_0 \epsilon_0 \text{ d'où } v_p = 1/(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2}$$

Alors le champ électrique E se propage dans le vide à une vitesse $V_p=3.10^8$ m/ s

2.3-7 Équation de propagation du champ magnétique H

$$\text{rot H} = J + \epsilon_0 \partial E / \partial t = \epsilon_0 \partial E / \partial t$$

$$\text{rot rot H} = \text{rot}(\epsilon_0 \partial E / \partial t) \Rightarrow \text{rot rot H} = \epsilon_0 \partial / \partial t (\text{rot E})$$

$$\text{rot}(\text{rot E}) = -\mu_0 \partial / \partial t (\text{rot H}) \Rightarrow \text{rot}(\text{rot E}) = -\mu_0 \epsilon_0 \partial^2 H / \partial t^2 \quad (2-32)$$

D'autre part

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

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

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

Soit donc, en tenant compte de l'équation (2-32)

$\nabla^2 H = -\mu_0 \epsilon_0 \partial^2 H / \partial t^2$ en comparaison avec les équations précédentes on déduit que :

$$V_p = 1/(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2} ; \text{ alors la vitesse de propagation de champ magnétique dans le vide et } v_p = 3.10^8 \text{ m/ s}$$

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le modèle considéré, en rappelant l'origine et la nature des équations régissant les phénomènes électromagnétiques.

Des modèles particuliers sont présentés afin d'introduire quelques cas pour les quels notre démarche est intéressante.

Par ailleurs, ces équations sont complétées par des conditions aux limites au bord du domaine borné obtenu. Cette étude théorique nous a conduits à un système d'équations qui permet de prédire le comportement du champ électromagnétique à travers notre structure.

Étant donné que le problème étudié peut être découplé, nous proposons alors dans le troisième chapitre une nouvelle approche théorique des équations de Maxwell en régime harmonique, et nous choisissons une approche en termes de champ électrique.

Chapitre 03

Formulation du problème continu

Ce chapitre est consacré à l'obtention de la formulation du problème continu et les définitions des espaces fonctionnels des solutions admissibles pour le cas général. Nous proposons une résolution, de décomposition du problème en deux parties :

Le problème intérieur (système lui-même), correspondant au calcul du champ dans la tête humaine et le problème extérieur, correspondant à l'obtention du champ sur la frontière. Commençons tout d'abord de souligner qu'on s'intéresse tout au long de ce travail uniquement au régime harmonique tridimensionnel.

3.1 Introduction

Les formulations variationnelles en champ 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 [35]. 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 \mathbf{H} , ou bien \mathbf{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 \mathbf{H} et \mathbf{E} comme inconnus [45]

3. 2Formulation à l'intérieur de la sphère

3. 2-1Formulation en champ magnétique H

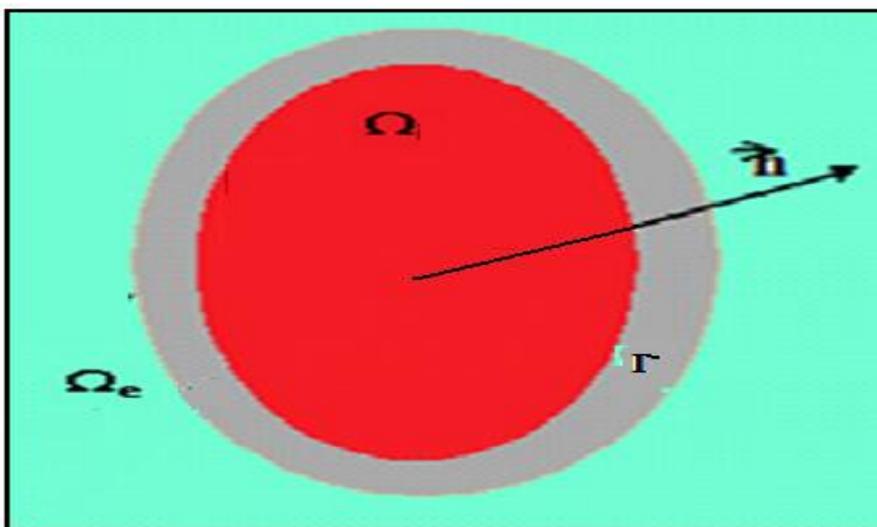


Fig.(3-01) Présentation du domaine d'étude

Considérons Ω le domaine occupé par le système électromagnétique, qui est une sphère de \mathbf{R}^3 à frontière compacte, notée Γ ou $\partial\Omega$; \mathbf{n} le vecteur unitaire normal à $\partial\Omega$ et à l'extérieur de Ω Fig.(3-01). On suppose dans toute la suite, que le domaine Ω , est remplie d'un matériau diélectrique homogène (cerveau) ou la permittivité et la perméabilité sont deux constantes réelles positives. Le milieu considéré est supposé être parfait.

Soit \mathbf{H} un champ de vecteur test $\text{rot } \mathbf{H} \in (\Omega)$, ayant la même régularité que le champ \mathbf{H} et que

$$\text{rot } \mathbf{H} = 0 \text{ dans } \Omega^c \text{ pour } (\sigma = 0).$$

En utilisant la loi de Faraday:

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

Nous intégrons sur \mathbf{R}^3 , en multipliant par la fonction test, ce qui donne [93]

$$\int_{\mathbf{R}^3} i\omega \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \, d\Omega + \int_{\mathbf{R}^3} \text{rot } \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \, d\Omega = 0 \tag{3-01}$$

Pour résoudre la seconde intégrale, nous appliquons quelques propriétés mathématiques

Ce qui permet d'avoir une autre forme de $\int \text{rot } \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \, d\Omega$:

$$\int_{\mathbf{R}^3} \mathbf{H} \cdot \text{rot } \mathbf{E} \, d\Omega = \int_{\mathbf{R}^3} \mathbf{E} \cdot \text{rot } \mathbf{H} \, d\Omega = \int_{\Omega} \mathbf{E} \cdot \text{rot } \mathbf{H} \, d\Omega + \int_{\Omega^c} \mathbf{E} \cdot \text{rot } \mathbf{H} \, d\Omega = 0 \tag{3-02}$$

L'équation (3-1) devient

$$\int_{\Omega} i\omega \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \, d\Omega + \int_{\Omega} \mathbf{E} \cdot \text{rot } \mathbf{H} \, d\Omega + \int_{\Omega^c} i\omega \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \, d\Omega = 0 \tag{3-03}$$

Et si on remplace \mathbf{H} par $(\text{rot } \mathbf{E} / i\omega \mu)$, l'écriture de la loi de Faraday sous forme faible conduit finalement à [95]:

$$\int_{\Omega} i\omega \mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \, d\Omega + \int_{\Omega} 1/\sigma + i\omega \varepsilon \text{rot } \mathbf{H} \cdot \text{rot } \mathbf{H} \, d\Omega + \int_{\Gamma} (\mathbf{E} \wedge \mathbf{n}) \cdot \mathbf{H} \, d\Gamma = 0 \tag{3-04}$$

3. 2-2 Formulation en champ électrique E

La formulation en champ électrique s'obtient en écrivant la loi d'Ampère :

$$\text{rot} \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + i\omega \mu \mathbf{E}$$

Nous faisons le produit scalaire avec une fonction test E ($E \in \Omega$) et nous intégrons dans \mathbf{R}^3 , ce qui donne [93, 94]

$$\int_{\mathbf{R}^3} \text{rot} H \cdot E' d\Omega = \int_{\mathbf{R}^3} (\sigma + i\omega \mu \varepsilon) E \cdot E' d\Omega \quad (3-05)$$

Avec : $\text{rot} H = 0$ dans $\Omega^c - \Omega^s$ et $E = 0$ dans Ω^s .

$$\text{Pour résoudre l'intégrale } \int_{\mathbf{R}^3} \text{rot} H \cdot E' d\Omega$$

Nous appliquons les mêmes propriétés utilisées précédemment nous avons alors :

$$\int_{\Gamma} \mathbf{n} \cdot (\mathbf{H} \wedge \mathbf{E}) d\Gamma = \int_{\mathbf{R}^3} E' \text{rot} H d\Omega - \int_{\mathbf{R}^3} H \text{rot} E' d\Omega = 0$$

Donc

$$\int_{\mathbf{R}^3} \text{rot} H \cdot E' d\Omega = \int_{\mathbf{R}^3} H \text{rot} E' d\Omega = \int_{\Omega} \text{rot} E' \cdot H d\Omega + \int_{\Omega^c} \text{rot} E' \cdot H d\Omega \quad (3-06)$$

Et avec:

$$\int_{\Omega^c} \text{rot} E' \cdot H d\Omega = \int_{\Gamma} \mathbf{n} \cdot (E' \wedge H) d\Gamma$$

L'équation (3-05) devient alors [58] :

$$-\int_{\Omega} (\sigma + i\omega \mu \varepsilon) E \cdot E' d\Omega - \int_{\Omega} (1/i\omega \mu) \text{rot} E \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (\mathbf{n} \wedge H) E' d\Gamma = 0 \quad (3-07)$$

Multiplions par $(-i\omega \mu)$, la formulation en \mathbf{E} s'écrit sous la forme faible correspondante [59] :

$$\int_{\Omega} \text{rot} E \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \varepsilon) E \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (\mathbf{n} \wedge \text{rot} E) d\Gamma = 0 \quad (3-08)$$

3.2-3 Interprétation physique de la formulation

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

$$\int_{\Omega} \text{rot} \mathbf{E} \cdot \text{rot} \mathbf{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{E}' \cdot (\mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}) d\Gamma = 0$$

Alors, \mathbf{E} peut s'identifier à \mathbf{E}' , ce qui donne [86, 100] :

$$\int_{\Omega} (\text{rot} \mathbf{E})^2 d\Omega + \int_{\Gamma} (\mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}) \cdot \mathbf{E} d\Gamma + (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) \int_{\Omega} \mathbf{E}^2 d\Omega = 0 \quad (3-09)$$

Energie	Vecteur de	Energie
Magnétique	Poynting	électrique
(Wm)	(S)	

Il peut être montré que, pour $\mathbf{E} = \mathbf{E}'$ l'intégration de (3-09) correspond au bilan de puissance dans Ω , incluant les puissances emmagasinées sous forme électrique et magnétique, la puissance dissipée ainsi que le flux du vecteur de Poynting à travers Γ .

3.2-4 Formulation variationnelle des différents milieux

Nous avons formulé notre problème en champ électrique total, ce dernier peut se décomposer dans R^3 comme suit [97,98]:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_r + \mathbf{E}_s \quad (3.10)$$

Où \mathbf{E}_s est le champ électrique source et \mathbf{E}_r le champ électrique de réaction. Cela nous permet de faire apparaître la source électromagnétique dans la formulation.

Alors l'équation (3-8), réécrite ici comme :

$$\int_{\Omega} \text{rot} \mathbf{E}_r \cdot \text{rot} \mathbf{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) \mathbf{E}_r \cdot \mathbf{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{E}' \cdot (\mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}_r) d\Gamma =$$

$$-\int_{\Omega} \text{rot} \mathbf{E}_s \cdot \text{rot} \mathbf{E}' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) \mathbf{E}_s \cdot \mathbf{E}' d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{E}' \cdot (\mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}_s) d\Gamma \quad (3-11)$$

Nous désignons par $a(E_r, E')$ la forme suivante :

$$a(E_r, E') = \int_{\Omega} \text{rot} E_r \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) E_r \cdot E' d\Omega \quad (3-12)$$

Et par $R(E_r, E)$ l'opérateur intégral-différentiel suivant :

$$R(E_r, E) = \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E_r) d\Gamma \quad (3-13)$$

Et par le terme $S(E_s, E)$ le terme lié à la source

$$S(E_s, E) = - \int_{\Omega} \text{rot} E_s \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) E_s \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E_s) d\Gamma \quad (3-14)$$

En tenant compte de ces définitions, La formulation de (3-11) devient alors :

$$a(E_r, E) + R(E_r, E) = S(E_s, E'). \quad (3-15)$$

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 de chaque milieu

Dans le milieu extérieur de la tête.

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \text{rot} E_r \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_{os}\sigma_{os} - \omega^2\mu_{os}\epsilon_{os}) E_r \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E_r) d\Gamma = \\ & - \int_{\Omega} \text{rot} E_s \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_{os}\sigma_{os} - \omega^2\mu_{os}\epsilon_{os}) E_s \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E_s) d\Gamma \end{aligned} \quad (3-16)$$

Dans le milieu intérieur de la tête.

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \text{rot} E_r \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_{ce}\sigma_{ce} - \omega^2\mu_{ce}\epsilon_{ce}) E_r \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E_r) d\Gamma = \\ & - \int_{\Omega} \text{rot} E_s \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu_{ce}\sigma_{ce} - \omega^2\mu_{ce}\epsilon_{ce}) E_s \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E_s) d\Gamma \end{aligned} \quad (3-17)$$

On constate aussi qu'il existe une autre façon pour établir la formulation variationnelle, en faisant intervenir la source, ce qui donne [62] :

$$\int_{\Omega} \text{rot} E \cdot \text{rot} E' d\Omega + \int_{\Omega} (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon) E \cdot E' d\Omega + \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot} E) d\Gamma = - \int_{\Omega} i \omega J_s E' \cdot d\Omega \quad (3-18)$$

Cette formule fait apparaître directement la source en termes de courant \mathbf{J}

D'après les deux formulations présentées en champ \mathbf{E} et en champ \mathbf{H} , nous percevons les traces des composantes tangentielles des deux champs dans l'intégrale de frontière.

$(n \wedge f) \equiv f$, elles sont apparues lors de l'intégration du domaine extérieur Ω_e .

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

3.3 Formulation variationnelle dans le milieu extérieur

Le terme qui nous permet de tenir compte du milieu extérieur (couche d'OS) dans la formulation précédente, est le terme de bord \mathbf{R} , qui est fonction du champ de vecteurs $n \wedge \text{rot} E$.

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 E et H_e désignent respectivement, le champ électrique et magnétique dans Ω_e .

3.3-1 Expression du champ électrique à l'extérieur

Les équations de Maxwell peuvent être réécrites en dehors du domaine intérieur (Cerveau) Ω , comme suit [97,100] :

$$\text{rot} E = -i\omega\mu_{os} H, \quad (3-19)$$

$$\text{rot} H = J_e + i_s\omega\varepsilon_{os} E. \quad (3-20)$$

$$\text{div} E = 0 \quad (3-21)$$

L'application de l'opérateur rotationnel à (3-20), nous conduit à l'équation de Helmholtz, sous la forme [66]

$$\Delta U + k^2 U = F, \quad (3-22)$$

Nous avons donc :

$$\Delta E_e + k^2 E_e = 1/-i \omega \epsilon_{os} (k^2 + \text{grad div}) J^s \quad \text{avec} \quad k^2 = \omega^2 \mu_{os} \epsilon_{os} \quad (3-23)$$

Maintenant, nous introduisons la fonction de Green dans les équations (3-23), (3-24) :

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

$\|x - y\| = r$: 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 :

$$\Delta G(x, y) + k^2 G(x, y) = -\delta(x, y), \quad (3-24)$$

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

$$\lim_{x \rightarrow \infty} (\partial/\partial t G(x, y) - ik G(x, y)) = 0. \quad (3-25)$$

Remarque

Le terme $\delta(x, y)$ représente la fonction de Dirac, définie uniquement sur la source (hors de la source, elle est nul).

D'après l'équation (3-23), nous avons

$$\Delta E(x) + k^2 E(x) = -S(x) \quad (3-26)$$

$$S(x) = -1/\omega \epsilon_{os} (k^2 + \text{grad div}) J(x) \quad (3-27)$$

L'application de la fonction de Green dans l'équation (3-27), permet d'écrire [107] :

$$E_e(x) = \int_{\Omega_e} G(x, y) S(y) dy, \quad (3-28)$$

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

$$E_e(x) = -i/\omega \epsilon_{os} \int_{\Omega_e} (k^2 + \text{grad}_y \text{ div}) K(y) G(x, y) d\Omega \quad (3-29)$$

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

\mathbf{K} est un champ de vecteurs fictifs, représentant les courants électriques équivalents surfaciques ($\mathbf{K}(y) \equiv \mathbf{J}(y)$).

Pour satisfaire la condition (3-22), il faut que la densité de courant fictif soit à divergence nulle sur Γ [94] : $\text{div} \mathbf{k} = 0$. (3-30)

Finalement, l'expression du champ électrique dans Ω_e (couche d'os) peut être écrite comme :

$$\mathbf{E}_e(\mathbf{x}) = -i/\omega\epsilon_{os}(\omega^2\mu_{os}\epsilon_{os} + \text{grad}_y \text{div}) \int_{\Gamma} \mathbf{K}(y) G(\mathbf{x}, y) d\Gamma y \quad (3-31)$$

3.4 Couplage du problème intérieur avec le problème extérieur

Nous rappelons l'expression du terme de bord intervenant dans la formulation variationnelle (3-11) :

$$\mathbf{R}(\mathbf{E}_r; \mathbf{E}') = \int_{\Gamma} \mathbf{E}' \cdot (\mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}_r) d\Gamma, \quad (3-32)$$

Cette intégrale, est exprimée, en utilisant l'opérateur \mathbf{S} de **Poincaré – Steklov** [15, 22] :

$$\int_{\Gamma} \mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}_r \cdot \mathbf{E}' d\Gamma = \int_{\Gamma} \mathbf{S} \cdot \mathbf{n} \wedge \mathbf{E}_r d\Gamma \quad (3-33)$$

Dans notre cas, \mathbf{S} est une matrice réelle dite « impédance ».

Remarque

Comme les champs $\mathbf{n} \wedge \mathbf{E}_e$ et $\mathbf{n} \wedge \text{rot} \mathbf{E}_e$ sont continus, la relation (3-33) est valable

-Evaluation de l'intégrale $\mathbf{n} \wedge \mathbf{E}_e$

Pour le champ intérieur (Cerveau). Elle permet de raccorder les deux milieux extérieurs

$\Omega_{e_{os}}$ et intérieur Ω_{ci} .

Il faut donc calculer la matrice associée à l'opérateur \mathbf{S} . pour cela, il suffit d'avoir une représentation intégrale du champ électrique dans le milieu extérieur, par des courants fictifs équivalents \mathbf{k} localisés sur Γ [59] .

$$\mathbf{n} \wedge \mathbf{E}_e(\mathbf{x}) = -i\omega\mu_{os} \mathbf{n} \wedge \int_{\Gamma} \mathbf{k}(y) G(\mathbf{x}, y) d\Gamma y + \mathbf{n} / i\omega\epsilon_{os} \int_{\Gamma} \text{grad}_y \text{div} \mathbf{k}(y) G(\mathbf{x}, y) d\Gamma y \quad (3-34)$$

Et comme la $\text{div } \mathbf{E}_r = 0$ et $\text{rot } \mathbf{E}_r = -\partial \mathbf{B} / \partial t$

Nous avons donc

$$n \wedge \mathbf{E}_{er}(\mathbf{x}) = \mu_{os} / 4\pi \cdot n \wedge \int_{\Gamma} \frac{1}{|\mathbf{x}-\mathbf{y}|} \cdot \partial \mathbf{k}(\mathbf{y}) / \partial t \cdot d\Gamma \mathbf{y} \quad \text{avec } \mathbf{x} \in \Omega_e \quad (3-35)$$

-Evaluation de l'intégrale $n \wedge \text{rot } \mathbf{E}_{er}$

En premier lieu, notant que pour un champ vecteur \mathbf{U} , d'où nous avons la propriété suivante [14] :

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}_0 \in \Gamma} n(\mathbf{x}) \wedge \text{rot} \int_{\Gamma} \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \mathbf{U}(\mathbf{y}) d\Gamma = \mathbf{U}(\mathbf{x}_0) / 2 + n(\mathbf{x}_0) \wedge \int_{\Gamma} \text{grad } \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \wedge \mathbf{U}(\mathbf{y}) d\Gamma \quad (3-36)$$

L'application de l'opérateur rotationnel dans l'équation (3-31), permet d'obtenir l'expression du champ de vecteurs tangentiels en fonction du courant \mathbf{k} [16] :

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}_0 \in \Gamma} n \wedge \text{rot} \mathbf{E}_{er}(\mathbf{x}) = -i\omega \mu_{os} \left(\mathbf{k}(\mathbf{x}_0) / 2 + n \wedge \int_{\Gamma} \text{grad}_y \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \wedge \mathbf{k}(\mathbf{y}) d\Gamma \right) \quad (3-37)$$

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}_0 \in \Gamma} n \wedge \text{rot } \mathbf{E}_{er}(\mathbf{x}) = \mu_{os} / 2 \cdot \partial \mathbf{k}(\mathbf{x}_0) / \partial t - \mu_{os} / 4\pi \int_{\Gamma} \frac{1}{|\mathbf{x}-\mathbf{y}|^3} \cdot n \wedge \left((\mathbf{x}-\mathbf{y}) \wedge \partial \mathbf{k}(\mathbf{y}) / \partial t \right) d\Gamma \mathbf{y} \quad (3-38)$$

Après la discrétisation des deux formulations (3-35) et (3-38), l'élimination de \mathbf{k} , permet de déduire la matrice réelle \mathbf{S} définie dans la relation (3-33).

Afin d'exprimer le courant fictif \mathbf{k} en fonction du champ de vecteur tangentiel, ($n \wedge \mathbf{E}_{er}(\mathbf{x})$), nous allons procéder avec des formulations variationnelles sur Γ .

3.5 Formulation variationnelle sur la frontière Γ

Tout d'abord, notons que \mathbf{E}_1 est le champ vérifiant la condition suivante [60] :

$$n \wedge \mathbf{E}_1(\mathbf{x}) = \mathbf{E}(\mathbf{x}), \quad \text{sur } \Gamma$$

Avec : \mathbf{E}_1 est l'inconnu sur Γ venant de l'intérieur.

Le champ de vecteur tangentiel est déjà défini dans la relation (3-35), ce qui permet d'écrire :

$$n \wedge \mathbf{E}_{er}(\mathbf{x}) = n \wedge \mathbf{E}_1(\mathbf{x}) = \mathbf{E}(\mathbf{x}) = n \wedge \int_{\Gamma} \mathbf{K}(\mathbf{y}) \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) d\Gamma \mathbf{y}, \quad (3.39)$$

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

$$\langle E_1, K' \rangle = \frac{1}{4\pi} \int_{\Gamma} \int_{\Gamma} K(y) \cdot K'(x) / |x-y| \cdot dx dy \quad (3-40)$$

Comme le courant k est surfacique, ce produit ne fait intervenir que la composante tangentielle de $E_1(x)$, et par conséquent, nous avons :

$$\langle E_1, K' \rangle = \langle E_0, K' \rangle = \langle E_{e_r}, K' \rangle \quad (3-41)$$

La forme bilinéaire

$$g(K, K') = \frac{1}{4\pi} \int_{\Gamma} \int_{\Gamma} K(y) \cdot K'(x) / |x-y| \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (3-42)$$

En tenant compte de (3-41) et (3-42), le courant est déterminé, en fonction du tracé tangentielle E du champ électrique, à partir de la formulation variationnelle sur Γ :

$$g(K(y), K'(x)) = (E_0(x), K'(x)) \quad x \in \Gamma \quad (3-43)$$

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

$$\int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot } E_{er}) d\Gamma = -i\omega\mu_{os} \left(\int_{\Gamma} K(x)/2 \cdot E'(x) d\Gamma_x + \int_{\Gamma} (n \wedge \int_{\Gamma} \text{grad}_y G(x, y) \wedge K(y) d\Gamma_y) \cdot E'(x) d\Gamma_x \right) \quad (3-44)$$

Notons :

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

Où T est l'opérateur intégral.

Finalemment, nous atteindrons notre objectif, où la formulation variationnelle globale du problème est définie dans tout l'espace \mathbf{R}^3 , ce qui donne :

$$\begin{aligned}
 &A(E_r, E') + R(E_r, E') = S(E_s, E') \\
 &R(E_r, E') = -i\omega\mu_{os} \left(\int_{\Gamma} K(x)/2 \cdot E'(x) d\Gamma_x + \int_{\Gamma} T K(x) \cdot E'(x) d\Gamma_x \right)
 \end{aligned}
 \tag{3-45}$$

3.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, une formulation variationnelle pour la résolution simultanée des problèmes intérieur (Cerveau) et extérieur (couche d'OS) correspondants à l'analyse du problème de couplage onde-sphère ou la tête humaine simulé par une sphère rempli d'un diélectrique.

En effet, nous avons proposé une formulation variationnelle, dans laquelle la loi d'Ampère est écrite au sens faible, conservant le champ électrique comme inconnue du problème.

Ce champ est calculé dans tout le volume de calcul, où la prise en compte du domaine extérieur est présentée par une formulation en équation intégrale de frontière.

L'utilisation de ces formulations se justifie dans l'étude de structures où la décomposition du problème en deux parties est plus adaptée au cas traité.

Dans la suite, après avoir donné une formulation intégrale, nous proposons une approximation numérique de la solution par la méthode des éléments finis.

Chapitre 04

Formulation des Problèmes Discrets

4.1 Introduction

Généralement, la résolution analytique des équations de Maxwell ou de l'équation d'onde n'est possible que dans très peu de cas où un grand degré de symétrie permet d'imposer facilement les conditions aux limites. Par conséquent, dans la plupart des problèmes pratiques, on doit faire appel à des méthodes numériques pour leurs résolutions [102].

La méthode des éléments finis (MEF) est l'une des méthodes les plus répandues permettant une résolution numérique des équations de Maxwell, son utilisation est basée sur la transformation des équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques. L'avantage principal de cette méthode est la possibilité d'analyser des problèmes à géométrie complexe pouvant contenir des matériaux hétérogènes. D'une façon générale, la résolution par éléments finis est [68-104] :

- L'obtention de la formulation variationnelle du problème et les définitions des espaces fonctionnels des solutions admissibles
- La réalisation d'un maillage, correspondant à la discrétisation du domaine d'étude en éléments simples dans les quels les champs sont écrits en termes d'un nombre fini de degrés de liberté et de fonctions de base à support local, généralement des polynômes.

4.2-1 Choix de la méthode numérique

L'objectif est de déterminer quelle modélisation est la mieux adaptée pour le calcul des champs induits dans le corps humain pour une large gamme de fréquences (835MHz-1900MHz).

La méthode numérique utilisée est celle des éléments finis.

Le choix d'une modélisation inclut donc le choix d'un maillage et une formulation. Il existe des critères classiques qui permettent de choisir une modélisation à priori. Cependant, compte tenu des particularités du calcul dans le cerveau humain, ce choix n'est pas évident sur la gamme de fréquences étudiée. Il est donc nécessaire de confronter ce choix à priori au choix qui serait fait à posteriori selon des critères de complexité de la modélisation et d'erreur sur les champs induits et calculés.

- Les critères de choix à priori de formulation et de maillage sont les critères d'évaluation à posteriori des modélisations,

4.2-2 La discrétisation du modèle physique

Nous rappelons qu'un élément fini est (T, Σ, P) constitué : d'un élément géométrique T de \mathbf{R}^n ($n = 1, 2$ ou 3), d'un ensemble fini Σ 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 égale à n , de l'espace des fonctions scalaires ou vectorielles, qui est une bonne approximation de l'espace des fonctions définies sur l'élément géométrique T [97-110].

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

En désignant par (Tet) l'élément géométrique tétraédrique, et nous définissons le domaine Ω' par $\Omega' = \cup \text{Tet}$ Avec $\text{Tet} \in M(\Omega)$, Et Ω' est une approximation de Ω .

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

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

Γ' est une approximation de Γ .

Avec les éléments Γ' 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_1 .

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

4.2-3 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 [61, 64,67] :

$$E = \sum_{i=1}^{N_a} E_i W_i \quad (4-01)$$

Où N_a est le nombre total d'arêtes du maillage, W_i est la fonction de base associée à l'arête i , et E_i correspondant aux inconnues des problèmes, E_i est la circulation du champ électrique le long de l'arête i

$$E_i = \int_{\text{arête } i} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l}$$

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 [73] :

$$W_i = \lambda_a \nabla \lambda_b - \lambda_b \nabla \lambda_a \quad (4-02)$$

où λ_a, λ_b est la coordonnée barycentrique associée aux nœuds **a** et **b**.

Cet élément satisfait la relation suivante :

$$\int_{\text{arête "k"}} W_i \cdot d\mathbf{l} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=k \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (4-03)$$

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 (4-03) confirme aussi que la circulation du champ électrique donnée par (4-01) le long d'une arête correspond à l'inconnu associé à cette arête.

La fig. (4-01) montre un élément tétraédrique avec la représentation de W_i .

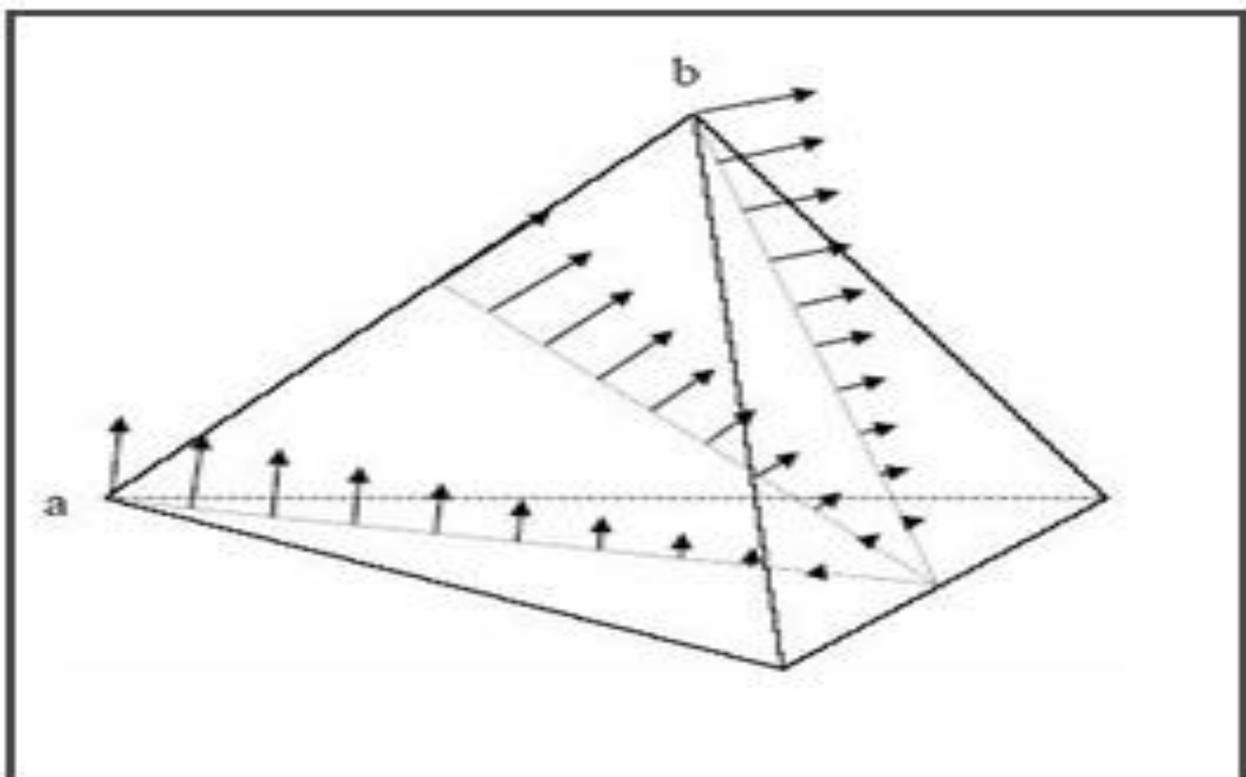


Fig.(4-1) Fonction de base associée à l'arête *ab*

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

$$\begin{aligned} 1 \text{ au nœud (n)} \quad n = 1, 4 \quad (\text{tétraèdre}) \\ \lambda_0=0 \text{ autrement} \quad n = 1, 3 \quad (\text{triangle}) \end{aligned} \quad (4-04)$$

L'utilisation de ce type d'élément, dont le degré de liberté est associé aux arêtes, présente de nombreux avantages par rapport à l'utilisation des éléments nodaux. [68-106]

Les éléments d'arêtes génèrent l'espace \mathbf{W} de Whitney, qui est un sous-espace de dimension finie de $\mathbf{H}(\text{rot}\Omega)$. Ainsi, ils n'imposent que la continuité tangentielle des vecteurs de 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 terminaux des arêtes.

4.3 Discrétisation du problème variationnelle.

Nous rappelons la formulation variationnelle:

$$a(E_r, E) + R(E_r, E) = S(E_s, E').$$

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.

4.3-1 Discrétisation de la forme $a(E_r, E')$

L'interpolation du champ électrique $E' \in E_a(\Omega')$ dans le domaine Ω' est donnée par :

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

Alors, pour chaque élément tétraèdre, le champ électrique approché s'écrit [97, 99, 109] :

$$E' = \sum_{i=1}^6 E_i W_i \quad (4-05)$$

Le champ électrique 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 E' s'écrit donc :

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

Nous avons :

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

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

$$a(E', E') = \sum_{\text{tet}} \sum_{i=1}^6 E_i \int_{\Omega} \text{rot } W_i \cdot \text{rot } W_j d\Omega + (i \omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon) \sum_{\text{tet}} \sum_{i=1}^6 E_i \int_{\Omega} W_i \cdot W_j d\Omega \quad (4-06)$$

La forme donnée par (4-6) peut s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$a(E', E') = \mathbf{E} \{ [\mathbf{T}_1] + (i \omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon) [\mathbf{T}_2] \} \quad (4-07)$$

où \mathbf{E} est le vecteur inconnu :

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

Avec T_1 et T_2 sont des matrices indépendantes du temps dont les termes élémentaires sont donnés par :

$$[T_1]_{ij} = \int_{\Omega} \text{rot } W_i \cdot \text{rot } W_j d\Omega = 4 \int_{\Omega} (\nabla \lambda_{ai} \times \nabla \lambda_{bi}) \cdot (\lambda_{aj} \times \nabla \lambda_{bj}) d\Omega \quad (4-08)$$

$$[T_2]_{ij} = \int_{\Omega} W_i \cdot W_j d\Omega = \int_{\Omega} (\lambda_{ai} \nabla \lambda_{bi} - \lambda_{bi} \nabla \lambda_{ai}) \cdot (\lambda_{aj} \nabla \lambda_{bj} - \lambda_{bj} \nabla \lambda_{aj}) d\Omega \quad (4-09)$$

4.3-2 Construction et calcul du second membre (S)

Le terme lié à la source est donné par :

$$S(E_s, E) = - \int_{\Omega} \text{rot } E_s \cdot \text{rot } E' d\Omega - \int_{\Omega} (i \omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon) E_s \cdot E' d\Omega - \int_{\Gamma} E' \cdot (n \wedge \text{rot } E_s) d\Gamma$$

La forme approchée de S s'écrit :

$$S(E_s, E) = \sum_{\text{tet}} \sum_{i=1}^6 E_{si} \int_{\Omega} \text{rot } W_i \cdot \text{rot } W_j d\Omega - (i \omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon) \sum_{\text{tet}} \sum_{i=1}^6 E_{si} \int_{\Omega} W_i \cdot W_j d\Omega - \sum_{\text{Tet}} \sum_{i=1}^3 E_{si} \int_{\Gamma} (n \wedge \text{rot } W_i) \cdot W_j d\Gamma \quad (4-10)$$

Les matrices élémentaires sont définies par :

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

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

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

Donc le second membre S est donné comme suit

$$S(E_s^{\sim}, E^{\sim}) = E_s \{ [S_1] - (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) [S_2] + [F] \} \quad (4-11)$$

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

En outre nous pouvons intervenir le champ source H_s dans le second membre.

On remplaçant le rotationnel de E_s on obtient :

$$\text{rot } E_s = -i\omega\mu H_s$$

4.3-3 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 \mathbf{K} comme inconnue, développés sur la frontière Γ . Pour chaque triangle de Γ , les fonctions de base de l'espace approché $\mathbf{E}_{\alpha 2}(\tilde{\Gamma})$, associées à l'arête \mathbf{i} (a, b) reliant les sommets \mathbf{a} et \mathbf{b} , sont données par :

$$W_i = (\lambda_{\Gamma a} \nabla \lambda_{\Gamma b} - \lambda_{\Gamma b} \nabla \lambda_{\Gamma a}) \quad (4-12)$$

Et l'interpolation du champ électrique sur chaque triangle s'écrit [93, 96, 100] :

$$E^{\sim} = \sum_{i=1}^3 E_i W_i \quad (4-13)$$

4.3-4 Décomposition dans l'espace $\mathbf{E}_{\alpha 1}(\tilde{\Gamma})$

En premier lieu, nous allons chercher les courants fictifs approchés $\tilde{\mathbf{K}}$ dans $\mathbf{E}_{\alpha 1}(\tilde{\Gamma})$;

La fonction d'interpolation de $\tilde{\mathbf{K}}$ doit obéir la divergence nulle sur Γ :

$$\text{div}_{\Gamma} \tilde{\mathbf{K}} = 0. \quad (4-14)$$

En effet, nous introduisons un sous espace \mathbf{V} de l'espace approché de (4-14).

$\mathbf{E}_{\alpha 1}(\tilde{\Gamma})$ a défini les courant $\tilde{\mathbf{K}} \in \mathbf{V}$ sur un ensemble de vecteurs (w_i) , tel que :

$$w_i = \sum_{t_i \in \Gamma} \mathbf{n}_i \times \nabla \lambda_i \quad (4-15)$$

t_i est l'ensemble des triangles ayant i pour un sommet ;

\mathbf{n}_i est le vecteur normal au triangle t_i .

En général, l'interpolation des courants surfaciques \tilde{K} s'écrit comme :

$$\tilde{K} = \sum_i \mathbf{p}_i \cdot w_i \quad (4-16)$$

Où \mathbf{Ne} est le nombre de nœud de $\tilde{\Gamma}$, et \mathbf{p}_i est la densité que prend \tilde{K} au sommet \mathbf{i} .

De plus, au passage de l'arête $\{\mathbf{a}, \mathbf{b}\}$ entre deux triangles t_i et t_j , la composante tangentielle de $\nabla \lambda$ est discontinue, alors cela nous permet de conclure que $\mathbf{n}_i \times \nabla \lambda_i$ est également continue sur tout $\tilde{\Gamma}$ [94].

Il est intéressant de montrer que cette décomposition est unique, et le vecteur 0 ne peut être décrit que par les densités $\mathbf{P}_i = 0$. Nous avons alors [97,109]:

$$\sum_i \mathbf{P}_i \cdot w_i = 0 \quad (4-17)$$

En développant cette équation sur chaque triangle.

On obtient:

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{P}_1 \nabla \lambda_1 + \mathbf{P}_2 \nabla \lambda_2 + \mathbf{P}_3 \nabla \lambda_3) = 0 \quad (4-18)$$

En tenant compte de

$$\nabla \lambda_1 + \nabla \lambda_2 + \nabla \lambda_3 = 0 \quad (4-19)$$

Nous obtenons :

$$\mathbf{n} \times [(\mathbf{P}_1 - \mathbf{P}_3) \nabla \lambda_1 + (\mathbf{P}_2 - \mathbf{P}_3) \nabla \lambda_2] = 0 \quad (4-20)$$

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

$$\mathbf{P}_1 = \mathbf{P}_3 \quad \mathbf{P}_2 = \mathbf{P}_3 \quad (4-21)$$

Ce qui implique, que tous les \mathbf{P}_i de $\tilde{\Gamma}$ sont égaux. Et si nous fixons la valeur de l'un des \mathbf{P}_i (par exemple $\mathbf{P}_1 = \alpha$), le vecteur 0 admettra comme décomposition [97]:

$$\sum_i \alpha \cdot w_i = 0 \quad (4-22)$$

Alors, nous constatons qu'entre les w_i , existe une relation, telle que :

$$\sum_{i=1}^{N_e} w_i = 0 \quad (4.23)$$

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

Alors :

$$K = \sum_{i=1}^{N_e} P_i \cdot w_i \quad \text{sur tout } \Gamma \quad (4.24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} N_e \\ w_i = \sum_{i=1}^{N_e} n_{fi} \times \nabla \lambda_i \\ i \\ P_n = 0 \end{array} \right.$$

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

Pour calculer le vecteur $\underline{P} = (P_i)$, nous allons calculer les valeurs de vecteur P_i que prend le courant \tilde{K} aux nœuds de $\tilde{\Gamma}$, en fonction du tracé tangentielle E du champ de réaction, donc nous rappelons la formulation sur Γ , On obtient :

$$g(K(y), K'(x)) = (E_0(x), K'(x)) \quad x \in \Gamma \quad (4.25)$$

$$g(K, K') = \frac{1}{4\pi} \int_{\Gamma} \int_{\Gamma} K(y) \cdot K'(x) / |x-y| \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (4.26)$$

Tout d'abord, écrivons la formulation intégrale sous la forme approchée, où la fonction test

$\tilde{K}' = w_i \in \mathbf{V}$ et w_i est la fonction de base associée à l'arête i :

$$(E_0, \tilde{K}') = \sum_{t_j} \sum_{t_i} \int w_i \cdot w_j d\Gamma,$$

$$(E_0, \tilde{K}') = \frac{1}{4\pi} \sum_{t_j} \sum_{t_i} \sum_{t_i} \sum_{t_j} \int \int W_i(y) \cdot W_j(x) / |x-y| \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (4.27)$$

La forme matricielle de (4-27) est donnée par :

$$(Q_1)_{ji} = \int_{\Gamma_j} \int_{\Gamma_i} W_i(y) \cdot W_j(x) / |x-y| \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (4-28)$$

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

$$(Q_1)_{ji} = (w_i(y) \cdot w_j(x)) Q_{tj \, ti} \quad (4-29)$$

Avec $Q_{tj \, ti}$ le coefficient de la matrice Q tel que :

$$Q_{tj \, ti} = \int_{\Gamma_j} \int_{\Gamma_i} 1 / |x-y| \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (4-30)$$

En écrivant l'élément de la matrice suivante :

$$(B)_i = \int_{\Gamma} W_j(x) \cdot W_i(x) \cdot d\Gamma_x \quad (4-31)$$

$$\sum_i (B)_i \cdot E_i = 1 / 4\pi \sum_i (Q_1)_{ji} \cdot P_i \quad (4-32)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$\begin{aligned} \underline{E} &= \{ E_i \} \\ \underline{P} &= \{ P_i \} \end{aligned} \quad (4-33)$$

Finalement, le système matriciel s'écrit comme :

$$[B] \underline{E} = [Q_1] \underline{P} \quad (4-34)$$

4.3-5 Décomposition du terme de bord

Le calcul du terme de bord est établi dans l'expression (3-44) [56] :

$$R(E_r, E') = -\omega \mu_0 \left\{ \int_{\Gamma} K(x)/2 \cdot E'(x) d\Gamma_x + \int_{\Gamma} T K(x) \cdot E'(x) d\Gamma_x \right\}$$

Ou

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

La discrétisation de $R(E_r, E')$, fait intervenir un champ test, tel que :

$$E'_{(x)} = W_j(x), \quad (4-35)$$

En utilisant la relation de courant fictif \tilde{K} donnée par (4-34), le terme $T K(x)$ est approché comme:

$$(T \tilde{K}(x), E'_{(x)}) = \sum_{j=1}^{N_a} \sum_{i=1}^{N_e} \left\{ \int_{\Gamma} \int_{\Gamma} (n \wedge ((x-y) \wedge W_i(y))) \cdot W_j(x) / |x-y|^3 \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \right\} (Q_i^{-1} B)_{ij} E_j. \quad (4-36)$$

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

$$(M)_{ji} = \int_{\Gamma} \int_{\Gamma} (n \wedge ((x-y) \wedge W_i(y))) \cdot W_j(x) / |x-y|^3 \cdot d\Gamma_x d\Gamma_y \quad (4-37)$$

Donc, la relation (4-34) s'écrit :

$$(T \tilde{K}(x), E'_{(x)}) = \sum_j \left\{ \sum_i (M)_{ji} (Q_i^{-1} B)_{ij} \right\} \cdot E_j . \quad (4-38)$$

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

$$\frac{1}{2} \cdot (T \tilde{K}(x), E'_{(x)}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_e} P_i \int_{\Gamma} W_j(x) \cdot W_i(x) \cdot d\Gamma_x \quad (4-39)$$

D'ou

$$\frac{1}{2} \cdot (T \tilde{K}(x), E \tilde{(x)}) = \frac{1}{2} \sum_j \left\{ \sum_i (B^t)_{ji} (Q_i^{-1} B)_{ij} \right\} \cdot E_j \quad (4-40)$$

B^t est la transposée de la matrice B

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

$$R_m = \sum_i \left[\frac{1}{2} B^t M \right]_{ji} (Q_i^{-1} B)_{ij} \quad (4-41)$$

Ou encore

$$R_m = \left[\frac{1}{2} B^t M \right] Q_i^{-1} B \quad (4-42)$$

En tenant compte de ces matrices élémentaires (4-7), (4-42) et (4-11), le système matriciel global, noté **MAT** s'écrit donc :

$$\mathbf{MAT} = \mathbf{E} \left\{ [T1] + (i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) [T2] + R_m \right\} = \mathbf{S}$$

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

$[A] \mathbf{x} = \mathbf{b}$, où $[A]$ est une matrice creuse à coefficients complexes.

4.4 Conclusion

L'utilisation des méthodes variationnelles pour la résolution des phénomènes de champ ELM, nécessite une approche numérique, posée sur un espace de dimension finie.

Pour cela, nous avons adopté dans ce chapitre un modèle numérique basé sur la discrétisation par éléments finis dans tout le domaine d'étude.

Nous avons présenté le cadre mathématique dans lequel ces équations vont être approchées numériquement, en donnant quelques propriétés clés des espaces d'éléments finis considérés, ainsi que les matrices issues de la discrétisation des formulations variationnelles.

Cette solution approchée nous a permis de passer d'un système d'équations à dérivée partielle à un système d'équations algébriques. Après la résolution numérique qui regroupe le calcul des matrices élémentaires, la grandeur physique correspondante (champ électrique ou champ magnétique) est connue en chaque point situé dans notre structure.

Chapitre 05

Mise en Œuvre Numérique et Exploitation des Résultats

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, la méthode des éléments finis a été utilisée dans l'analyse des problèmes généraux de propagation d'ondes.

Le présent chapitre a été consacré à l'application de la méthode des éléments finis (MEF) dans un problème typique de champ électromagnétique.

Une formulation variationnelle a été utilisée dans l'analyse du couplage d'une onde incidente avec une structure sphérique représentant la tête humaine, qui a été présentée en deux milieux, l'os comme milieu extérieure et le cerveau comme milieu intérieure. Les deux milieux précédents sont homogènes et isotropes et dispersifs.

Ce chapitre remplit plusieurs objectifs :

- Description géométrique et physique du problème.
- Présentation du code de calcul élaboré.
- Présentation des résultats numériques obtenus.
- Interprétation et comparaison entre les résultats.

5.2 Présentation de la méthode de résolution du problème discret

5.2-1 Caractéristiques électriques de la tête humaine (os, cerveau)

Notre modèle à simuler, se présente sous forme d'une sphère dont la couche surfacique est l'os, et le milieu intérieur est le cerveau. Nous considérons les deux milieux homogènes, isotropes, et dispersifs, Fig.(5-01),Fig.(5-02), et pour distinguer les valeurs à utiliser pour notre simulation, nous avons offrir les tableaux (5-01),(5-02) qui présentent les caractéristiques électriques des différents tissus exposé à un champ électromagnétique, pour les fréquences 835 MHz et 1900MHz. Et pour notre modèle qui est exposé à une source ELM de fréquence $f=835\text{MHz}$ et $f=1900\text{GHz}$, nous avons obtenus des grands valeurs de la conductivité σ , et des petites valeurs de la permittivité ϵ_r , tableau (5-01), et tableau. (5-02). D'où la conductivité σ croit en fonction de la fréquence, par contre la permittivité ϵ_r Décroit en fonction de la fréquence, Fig. (5-02).

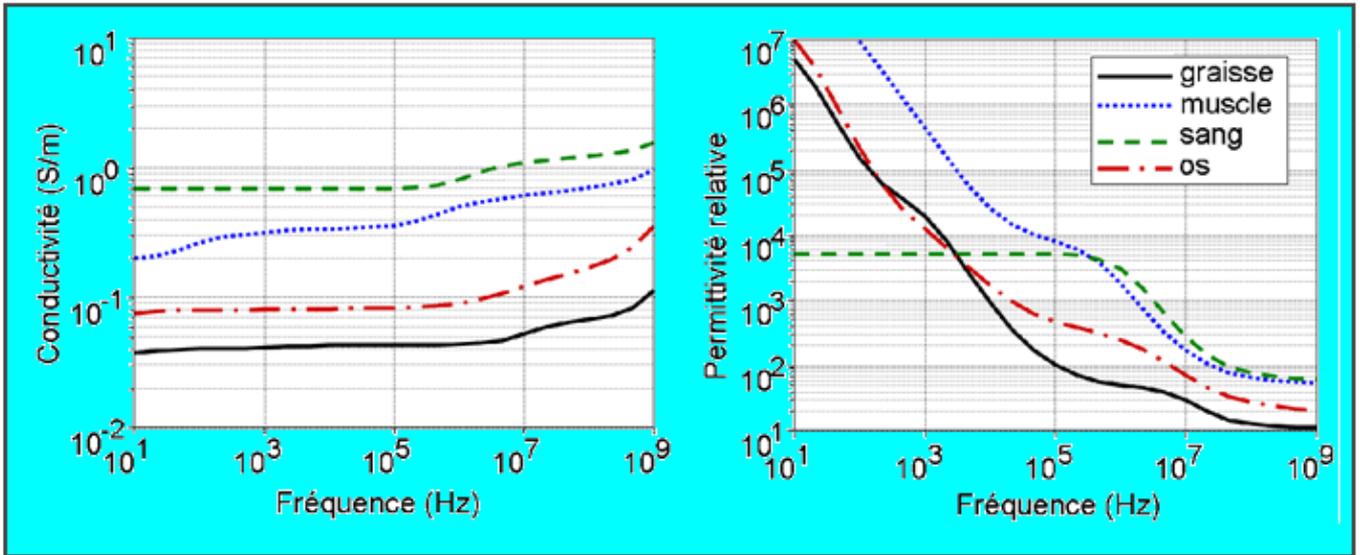


Fig.(5-01) Conductivité et permittivité de quelques tissus biologiques [80]

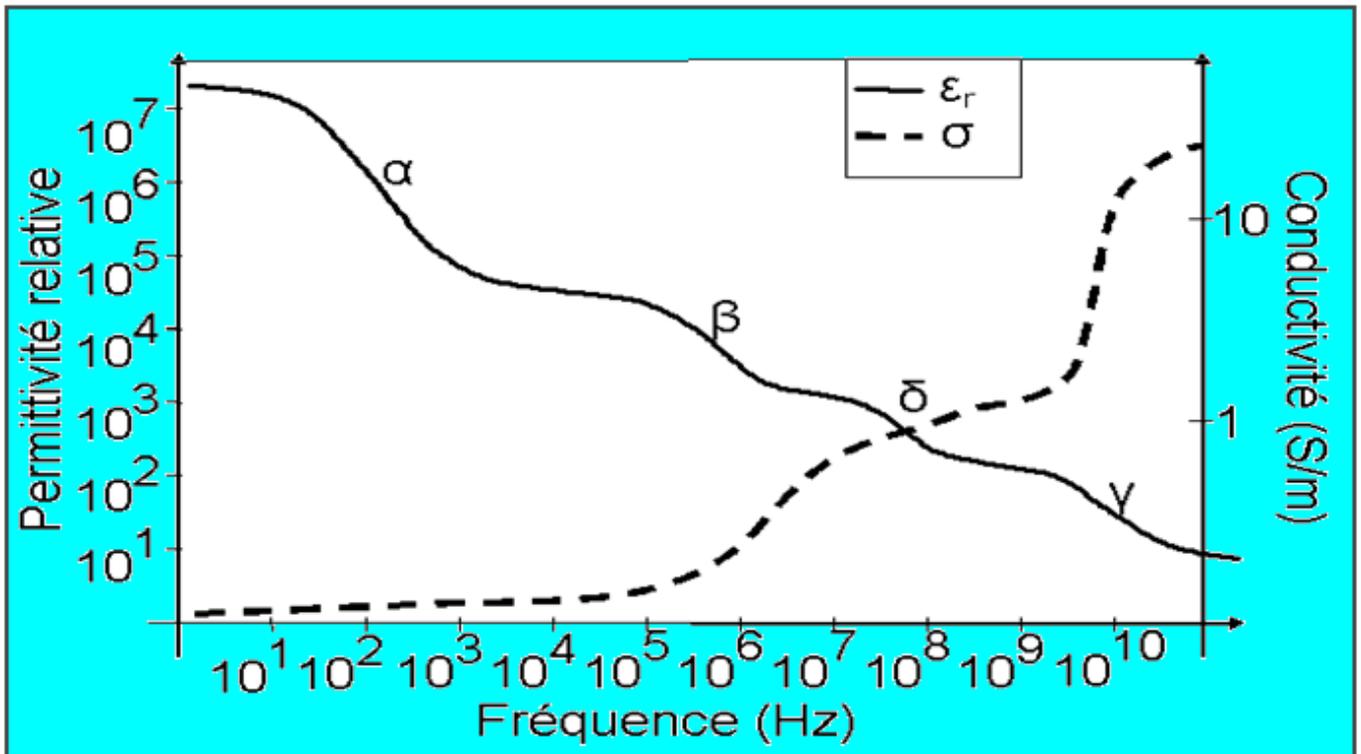


Fig.(5-02) Variation de la conductivité et la permittivité en fonction de la fréquence [80]

Tableau. (5-01) : Caractéristiques électriques de quelques tissus biologique d'un être humain exposé à une source ELM de fréquences (10Hz-1GHz) [80]

<i>Tissus</i>	10Hz		100KHz		10MHz		1GHz	
	σ (S/m)	ϵ_r	σ (S/m)	ϵ_r	σ (S/m)	ϵ_r	σ (S/m)	ϵ_r
Sang	0,70	$5,3 \cdot 10^3$	0,7	$5,3 \cdot 10^3$	1,10	$2,8 \cdot 10^2$	1,58	$6,1 \cdot 10^1$
Vaisseaux sanguins	0,25	10^7	0,31	$0,015 \cdot 10^7$	0,34	$1,1 \cdot 10^2$	0,73	$4,5 \cdot 10^1$
Fluide corporal	1,50	$9,9 \cdot 10^1$	1,50	$9,9 \cdot 10^1$	1,5	$7,0 \cdot 10^1$	1,67	$6,9 \cdot 10^1$
Os spongieux	$7,6 \cdot 10^{-2}$	10^7	$8,2 \cdot 10^{-2}$	$0,0012 \cdot 10^7$	0,12	$7,1 \cdot 10^1$	0,36	$2,1 \cdot 10^1$
Os compact	$2,0 \cdot 10^{-2}$	5, 104	$2,1 \cdot 10^{-2}$	$2,7 \cdot 10^3$	$4,3 \cdot 10^{-2}$	$3,7 \cdot 10^1$	0,16	$1,2 \cdot 10^1$
Moelle osseuse	$0,098 \cdot 10^{-7}$	$0,1 \cdot 10^7$	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$5,6 \cdot 10^3$	10 ,1	$1,9 \cdot 10^1$	$4,3 \cdot 10^{-2}$	5,49
Matière grise cérébrale	$2,8 \cdot 10^{-2}$	$4,1 \cdot 10^7$	$9,9 \cdot 10^{-2}$	$0,016 \cdot 10^7$	10^{-2}	$3,2 \cdot 10^2$	0,99	$5,2 \cdot 10^1$
Matière blanche cérébrale	$2,8 \cdot 10^{-2}$	$2,8 \cdot 10^7$	$6,3 \cdot 10^{-2}$	$7 \cdot 10^2$	0,29	$1,8 \cdot 10^2$	0,62	$3,9 \cdot 10^1$
Liquide cérébro-spinale	2,00	$1,1 \cdot 10^2$	2,00	$1,1 \cdot 10^2$	0,16	$1,1 \cdot 10^1$	2,46	$6,8 \cdot 10^1$

Tableau. (5-02) : Caractéristiques électriques de quelques tissus biologiques d'un être humain exposé à une source ELM de fréquences (835MHz ,1900MHz) [81,82]

<i>Tissus</i>	<i>Gravité spécifique</i> 10^3 kg/m^3	835 MHz		1900MHz	
		ϵ_r	σ (S/m)	ϵ_r	σ (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
csf	1 ,01	78,10	1,97	77,30	2,55
œil	1,01	67,90	1,68	67,15	2,14
cerveau	1,04	45,26	0,92	43,22	1,29

5.2- 1-1 *Caractéristiques électriques (f= 835 MHz)*

Caractéristiques électriques du milieu extérieur (couche d'os)

-conductivité électrique : $\sigma_{eos} = 0,25 \text{ S/m}$;

-permittivité électrique : $\epsilon_{eos} = 17,40$

Caractéristiques du milieu intérieur (le cerveau)

-permittivité électrique : $\epsilon_{ci} = 45,26$

-conductivité électrique : $\sigma_{ci} = 0,92 \text{ S/m}$. [81,82]

Concernant la source, celle-ci est caractérisée par :

-fréquence $\omega = 2 \pi f$, avec $f = 835 \text{ MHz}$

-courant $J^s = 200 \text{ A/m}^2$.

5.2-1-2 *Caractéristiques électriques (f=1900MHz)*

Caractéristiques électriques du milieu extérieur (l'os)

-conductivité électrique : $\sigma_{eos} = 0,45 \text{ S/m}$

-permittivité électrique : $\epsilon_{eos} = 16,40$

Caractéristiques du milieu intérieur (le cerveau)

-permittivité électrique : $\epsilon_{ci} = 43,22$

-conductivité électrique : $\sigma_{ci} = 1,29 \text{ S/m}$. [81,82]

Concernant la source, celle-ci est caractérisée par :

-fréquence $\omega = 2 \pi f$, avec ($f = 1900 \text{ MHz}$)

- le courant $J^s \text{ A/m}^2$.

5.2-2 Caractéristiques Géométriques du modèle utilisé

La figure (5-03) montre la géométrie du problème traité ainsi que le volume de calcul, (la tête humaine), qui a été décomposé en deux couches, une couche extérieure représentée par l'os du crane, et une couche intérieure représentée par le cerveau, cette dernière a été exposée à une source ELM (le mobile).

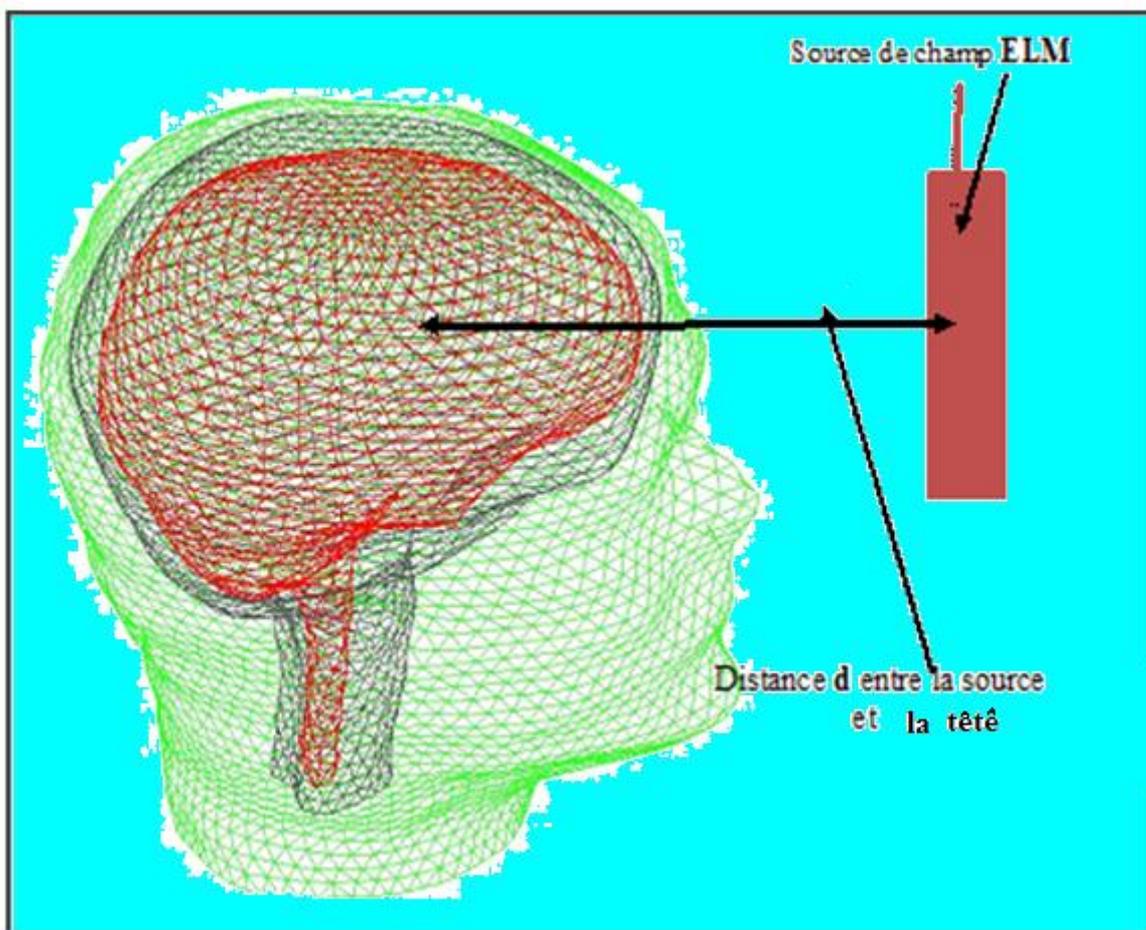


Fig. (5-03) Le modèle utilisé (une tête humaine exposé à une source de champ électromagnétique)

Nous avons simulé la tête par l'utilisation d'un modèle de forme sphérique de rayon $R=0,2$ m.

La source de champ ELM (mobile), a été considéré comme une spire de rayon $r= 0,06$ m parcourue par courant $J^s=200$ mA,

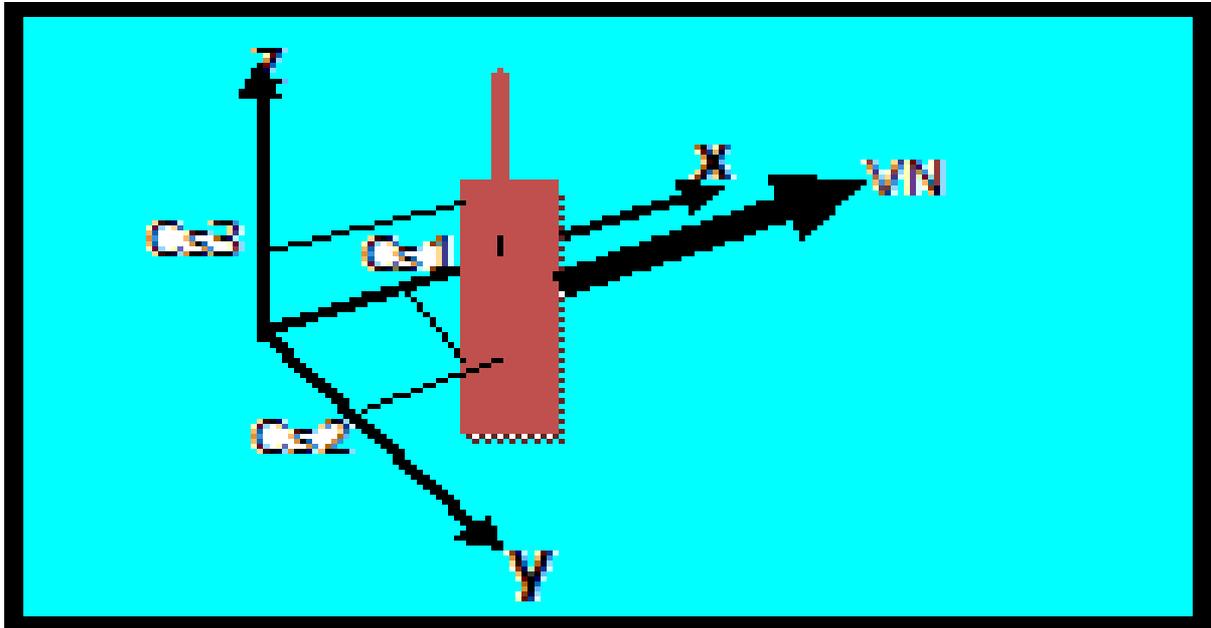


Fig. (5-04) Représentation des coordonnées de la source et le vecteur normale à la tête

Nous avons représenté si dessous les coordonnées numériques de la source de champ ELM et aussi celles du vecteur normal de la source Fig. (5-04).

CS : représente les coordonnées de la position de la source par rapport à tête.

CS1 : selon l'axe X

CS2 : selon l'axe Y

CS3 : selon l'axe Z

VN : représente les coordonnées de vecteur normal de la source.

VN1 : selon l'axe X

VN2 : selon l'axe Y

VN3 : selon l'axe Z

Ces coordonnées ont été choisies d'une façon à appliquer la source ELM normale à la tête humaine.

5.3 Maillage du domaine d'étude

Le maillage de la structure a été obtenu avec le mailleur **CELLULAIRE 3**, caractérisé par une discrétisation tétraédrique. Nous avons adopté quelques étapes à notre structure pour la discrétiser.

En première étape, nous avons décomposé la structure en plusieurs blocs, et chaque bloc est caractérisé

par :

- numéro du bloc (élément) ;
- description des sommets (référence du sommet, son abscisse x , son ordonnée y et sa cote z)
- description des arêtes, (référence de l'arête, numérotation des sommets de chaque arête)
- découpage de l'arête pour avoir le nombre de points à générer
- nombres et numérotations des facettes.

Ceci explique, qu'on a effectué un maillage par bloc, donc la prochaine étape est l'assemblage de ces blocs par leurs sommets (numérotation globale).

Vu que notre formulation variationnelle à besoin de connaître quelques données sur le maillage effectué (Nombre d'arête, par exemple), le mailleur utilisé nous a permis de faire une lecture de maillage.

On a constaté que les éléments d'arêtes permettent la résolution simultanée des équations des champs électriques et magnétiques, et les éléments localisés sont généralement décrits en termes de relations et de tensions entre leurs bornes.

Etant donné que les inconnues du problème électromagnétique correspondent à la différence de potentiel entre les extrémités des arêtes, la prise en compte des éléments localisés peut être faite d'une façon simple.

Le mailleur utilisé nous a permis de faire une lecture du maillage, comme suit :

Nombre de sommets internes	12025
Nombre de sommets frontaliers	2946
Nombre d'arêtes internes	73594
Nombre d'arêtes frontaliers	8832
Nombre de facettes	131968
Nombre de facettes frontaliers	5888
Nombre de tétraèdres	64512
Nombre de tétraèdres tangents	21280
Nombre de tétraèdres internes	43232

Nous avons effectués un maillage à la tête humaine a fin de l'utiliser pour étudier le comportement du champ ELM,.

Ce maillage a été représenté dans les Fig. (5-04), (5-05), d'une façon transparente et une autre non transparente, dont le but d'avoir les tétraèdres à l'intérieur de la tête.

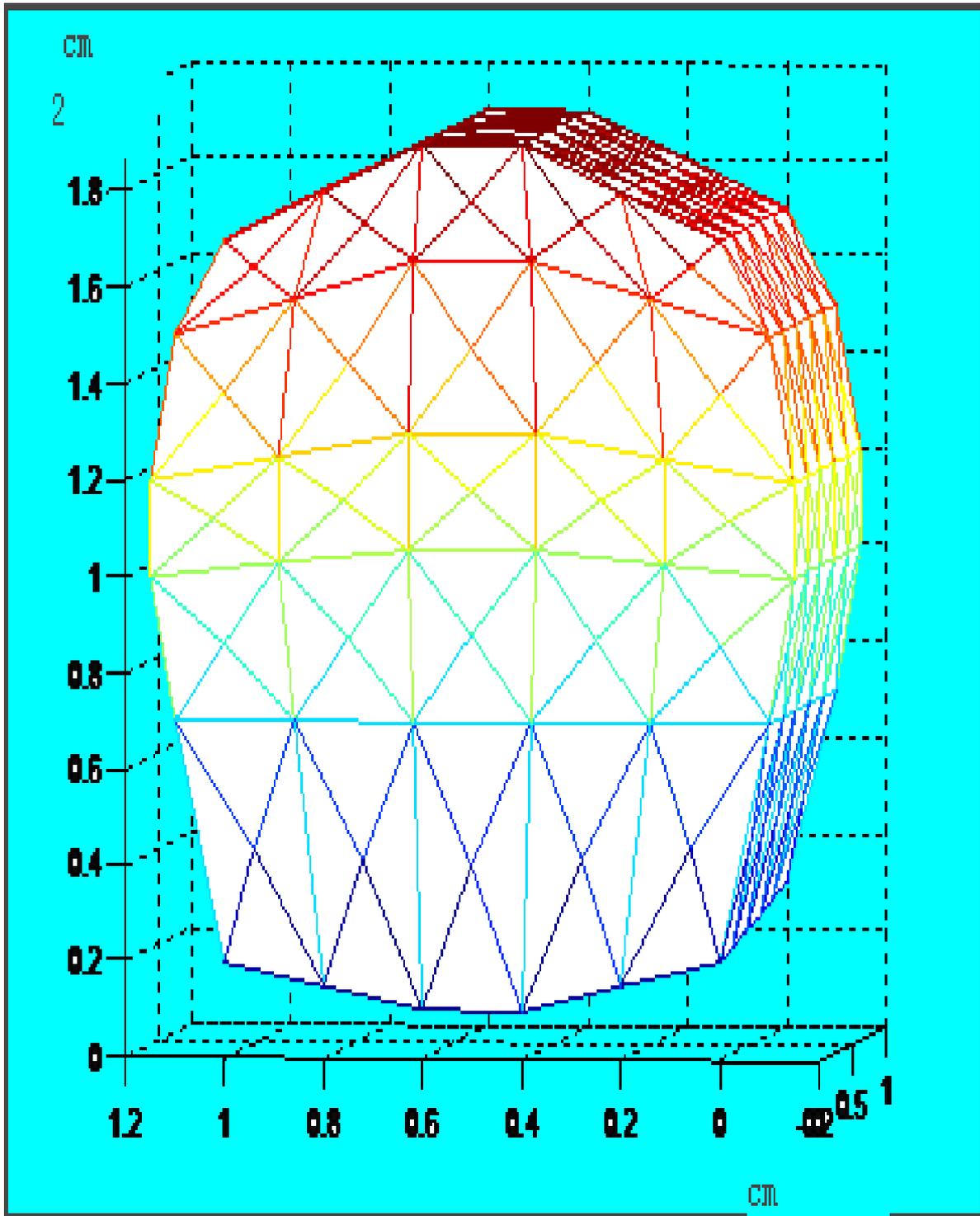


Fig. (5-05) : Maillage d'un modèle de tête humaine

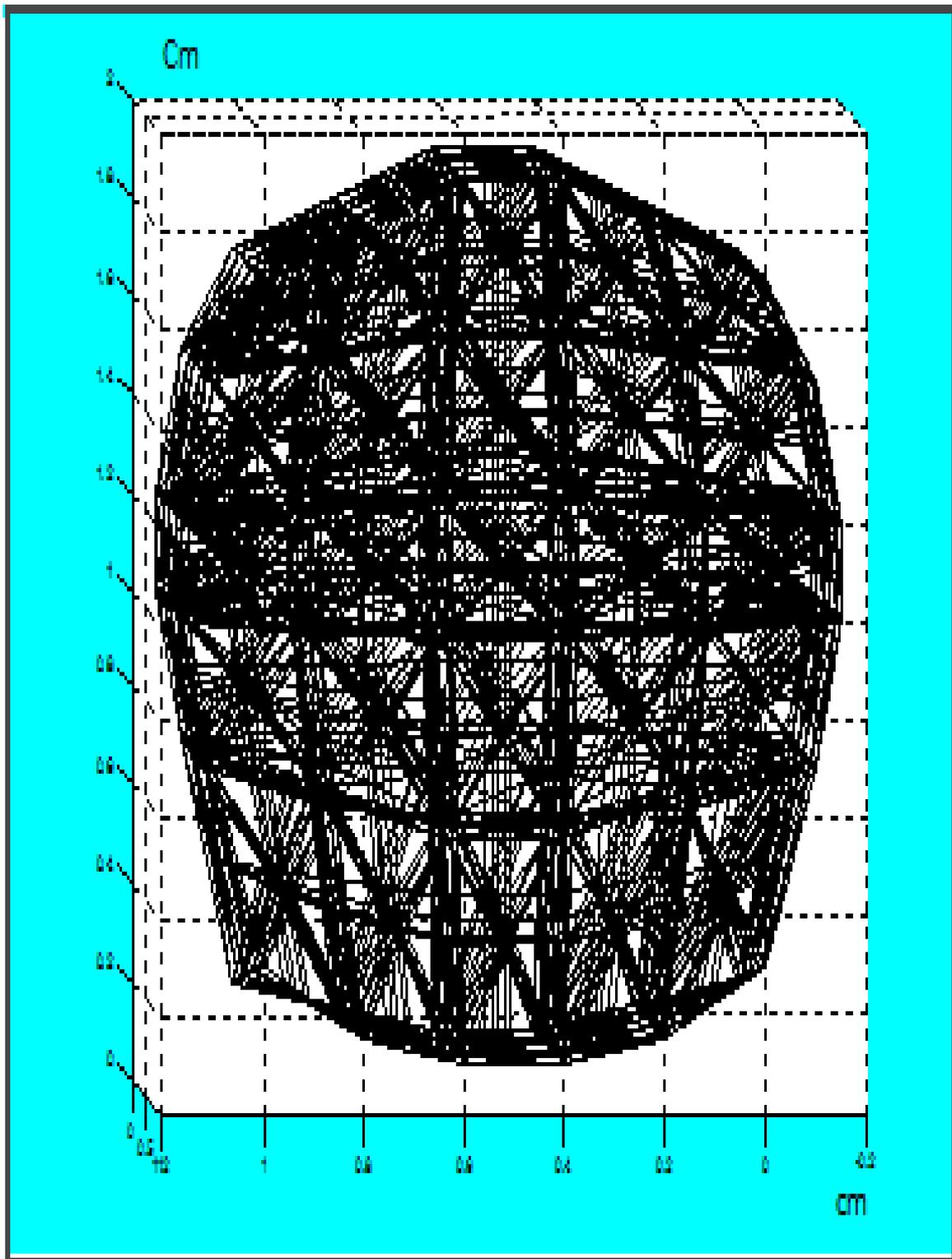


Fig. (5-06) : Maillage d'un modèle de tête humaine en transparence

5.4 Présentation du code de calcul élaboré

Pour tous les problèmes traités dans ce mémoire, nous avons utilisé notre meilleur élaboré **CELLULAIRE 3D**. La résolution des équations matricielles a été faite en utilisant la méthode itérative du gradient \mathbf{b}_i conjugué avec pré conditionnement par la diagonale, et l'algorithme de résolution est effectué sous langage de programmation Fortran.

En utilisant la méthode itérative à chaque pas de fréquence, la mise à jour des inconnues se fait en résolvant un système linéaire du type $[\mathbf{A}] \mathbf{X} = \mathbf{B}$, où $[\mathbf{A}]$ est une matrice creuse à coefficients complexes. D'où nous avons effectué ce travail à partir des tests numériques de convergence et par l'utilisation de la méthode du gradient \mathbf{b}_i conjugué avec pré conditionnement par la diagonale ; le système linéaire est remplacé par les deux systèmes suivants :

$$\mathbf{D}^{-1/2} \times \mathbf{A} \times \mathbf{D}^{-1/2} \times \mathbf{Y} = \mathbf{D}^{-1/2} \times \mathbf{B} \quad (5-01)$$

$$\mathbf{D}^{-1/2} \times \mathbf{Y} = \mathbf{X} \quad (5-02)$$

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

Les entrées de ce système sont :

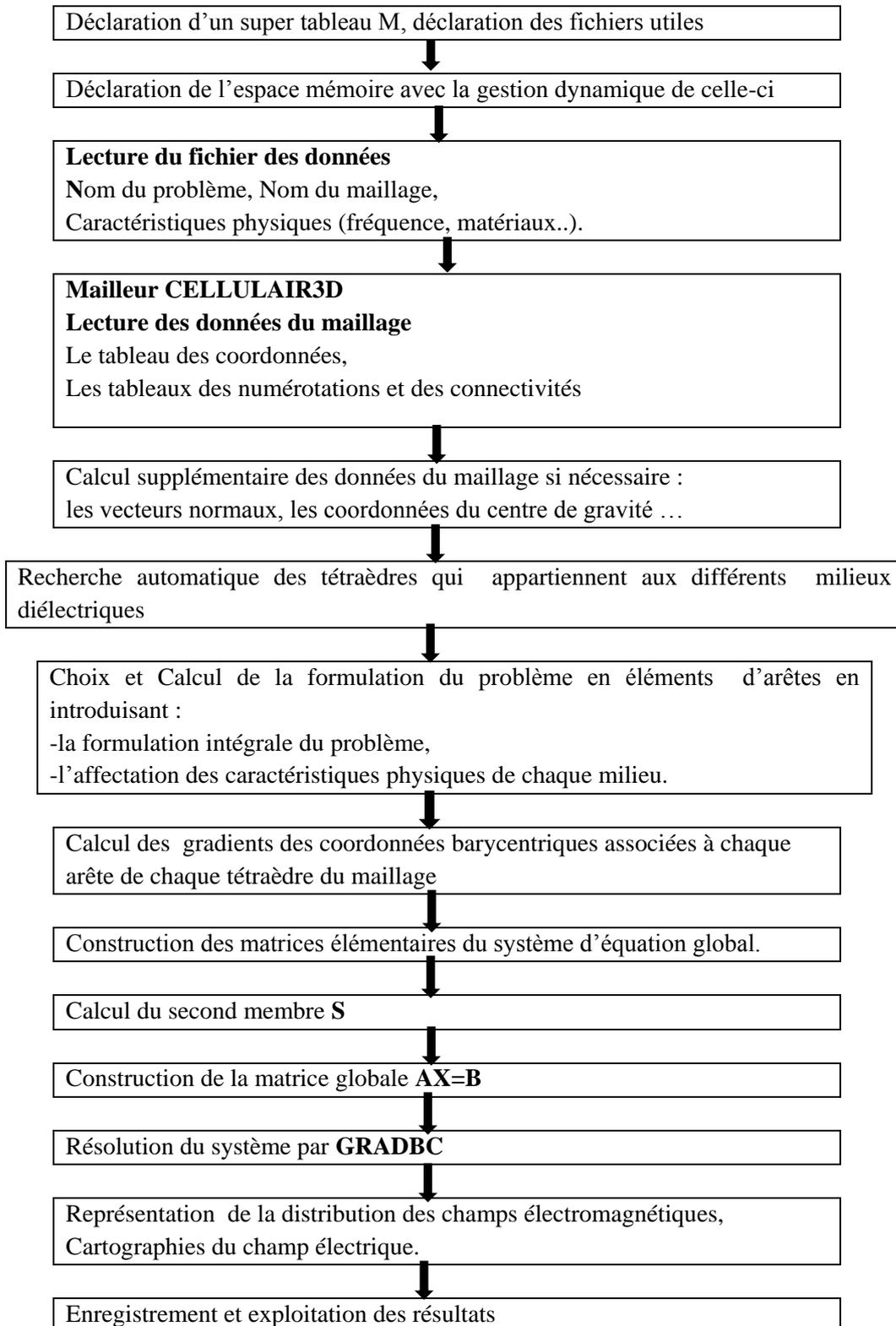
- N** : nombre d'inconnues complexes,
- MAT** : matrice N X N complexe, pas forcément symétrique,
- INDIAG** : pointeur des éléments diagonaux,
- B** : second membre,
- EPS** : paramètre de précision.

Les résultants sortants :

- X** : vecteur des solutions.

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

Organigramme du code de calcul



5.5 Résultats numériques

Nous avons effectué quatre tests numériques :

- Le premier test pour une source (mobile) collée à la tête humaine avec une fréquence $f=835$ MHz.
- Pour le deuxième test, la source du champ ELM reste collée à la tête, avec un changement de fréquence $f=1900$ MHz.
- dans le troisième teste la source du champ ELM est éloigné à la tête pour une fréquence $f=835$ MHz.
- dans le quatrième et dernier teste, la source du champ ELM reste éloignée de la tête pour une fréquence $f=1900$ MHz.

Après chaque test on a obtenu des résultats numériques. Leur exploitation est représentée sous forme de :

- Distribution des champs électrique et magnétique dans la tête humaine pour des vues intérieures et extérieures avec les fréquences 835 MHz et 1900 MHz.

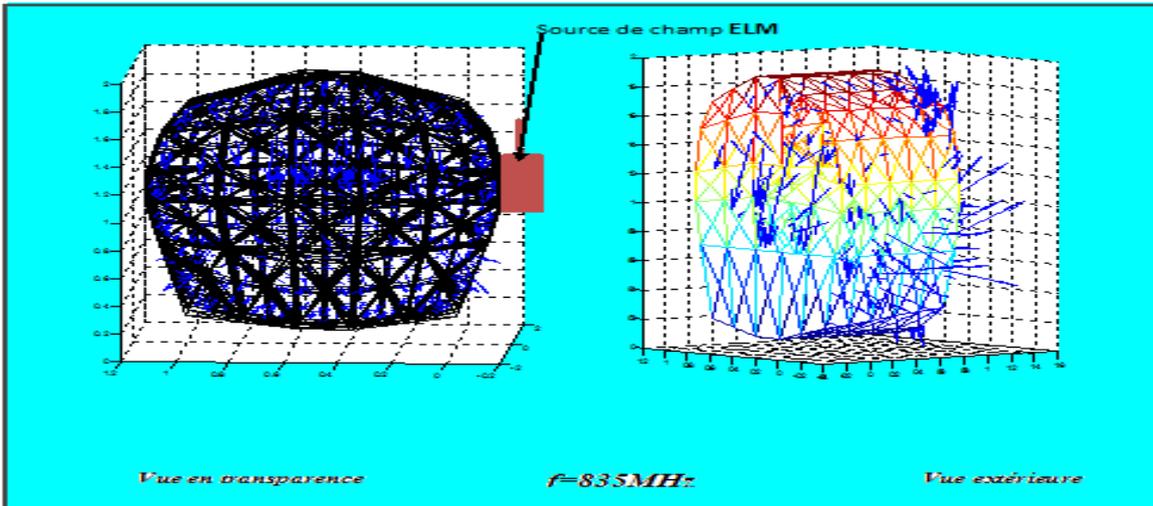
5.5-1 Distribution des champs électrique et magnétique (source collée à la tête)

5.5-1-1 Distrubition du champ électrique (source collée à la tête et $f=835$ MHz)

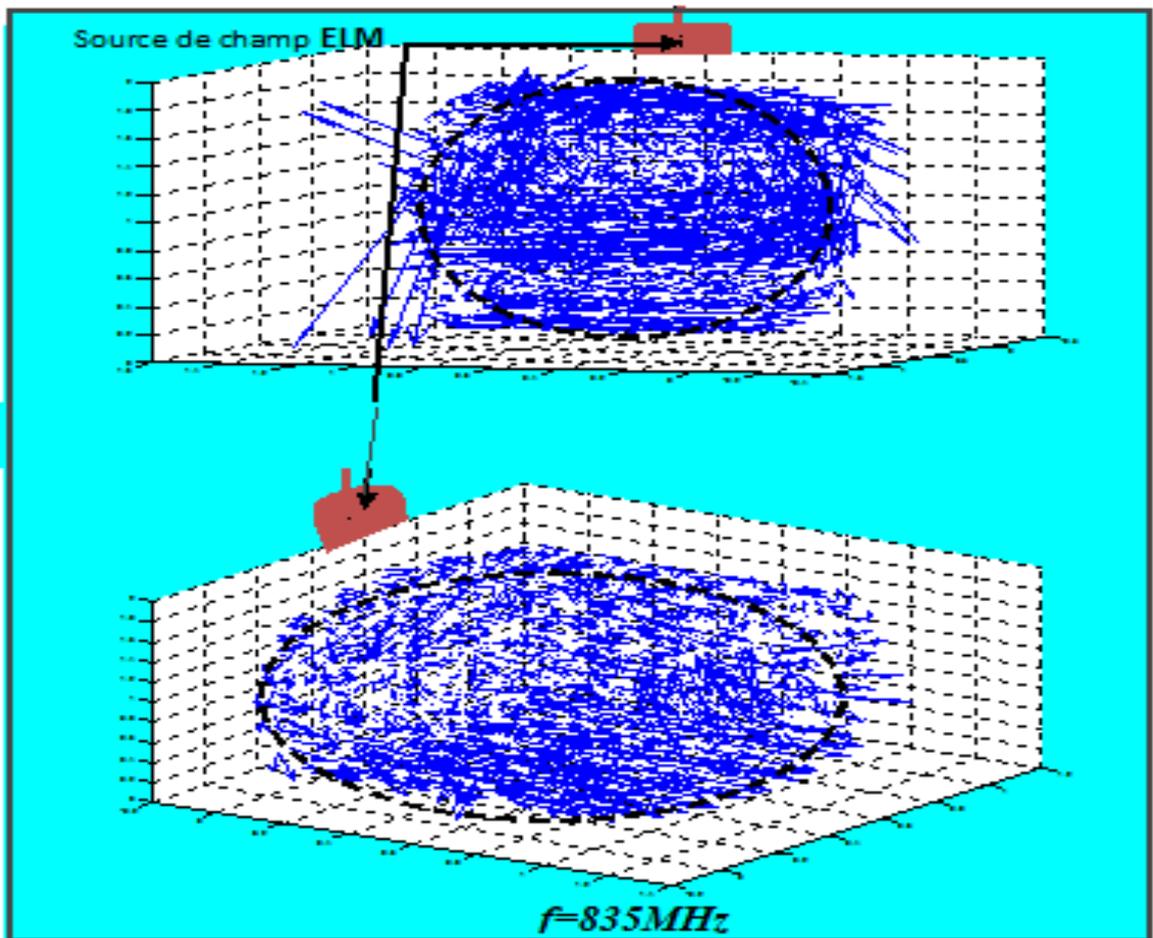
Les résultats numériques obtenus par le couplage d'une source ELM collée à la tête humaine, sont caractérisés par les flèches bleues qui représentent la distribution du champ électrique et le champ magnétique à l'intérieur de la tête humaine, Fig. (5-08) et Fig. (5-09).

A la figure. (5-08), on a présenté le champ électrique à l'aide d'une vue extérieur et une autre en transparence.

La figure (5-09), donne la forme du champ électrique à l'intérieur de la tête. Ce dernier est sous forme de boucles fermées.



*Fig. (5-07) : Distribution du champ électrique (Vue extérieure et en transparence)
Source collée à la tête $f=835\text{MHz}$*



*Fig. (5-08) : Distribution du champ électrique E (Vue intérieure de la tête)
Source collée à la tête $f=835\text{MHz}$*

5.5-1-2 Distribution du champ magnétique (source collée à la tête et $f=835\text{MHz}$)

Par l'utilisation d'une vue extérieure on a remarqué qu'une partie des vecteurs du champ magnétique est réfléchi, par contre le reste a été dissipé, donc une partie de l'énergie émise par la source ELM a été réfléchie l'autre est absorbée par la tête humaine. Fig. (5-09).

La Figure. (5-10), (5-11), nous a donné la distribution du champ magnétique à l'intérieur de la tête à l'aide d'une vue intérieur.

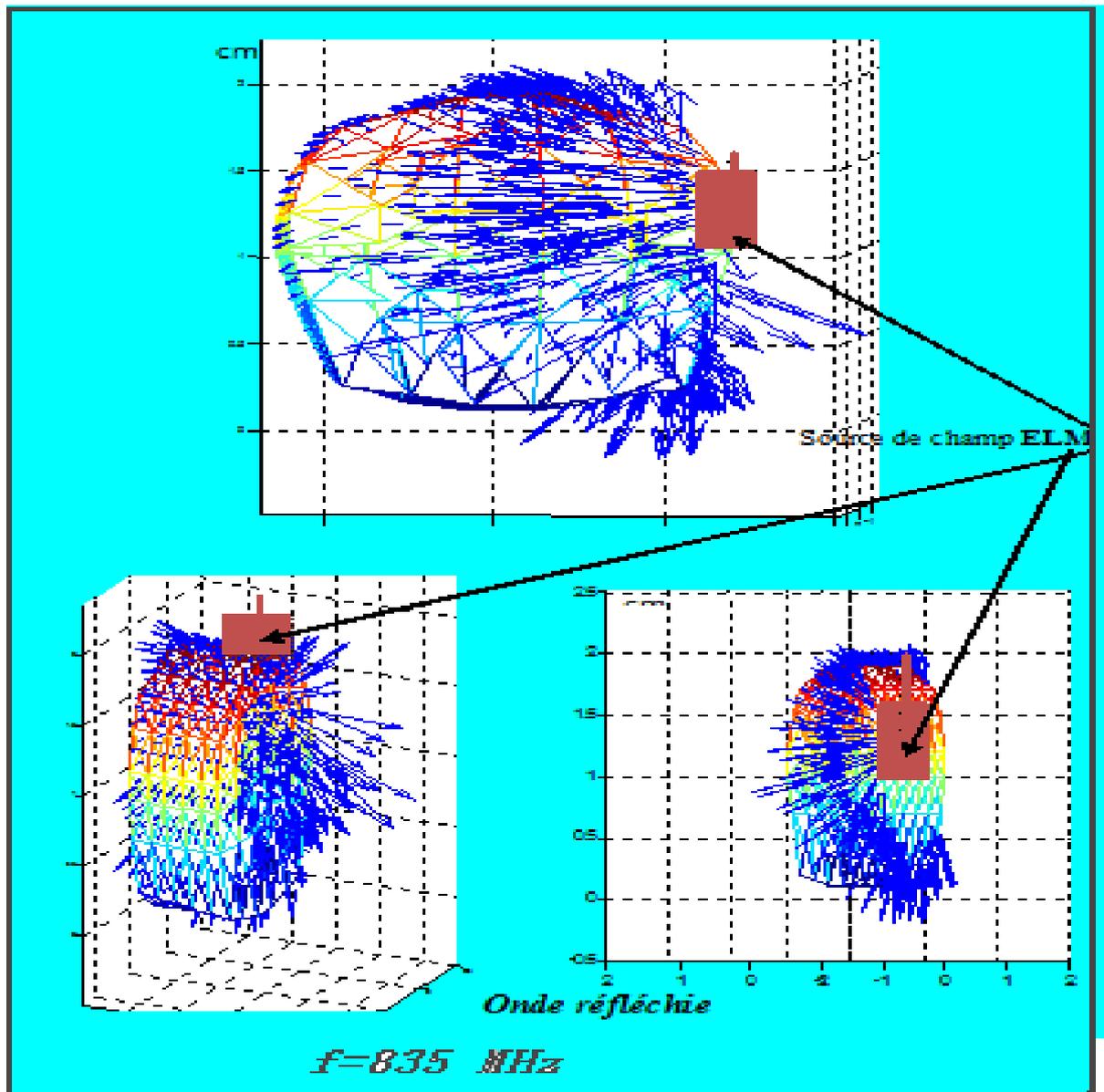


Fig. (5-09) : Distribution du champ Magnétique (vue extérieure)

Source collée à la tête $f=835\text{MHz}$

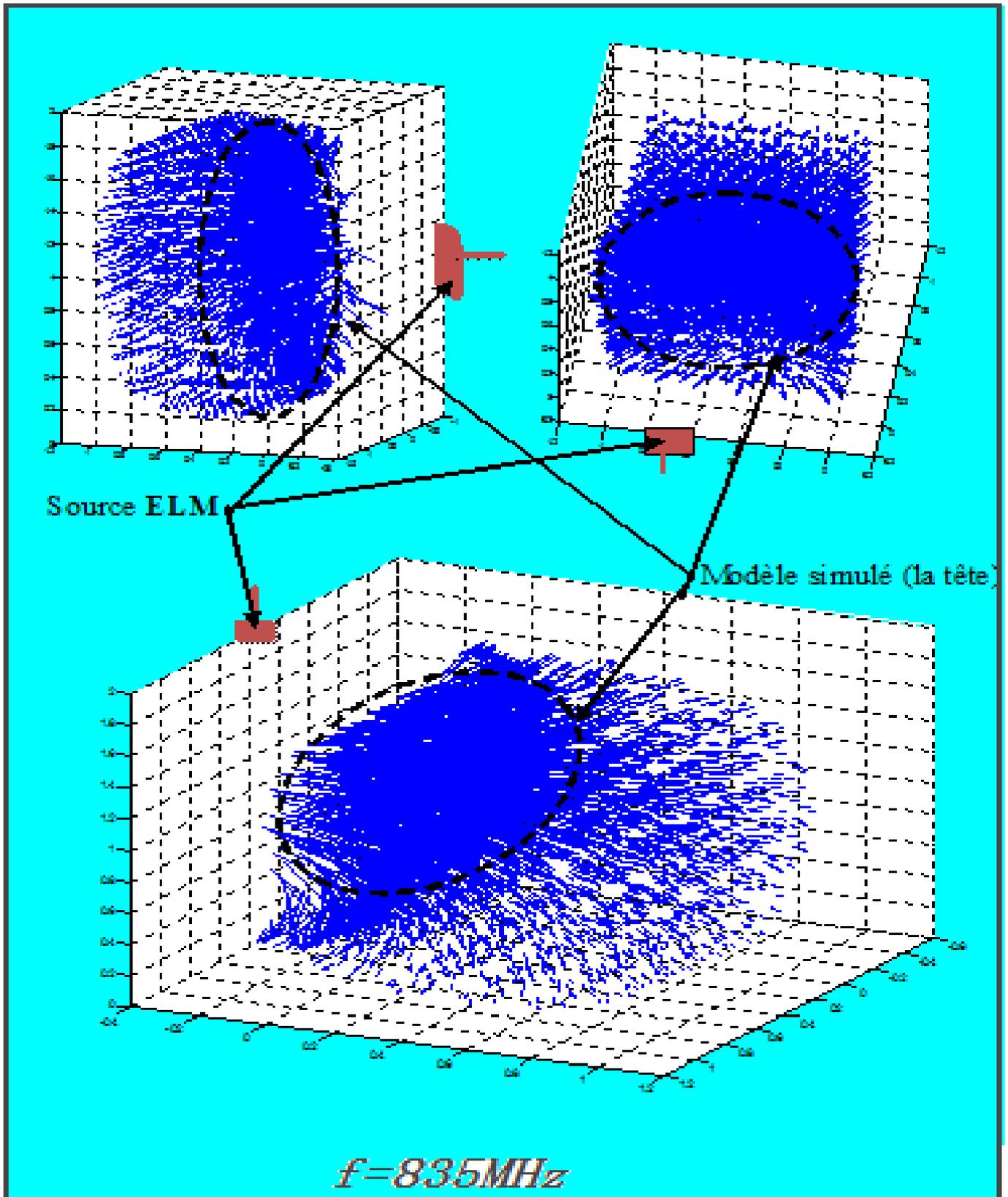


Fig. (5-10) : Distribution du champ magnétique \mathbf{H} (vue intérieure)

Source collée à la tête $f=835\text{MHz}$

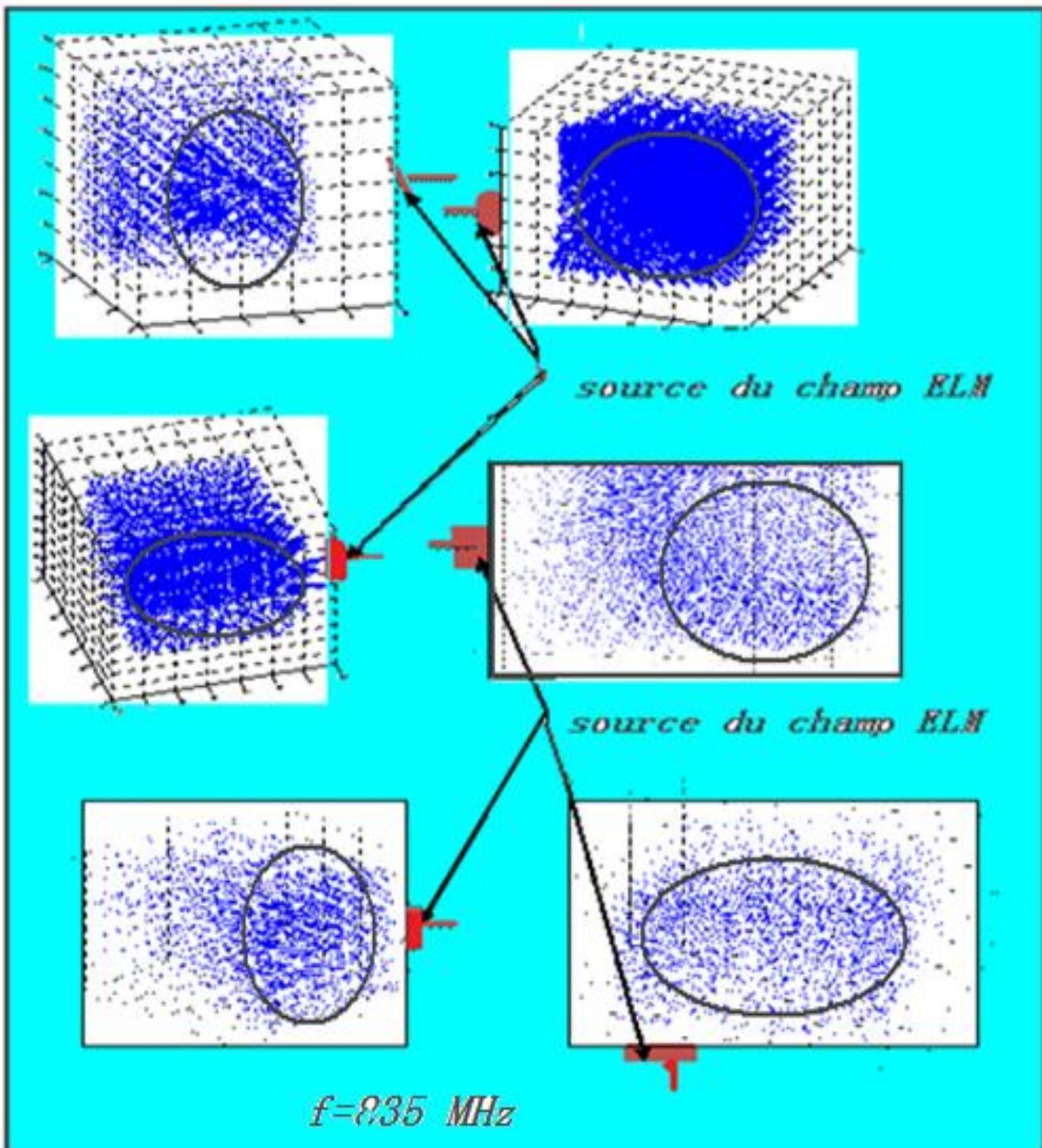


Fig. (5-11) : Zoom effectué au champ magnétique H intérieure de la tête
 Source collée à la tête $f=835\text{MHz}$

5.5-1-3 Distribution du champ électrique (source collée à la tête et $f=1900\text{MHz}$)

Pour ce teste numérique, la source du champ ELM reste collée à la tête, mais nous avons changé la fréquence et on a utilisé $f=1900\text{ MHz}$.

Alors le champ électrique prend toujours la forme de boucles fermées avec une augmentation du module des vecteurs, ce qui a été présenté dans les figures (5-12), (5-13).

La fig. (5-12) présente le champ électrique avec une vue extérieure et en transparence.

Dans la fig. (5-13), le champ électrique a été présenté par une vue intérieure.

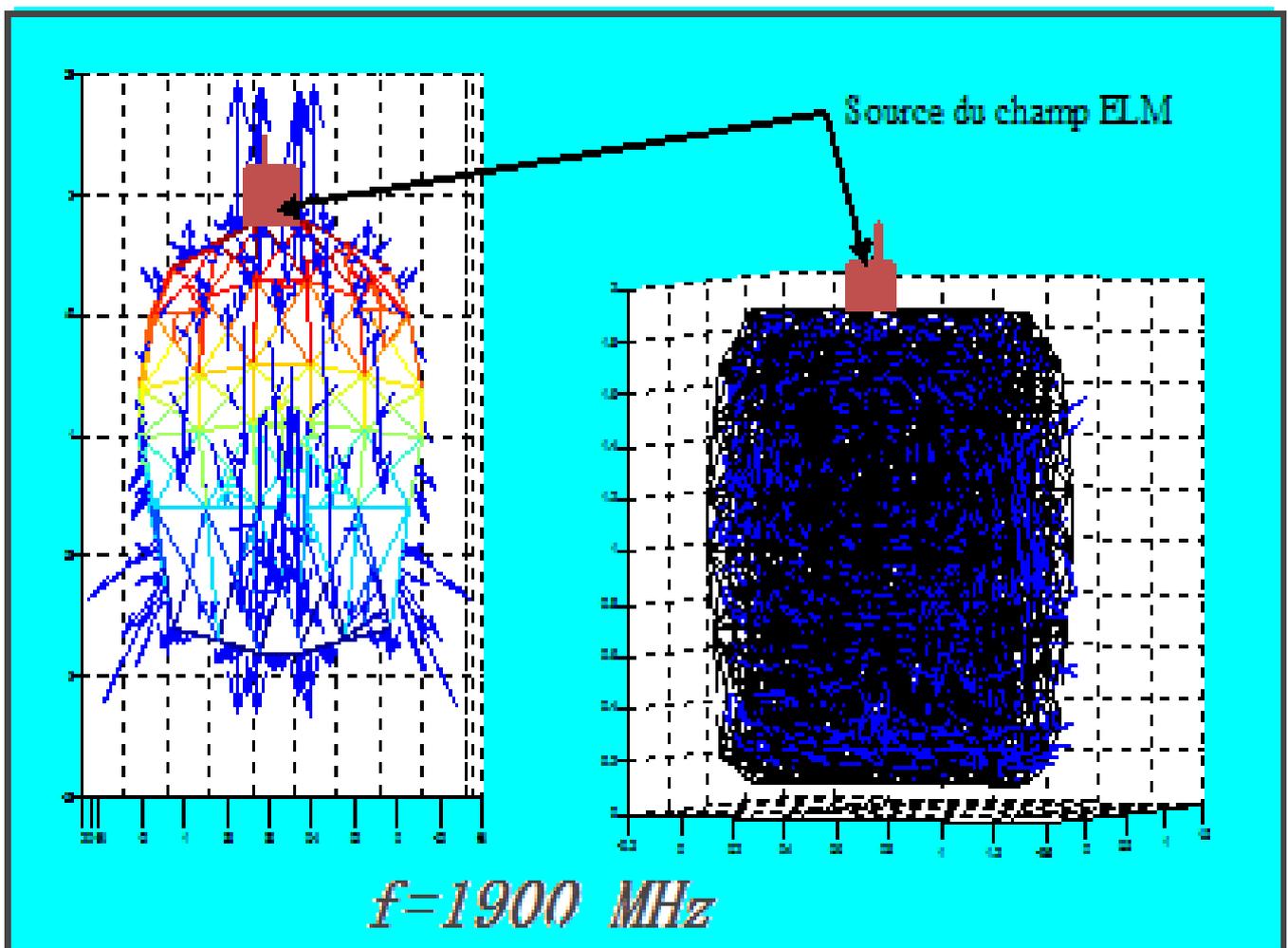


Fig. (5-12) : Distribution du champ électrique (vu extérieure et en transparence)

Source collée à la tête $f=1900\text{MHz}$

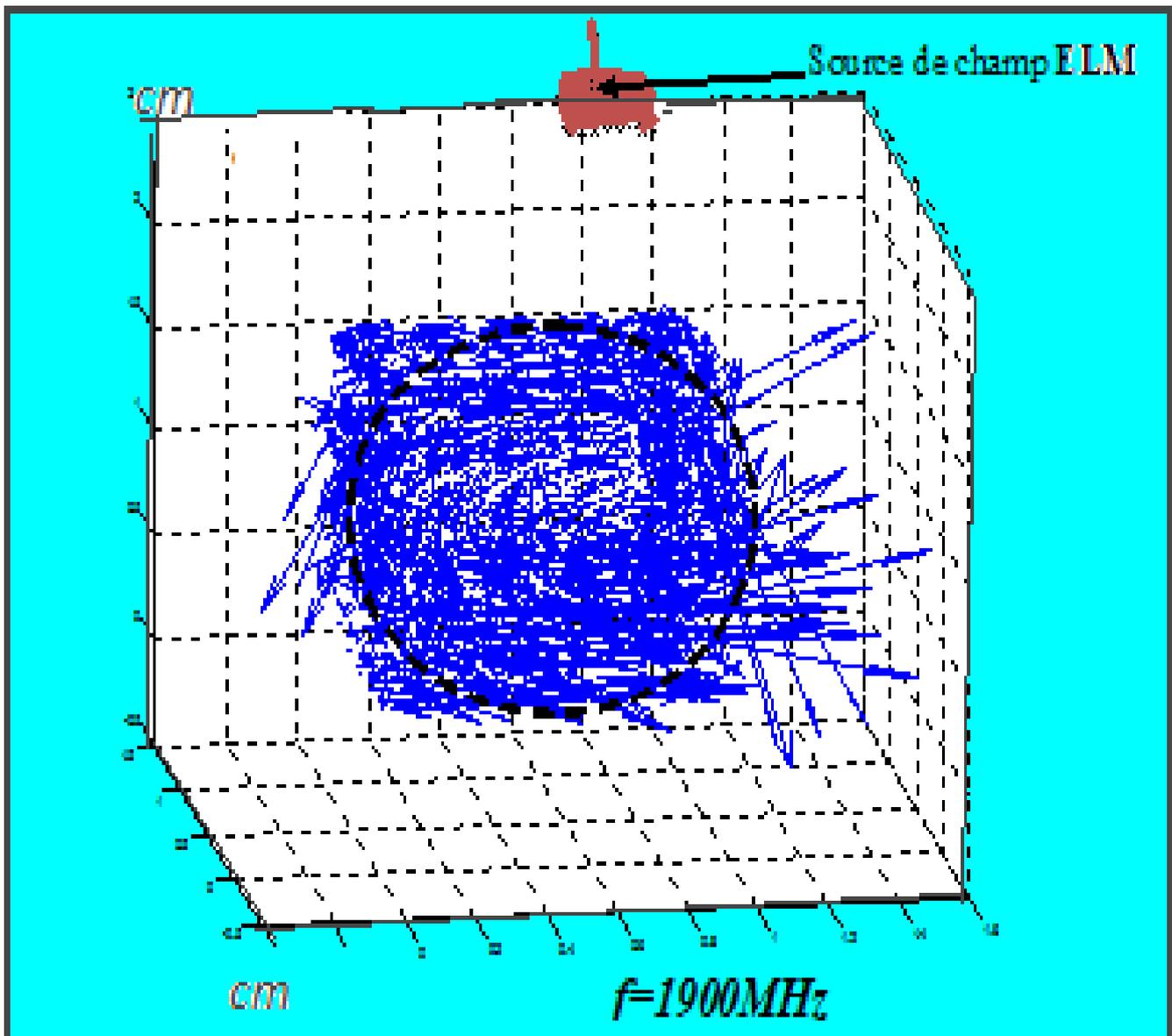


Fig. (5-13) : Le champ électrique E intérieure de la tête

Source collée à la tête $f=1900\text{MHz}$

5.5-1-4 Distribution du champ magnétique (source collée à la tête et $f=1900\text{MHz}$)

Dans ce cas nous avons utilisé la fréquence $f=1900\text{MHz}$ pour la source du champ ELM (mobile).

On a représenté la distribution du champ magnétique aux figures Fig. (5-14), Fig. (5-15),

Fig. (5-16). Une remarque a été prise, concernant l'augmentation des modules des vecteurs de champ magnétique et électrique ce qui conduit de dire que l'énergie émise par la source ELM, augmente proportionnellement avec la fréquence.

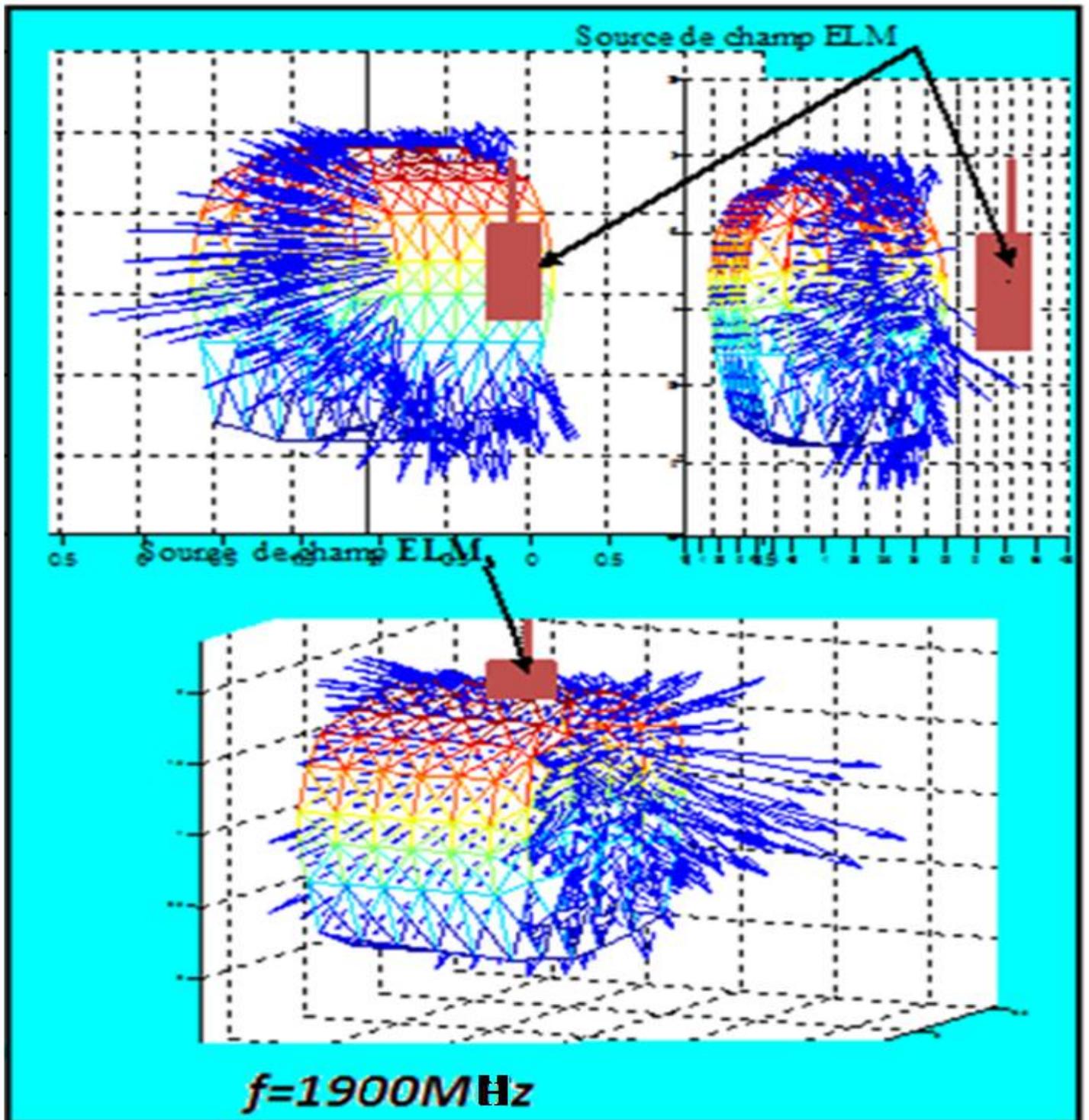
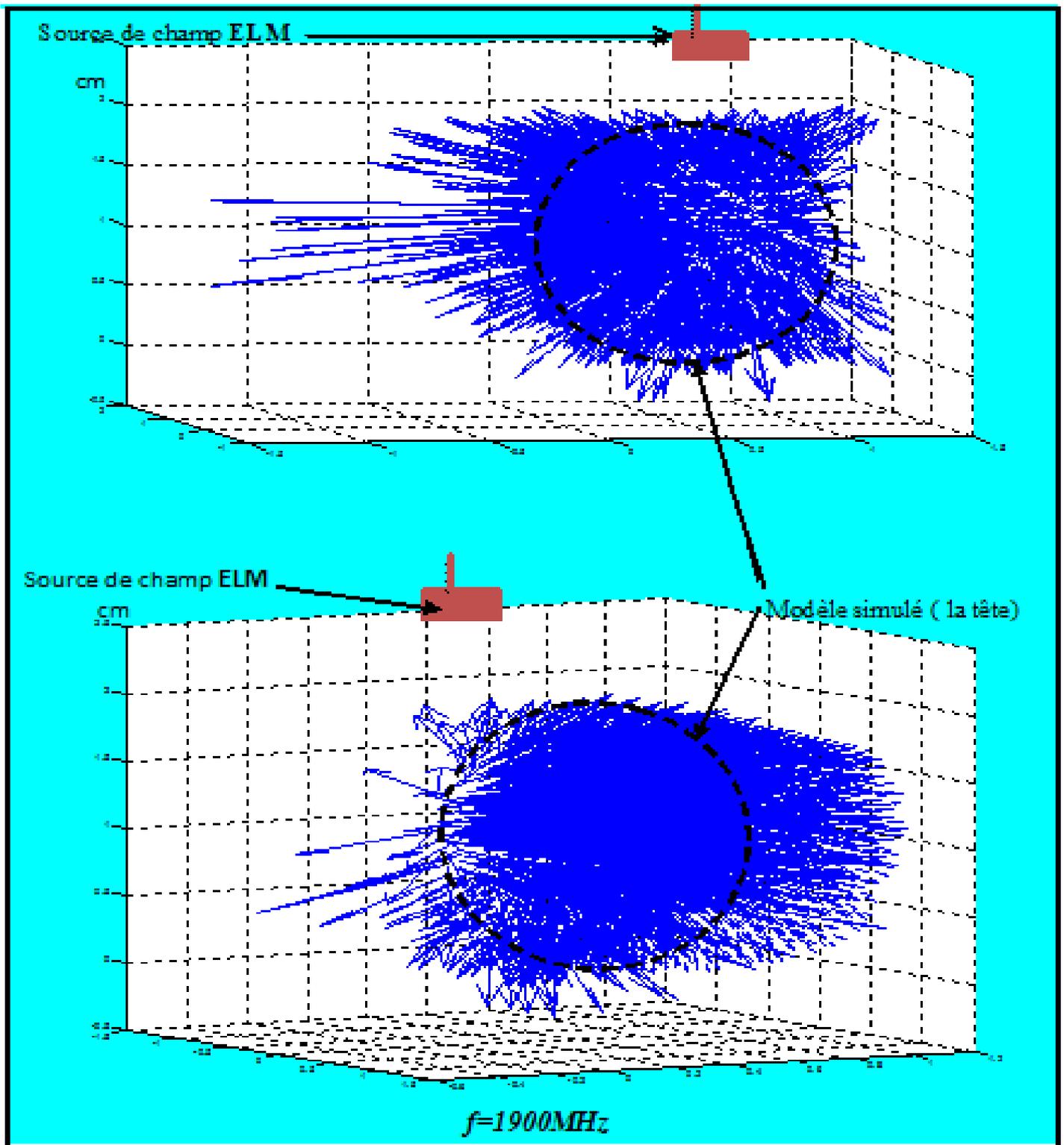


Fig. (5-14) Distribution du champ magnétique (Vue extérieure)

Source collée à la tête $f=1900\text{MHz}$



*Fig. (5-15) : Distribution du champ magnétique (Vue intérieur)
Source collée à la tête $f=1900\text{MHz}$*

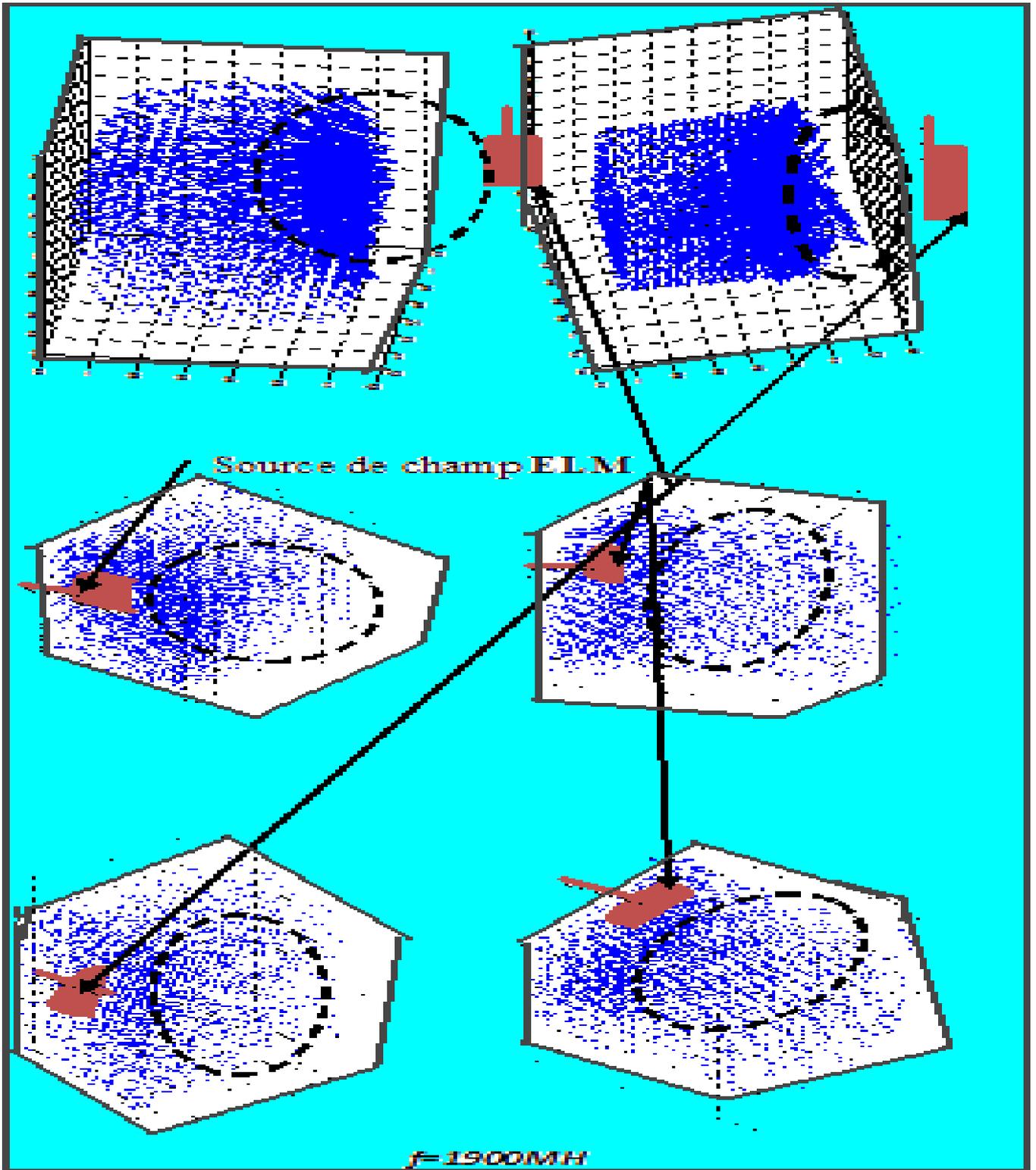


Fig. (5-16) : Zoom effectué au champ magnétique H à l'intérieure de la tête source collée à la tête $f=835MHz$

5.5-2 Distribution du champ électrique et magnétique (source loin de la tête)

5.5-2-1 Distribution du champ électrique (source loin de la tête $f=835\text{MHz}$)

Avec une source ELM de fréquence $f=835\text{MHz}$, la placée à une distance $d=0,3\text{m}$ les vecteurs du champ électrique ont une forme de boucles fermées, comme on constate dans les figures (5-17), (5-18).

La Fig. (5-17) présente la vue intérieure de la tête, et la Fig. (5-18) la vue extérieure.

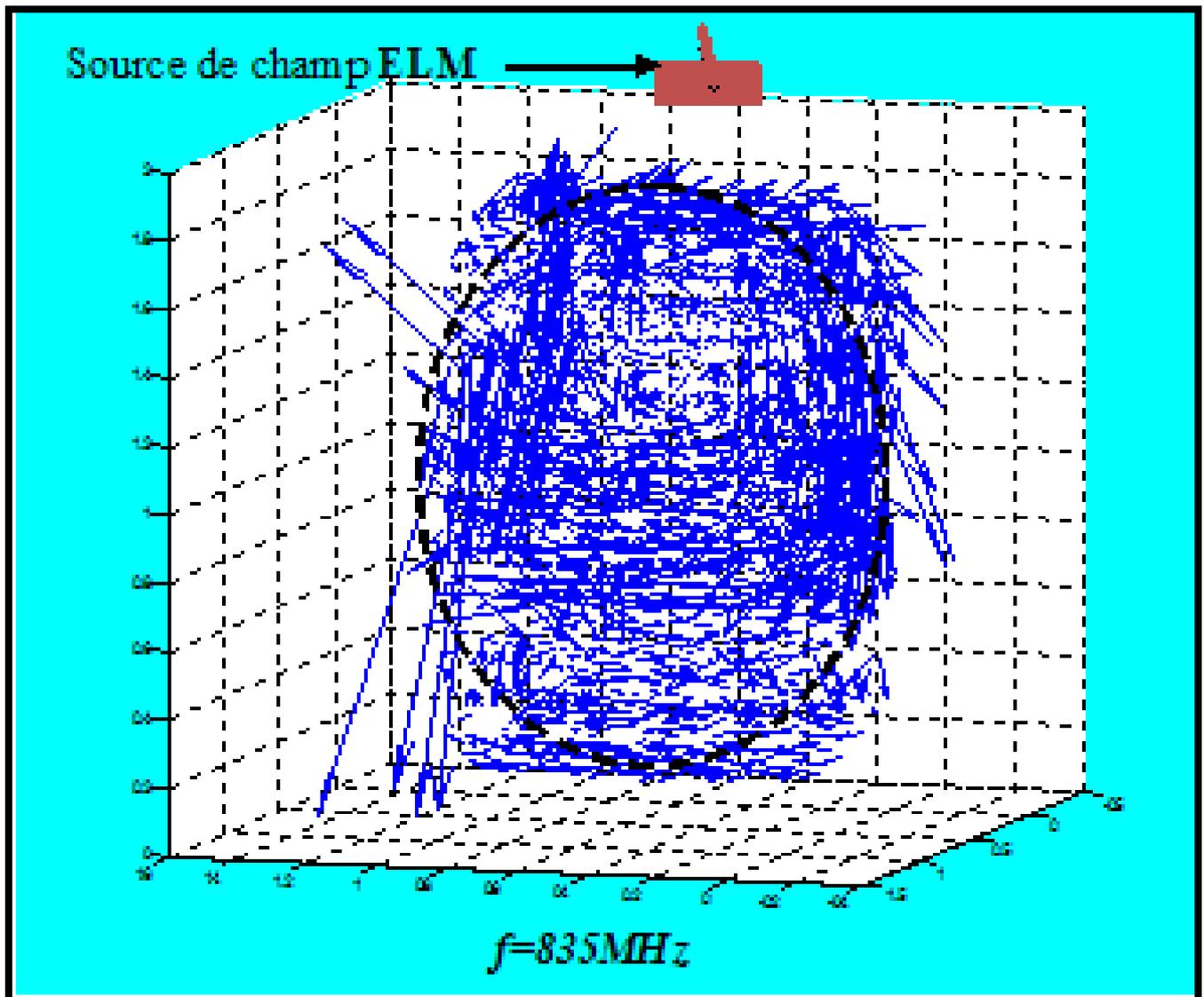


Fig. (5-17) : Vue intérieur du champ électrique E
Source loin de la tête $d=0,3\text{m}$, $f=835\text{MHz}$

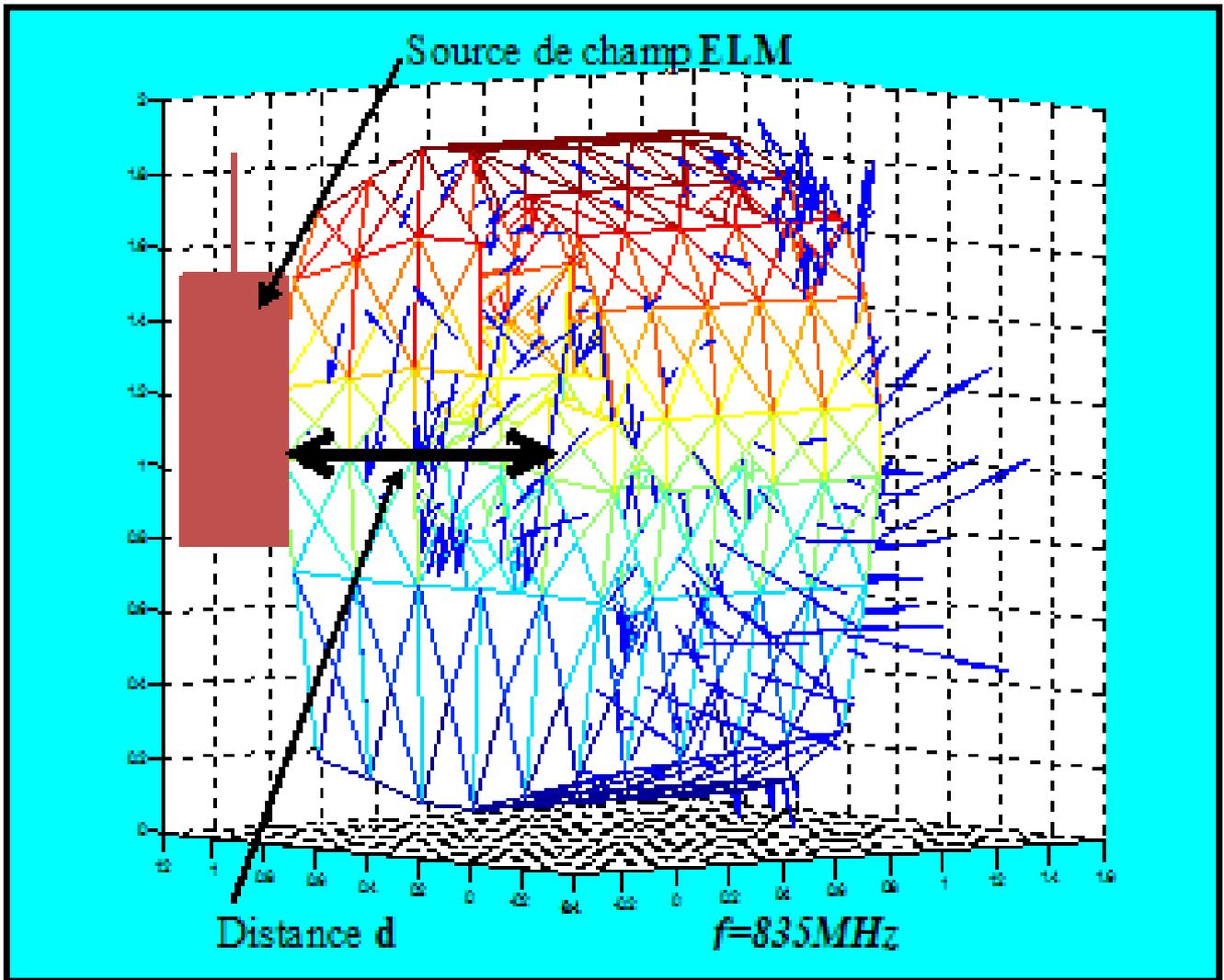


Fig. (5-18) : Vue extérieure du champ électrique E

Source loin de la tête $d=0,3m$, $f=835MHz$

5.5-2-2 Distribution du champ magnétique H (source ELM loin de la tête $f=835MHz$)

Les vecteurs du champ magnétique ont une seule direction ,c'est-à-dire aucune réflexion n'a été constatée pour la source ELM qui est loin de la tete pour $d=0,3m$, avec une fréquence $f=835 MHz$,ce qui est montré aux figures Fig.(5-19), Fig. (5-20), qui ont une représentation de la distribution du champ magnétique pour une vue extérieure et une autre intérieure.

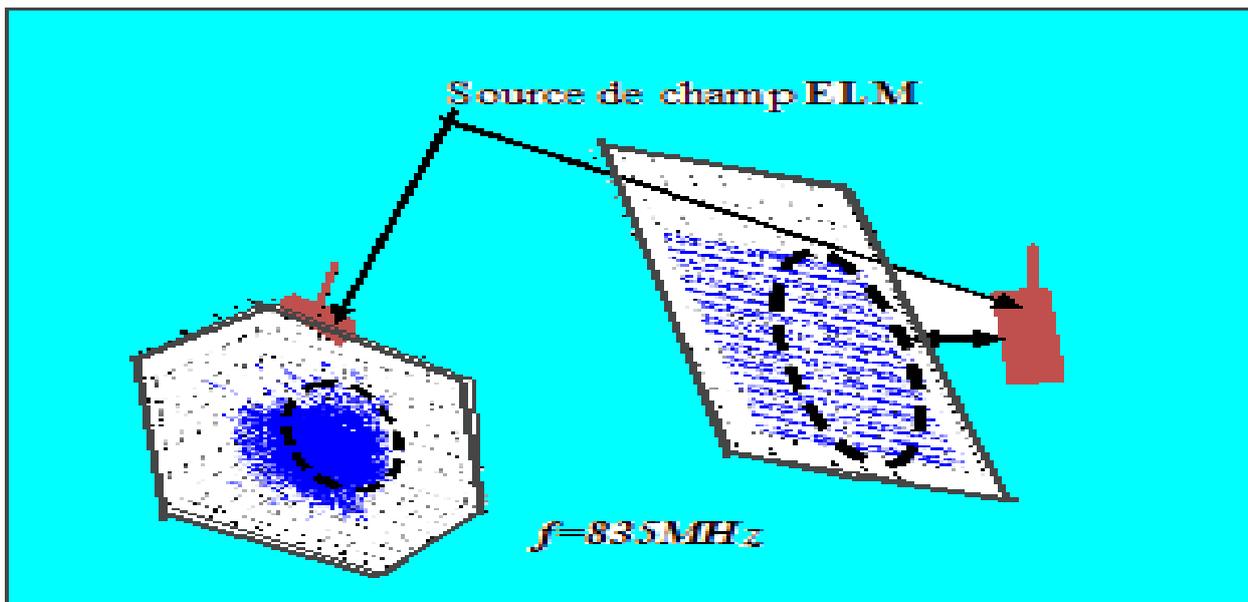


Fig. (5-19) : Intensité du champ magnétique H avec le changement de la position de source
 Source loin de la tête $d=0,3\text{m}$, $f=835\text{MHz}$

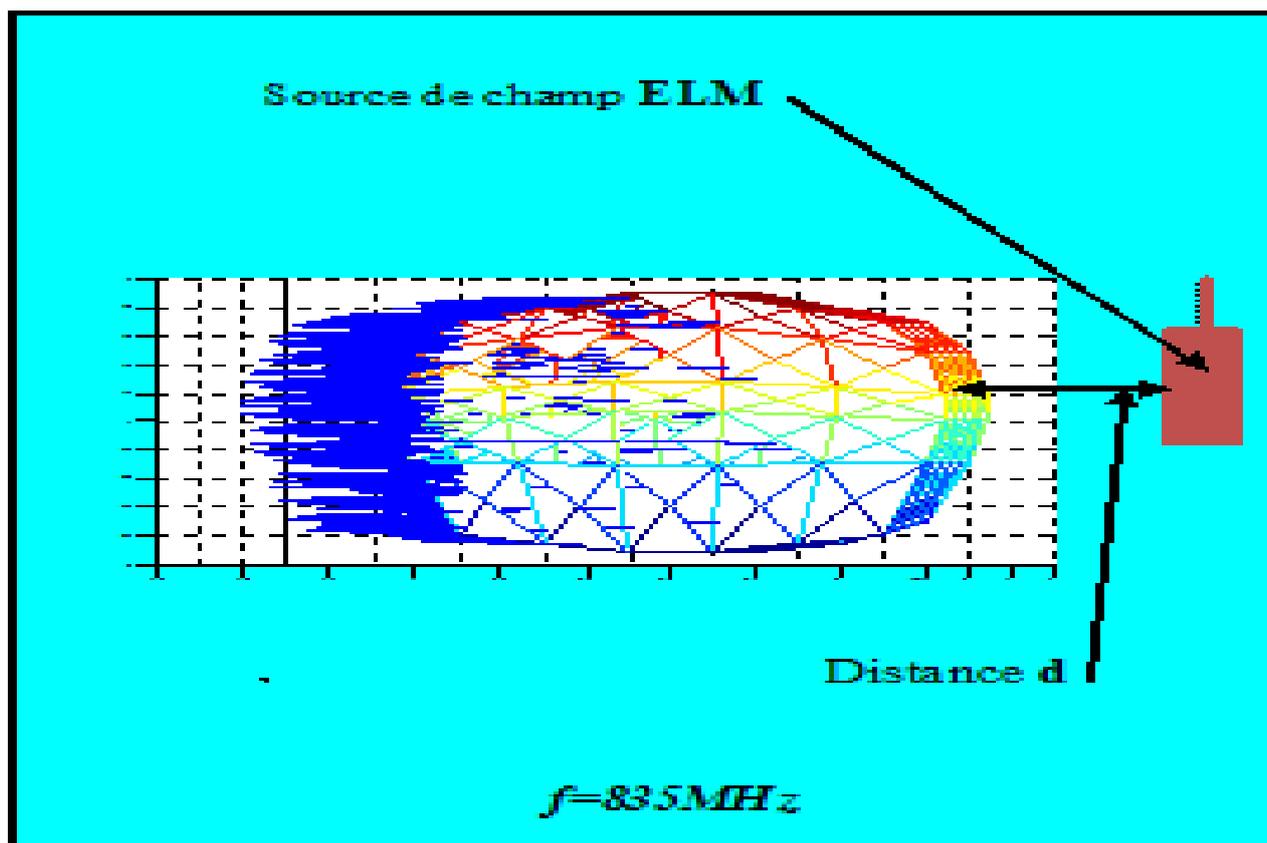
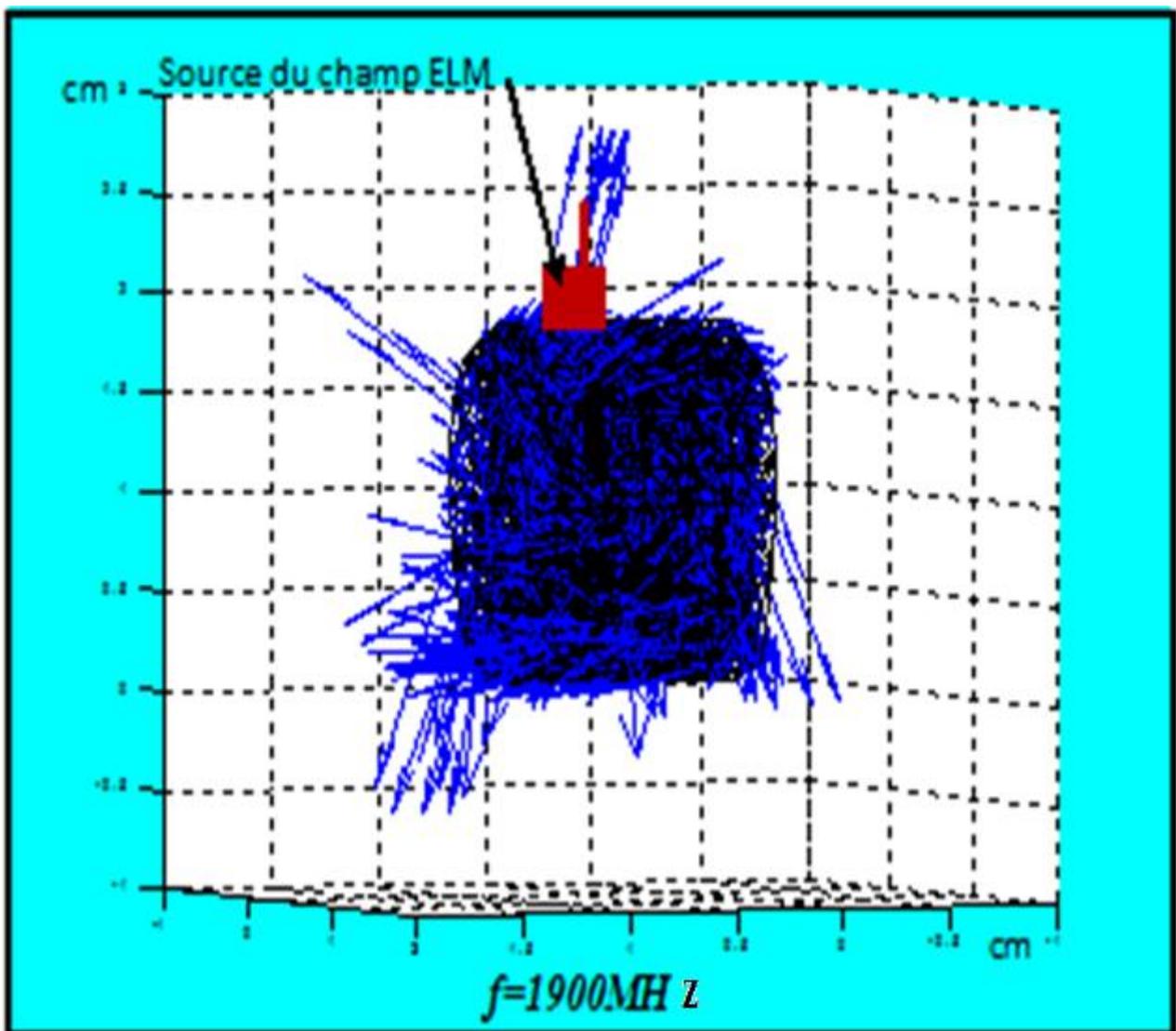


Fig. (5-20) : Distribution du champ magnétique H .
 Source loin de la tête $d=0,3\text{m}$, $f=835\text{MHz}$

5.5 -2-3 Distribution du champ électrique (source ELM loin de la tête $f=1900\text{MHz}$)

La distribution du champ électrique dans la tête humaine exposée à une source du champ ELM de fréquence $f=1900\text{ MHz}$, une distance $d=0,3\text{m}$ sépare la source et la tête humaine est importante, donc on peut dire que la source ELM (mobile) est loin de la tête humaine.

Après notre test numérique, nous avons obtenus les résultats représenté aux figures Fig.(5-21), Fig.(5-22), Fig.(5-23) par des vues intérieures et extérieures et une autre en transparence, nous avons constaté que les vecteurs qui représente le champ électrique ont la forme de boucle fermés.



*Fig.(5-21) Distribution du champ électrique (Vue en transparence).
source loin de la tête $d=0,3\text{m}$, $f=1900\text{MHz}$*

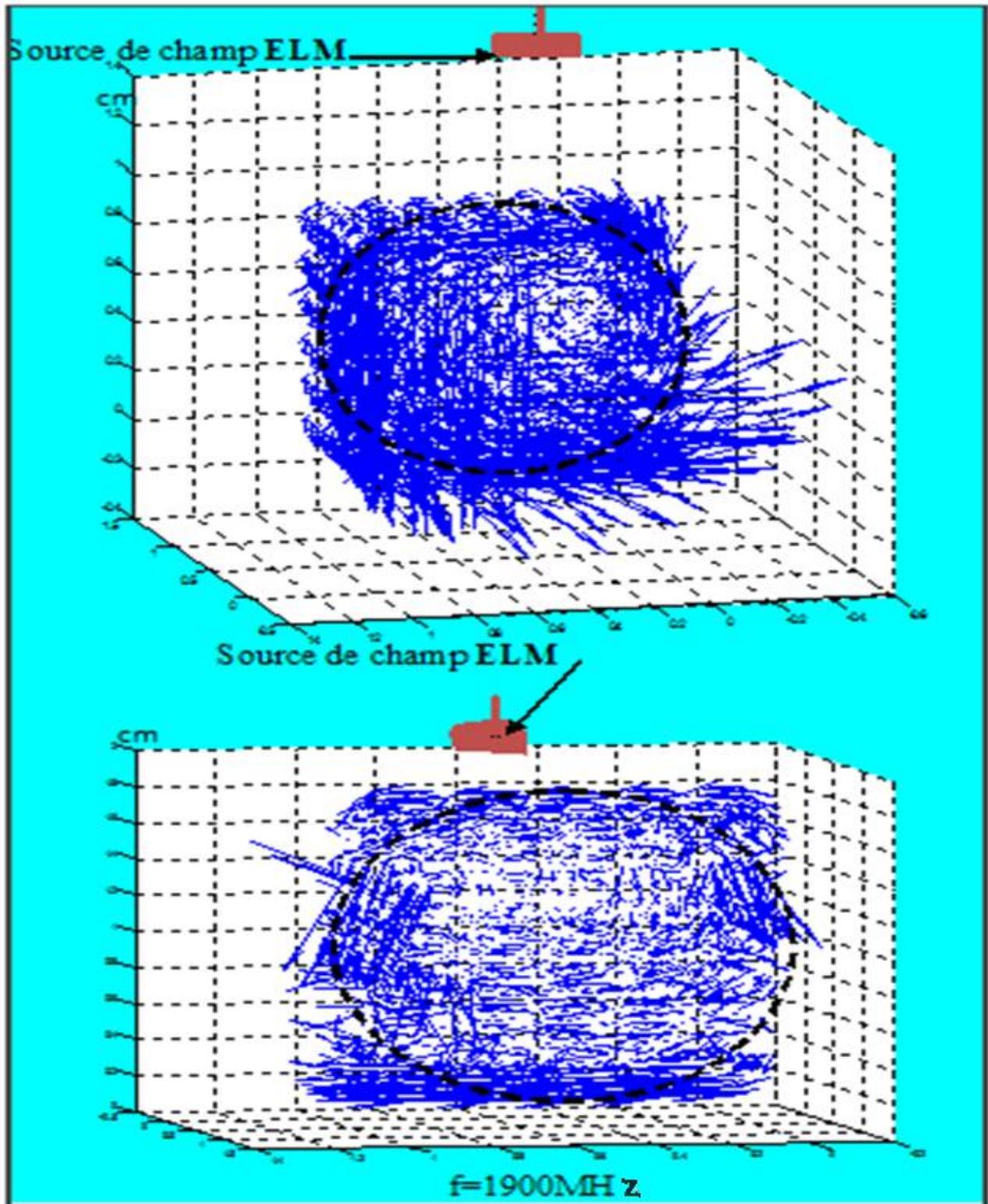


Fig. (5-22) : Distribution du champ électrique (vue intérieur de la tête).

Source loin de la tête $d=0,3\text{m}$, $f=1900\text{MHz}$

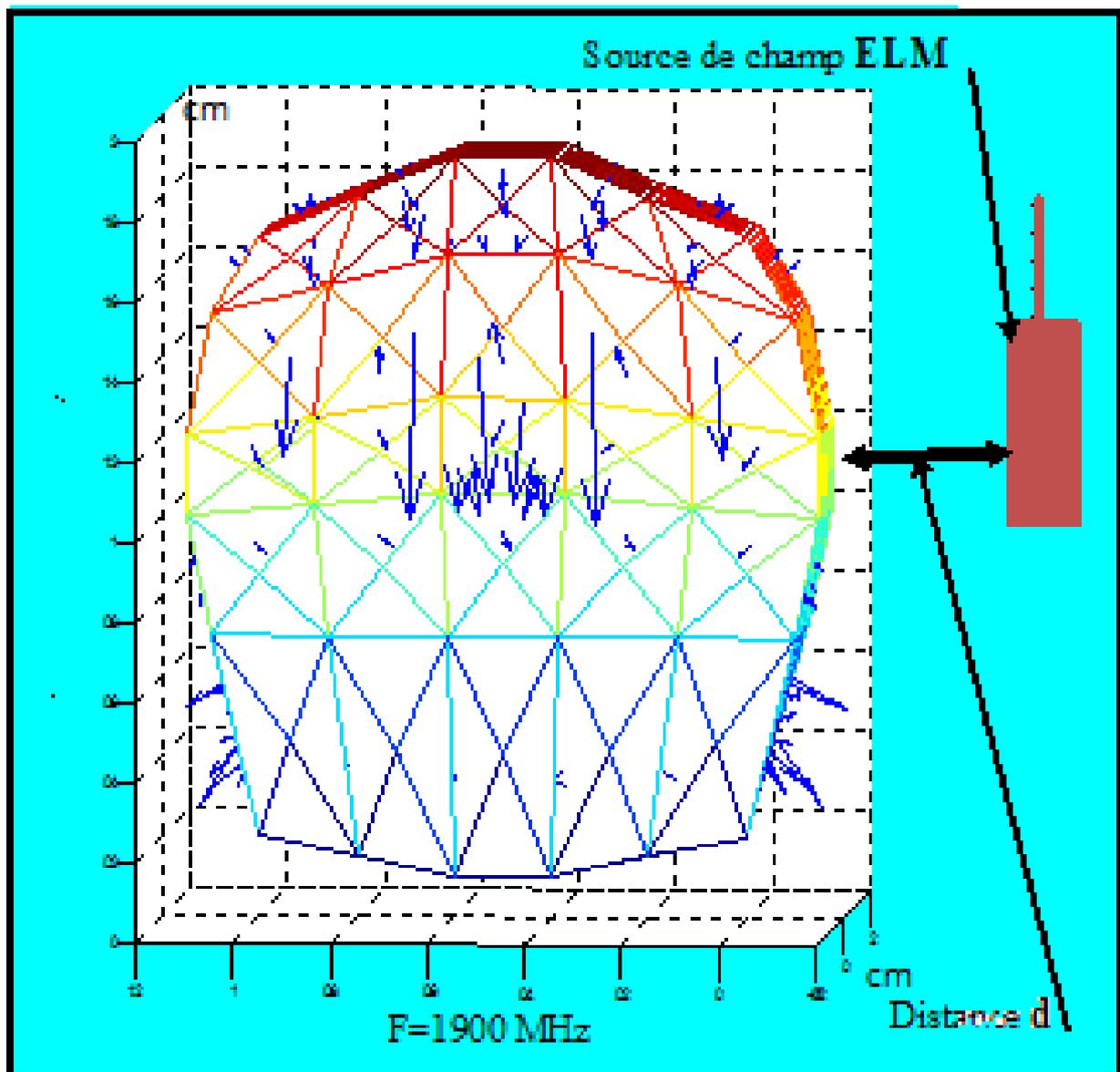


Fig. (5-23) : Distribution du champ électrique (vue extérieur de la tête).

Source loin de la tête $d=0,3m$ $f=1900MHz$

5.5-2-4 Distribution du champ magnétique (source ELM loin de la tête $f=1900MHz$)

Dans ce test nous avons utilisé une source ELM de fréquence $f=1900MHz$, située loin de la tête humaine. Les résultats obtenus à l'intérieur de la tête figurant sur Fig. (5-25), (5-26), par des vue extérieure et intérieure.

De ces résultats on a remarqué l'augmentation des modules des vecteurs de champ magnétique, a cause de l'augmentation de la fréquence, mais ils ont une seul direction, ce qui montre une absorption négligeable.

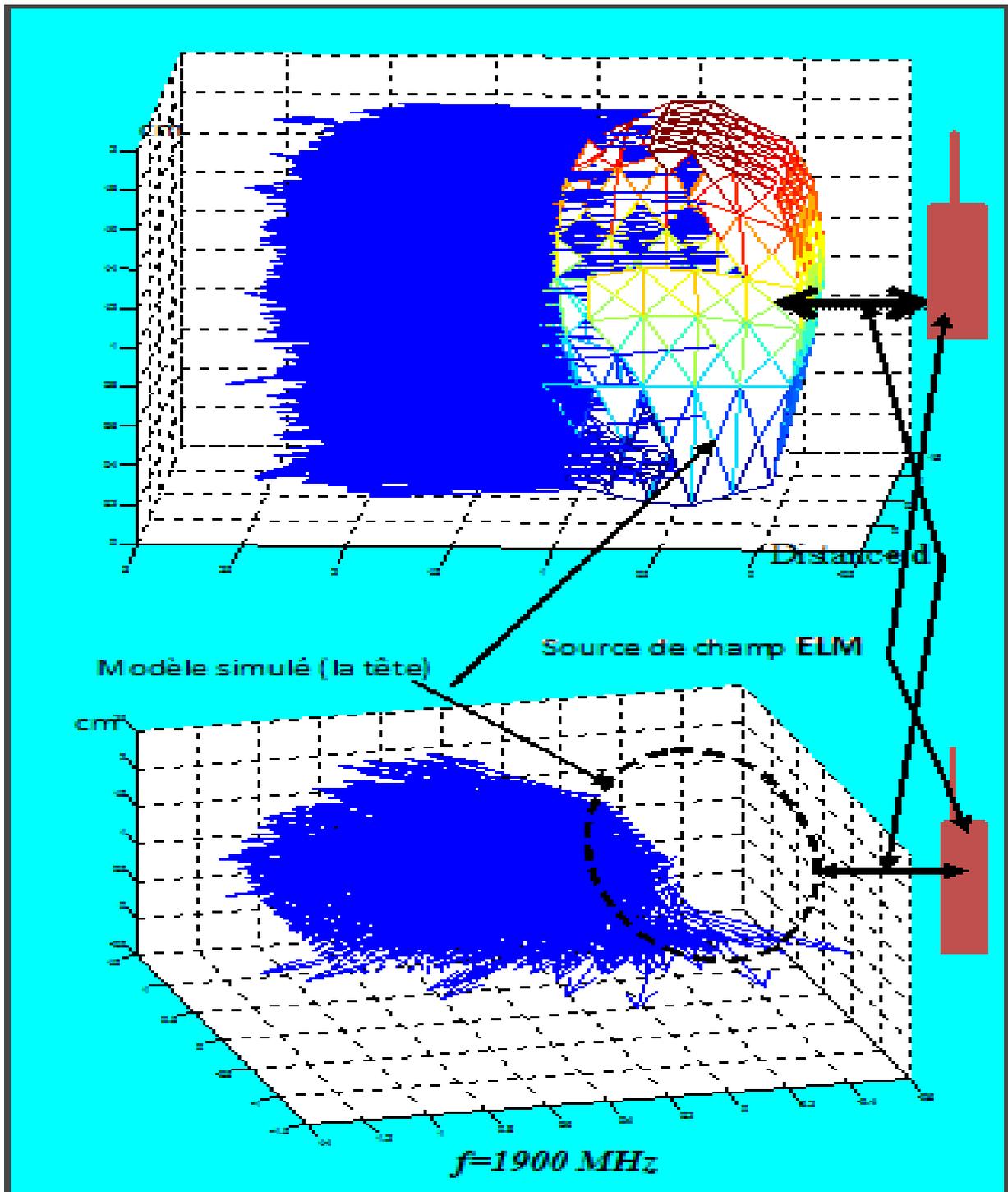
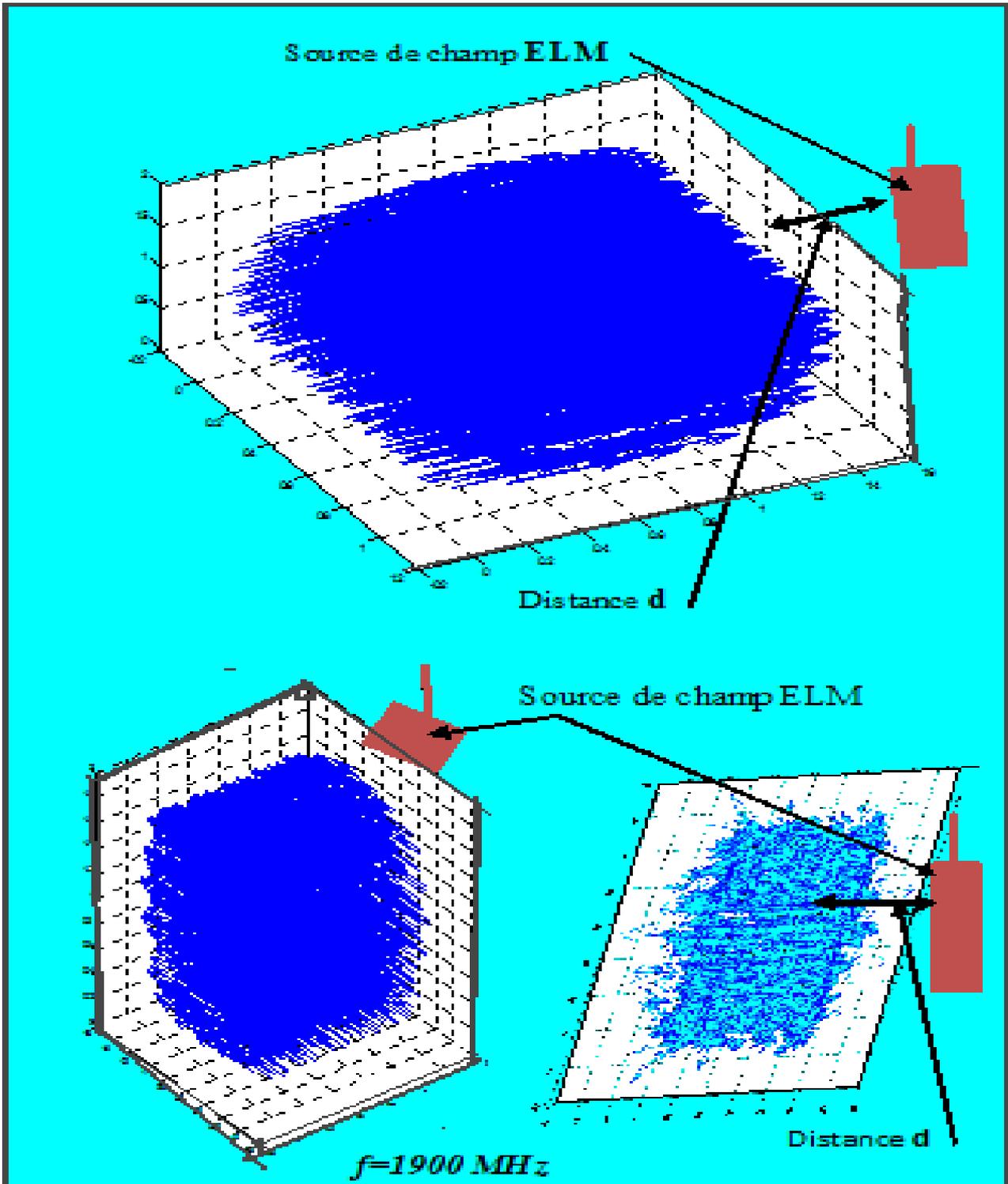


Fig. (5-25). Distribution du champ magnétique (Vue extérieure et intérieure)

Source loin de la tête $d=0,3m$, $f=1900MHz$



*Fig (5-26) :Distribution du champ magnétique (Vue intérieure de la tete)
 Source loin de la tête $d=0,3\text{m}$, $f=1900\text{MHz}$*

5.6 Méthode analytique

5.6-1 Calcul de l'énergie électromagnétique (E_r)

Si nous considérons notre source de champs électromagnétique, comme une antenne de forme cylindrique, d'une longueur L et de rayon R . Fig.(5-27)

$M(r)$ et un point donné dans l'espace, r est la distance qui sépare le point $M(r)$ et la source ELM .

Les vecteurs \mathbf{J} et \mathbf{k} sont perpendiculaires, \mathbf{E} et \mathbf{H} sont les champs électriques et magnétiques porté par les vecteurs précédant.

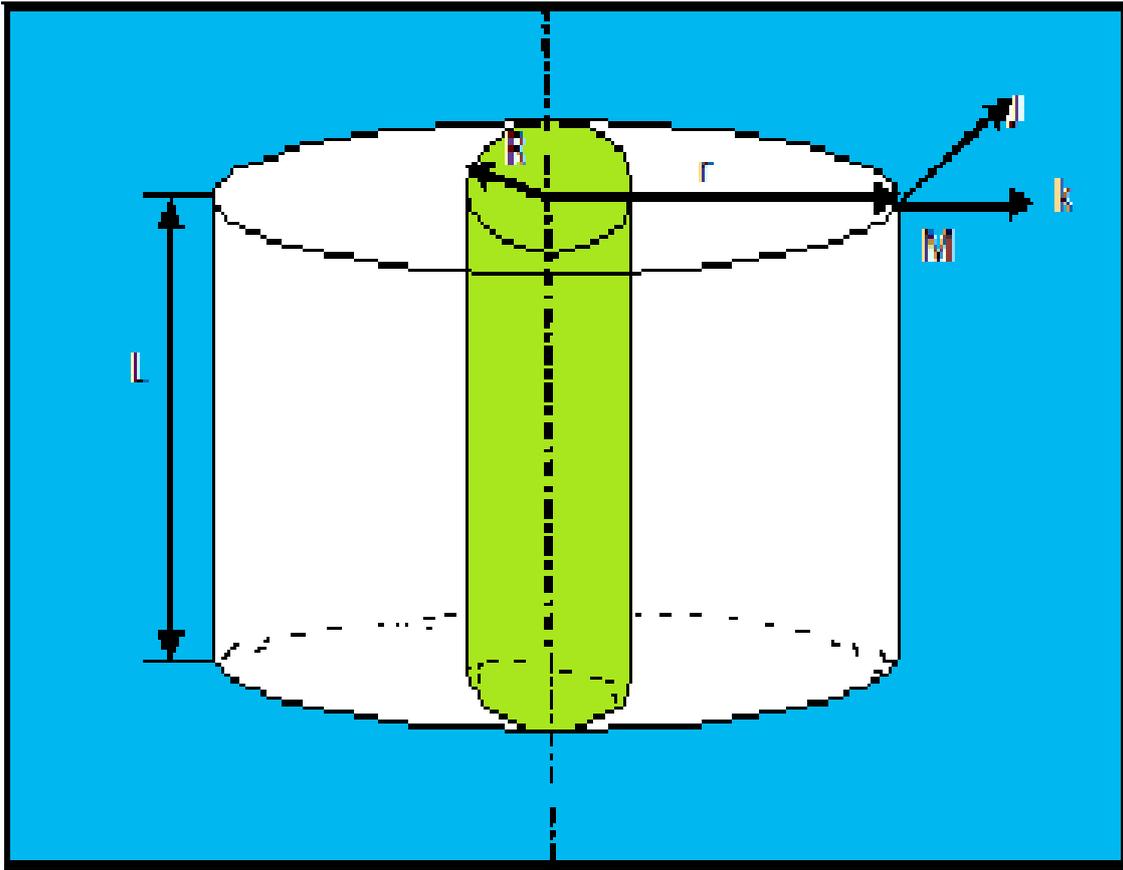


Fig.(5-27) une source de champ ELM sous forme d'un conducteur cylindrique

Donc le champ électrique en tous points $M(r)$ de la surface latérale du cylindre

$$\mathbf{E} = (I/\pi \sigma R^2) \mathbf{k} \quad (5-01)$$

Avec: $\mathbf{r} = \mathbf{R}$

Le champ magnétique est calculé par le théorème d'Ampère.

En un point $M(r)$ quelconque le champ magnétique

$$\mathbf{H} = (I/2\pi R) \mathbf{j} \quad (5-02)$$

Le vecteur de Poynting sur la surface latérale en fonction de la distance.

$$\mathbf{P} = \mathbf{E} \wedge \mathbf{H} \quad (5-03)$$

Soit:

$$\mathbf{P} = (I / \pi \sigma R^2) \mathbf{k} \cdot (I / 2\pi R) \mathbf{j} \quad (5-04)$$

$$\mathbf{P} = (I^2 / 2\sigma \pi^2 R^3) \quad (5-06)$$

Le flux entrant dans le cylindre par les parois latérales est

$$\Phi = \mathbf{P} (2\pi RL) \quad (5-07)$$

A partir des équations (5-06) et (5-07), on trouve le flux d'énergie à la surface du cylindre.

$$\Phi = LI^2 / 2\sigma \pi R^2$$

$$\mathbf{E}_R = LI^2 / 2\sigma \pi R^2$$

Alors le flux Φ est l'énergie \mathbf{E}_R émise par la source électromagnétique à la surface du conducteur supposé cylindrique.

Pour trouver l'énergie ELM en tout point M(r).

On prend $\mathbf{R} = \mathbf{r}$

Alors on obtient :

$$\mathbf{E}_r = LI^2 / 2\sigma \pi r^2$$

Et comme L, I, π , sont des constantes.

Donc $\mathbf{K} = LI^2 / 2\sigma \pi$ $\mathbf{E}_r = \mathbf{K} / r^2$

Alors l'énergie ELM \mathbf{E}_r en un point quelconque M(r) est inversement proportionnelle au carré de la distance qui sépare ce point et la source d'énergie ELM (le mobile).

Avec le calcul de E_{rx1} à partir de la courbe $E_r = f(r)$, fig. (5-28) on a trouvé :

$$E_{rx1} = \frac{1}{4} E_{rx0} \text{ avec } E_{rx0} = 2 \text{ mw/s}$$

Ce qui montre la diminution de l'énergie ELM avec l'augmentation de la distance à la source.

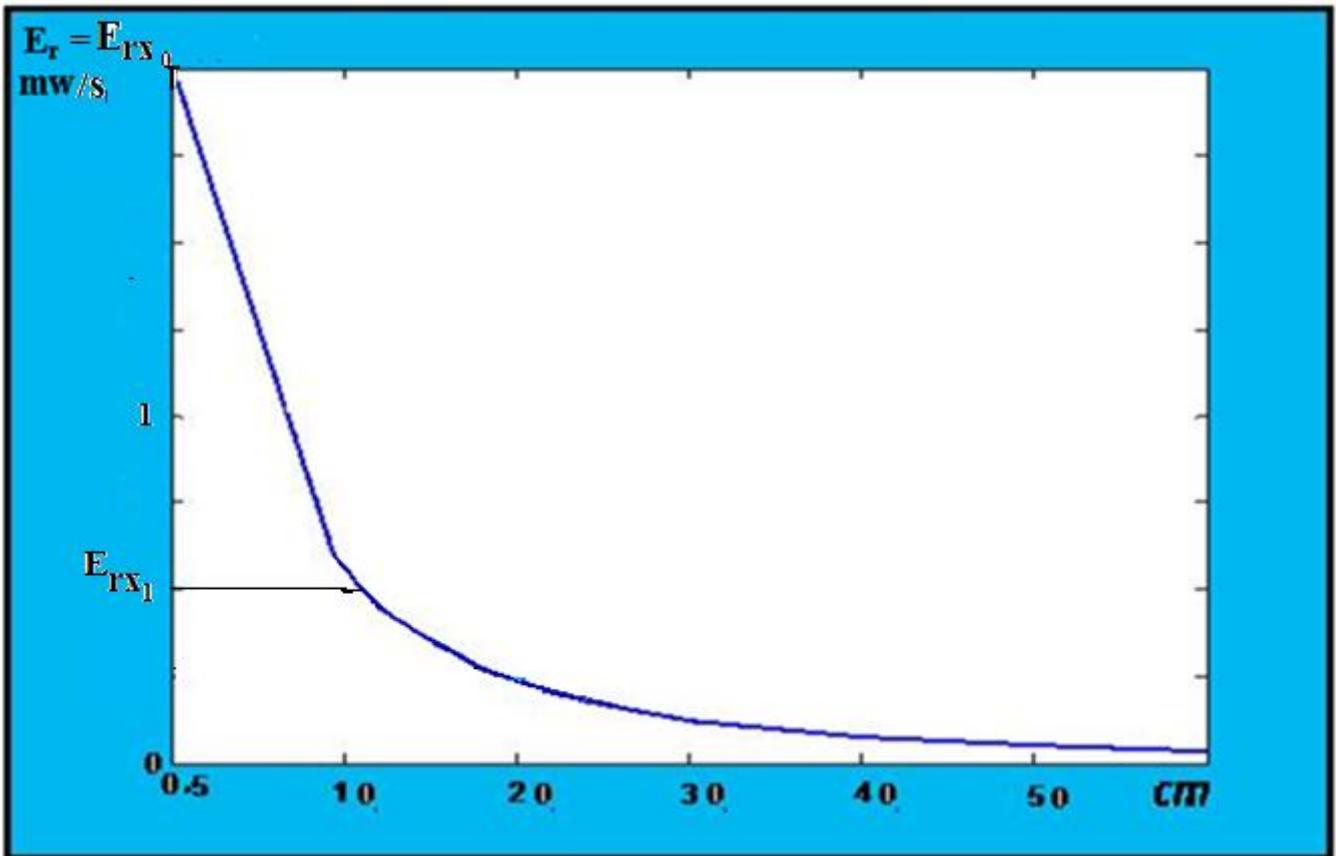


Fig.(5-28) La variation d'énergie E_r (ELM) en fonction de la distance r pour $f=835$ MHz

Pour une augmentation de jusqu'à $f=1900\text{MHz}$.

On a remarqué ce qui suit :

Augmentation de l'énergie émise par la source à la distance $r=0,5$ Cm.

La variation de l'énergie reste la même, $E_r = f(r)$ a la même courbe que celle de la fréquence $f= 835\text{MHz}$ avec une translation verticale.

La fig. (5-29) nous montre une comparaison entre les deux courbes de $f=835$ MHz, et $f= 1900\text{Mhz}$

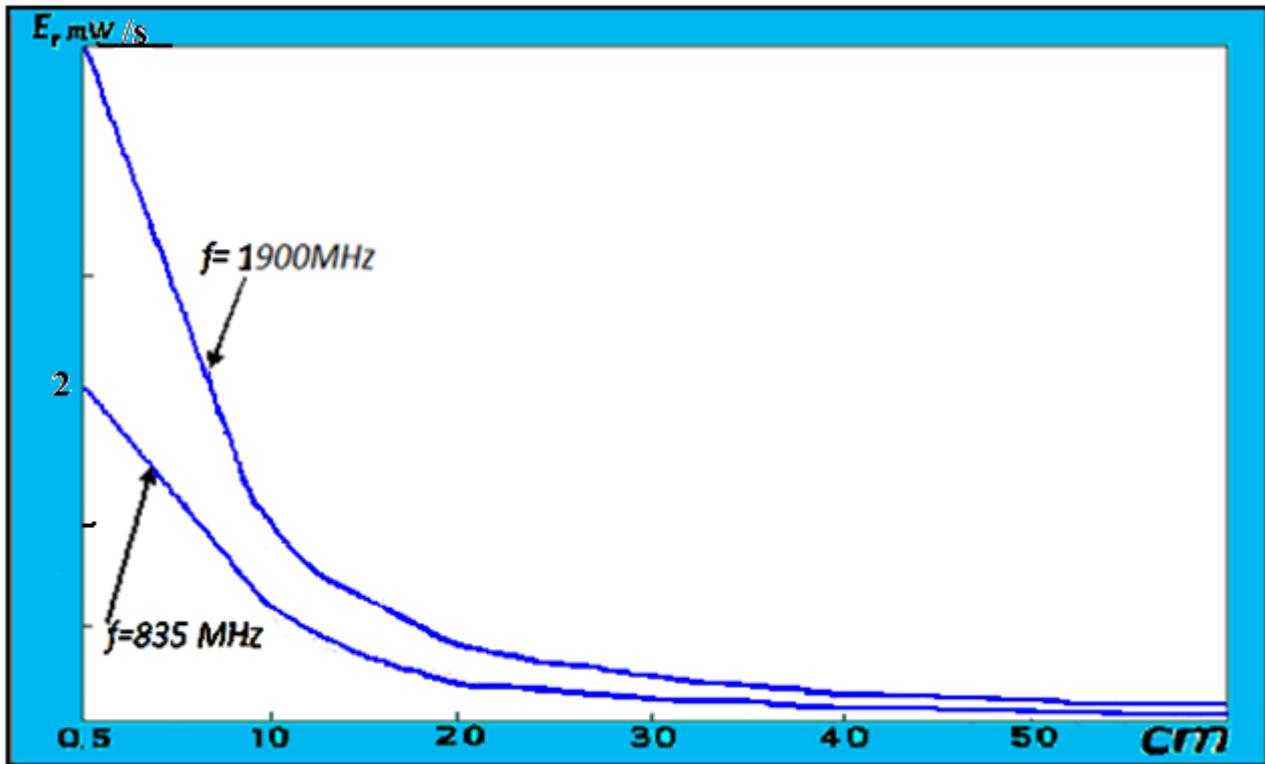


Fig.(5-29) La variation d'énergie E_r (ELM) en fonction de la distance r
 $f=835$ MHz et $f=1900$ MHz

5.6-2 Calcule de l'énergie ELM d'une source collée à la tête humaine

Si nous avons une source ELM collée à la tête humaine (le téléphone mobile touche l'oreille et la joue Fig.(5-30)).

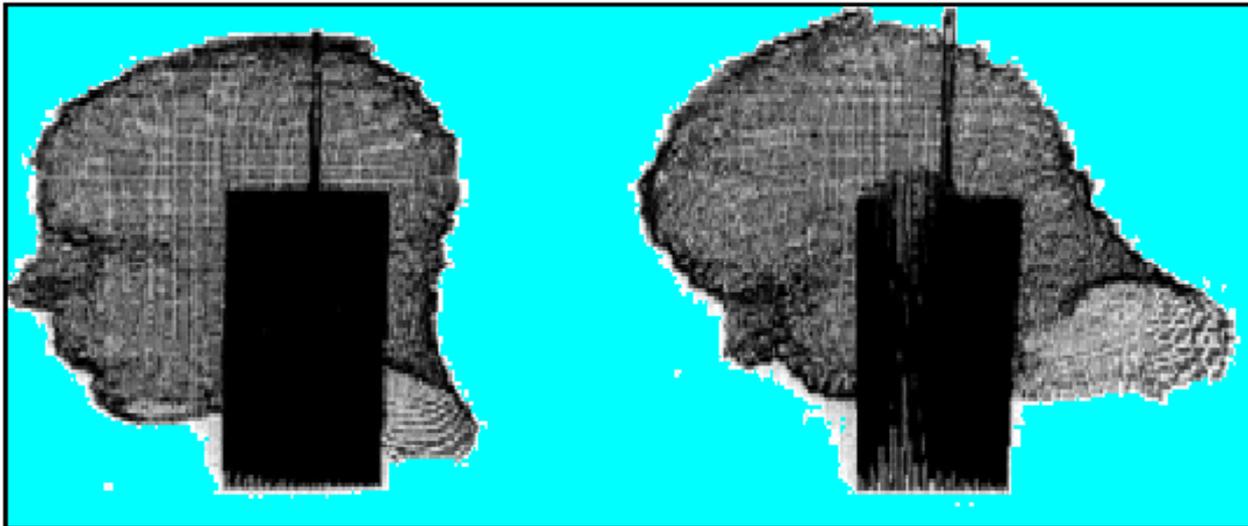


Fig. (5-30) La source ELM (le mobile) collé à la tête humaine

On peut mettre $r=R$ et dans notre cas $R= 0,50$ cm.

Si on considère x_0 , et x_1 les deux extrémités de la tête humaine.

Pour une source collée à la tête $x_0=0,5$ Cm et $x_1= 20,50$ cm , d'où $x_0x_1=20$ Cm pour un adulte (supposition).

Pour un enfant $x_0x_1=10$ cm la moitié de celle d'un adulte Fig. (5-31).

Alors à partir de notre supposition et la courbe qui a été présentée la variation de l'énergie ELM en fonction de la distance Fig. (5-31).

Nous avons constaté ce qui suit :

-Si la source ELM est collée à la tête humaine, l'énergie absorbée par cette dernière d'environ de 75% de E_r (énergie émise par la source).

Donc au point M(r), et à partir des courbes de la Fig. (5-31) on obtient :

$$r = x_1$$

$$E_{x_0} - E_{x_1} = E_{ab} \quad \text{avec } E_r = E_{x_0}$$

$$E_r - 0,25E_r = E_{ab}$$

$$E_{ab} = 0,75E_r \quad \text{avec}$$

E_{ab} : l'énergie absorbée par la tête humaine

E_r : l'énergie émise par la source ELM (mobile)

Alors la tête humaine absorbe une grande quantité d'énergie ELM, (environ de 75%) si la source collée à la tête.

Remarque

A la Fig. (5-31), on a remarqué ce qui suit :

-L'énergie absorbé par la tête d'un enfant est en virent de 70% E_r de celle émise par la source.

-L'énergie absorbé par la tête d'un adulte est en virent de 75% de celle émise par la source.

Mais la tête d'un enfant est presque la moitié de celle d'un adulte, et l'absorption de l'énergie est la même.

Alors si on répartie l'énergie absorbée en masse volumique, on trouve que l'enfant absorbe le double d'énergie par unité de masse volumique.

On peut dire que l'enfant subit deux fois plus d'influence que l'adulte.

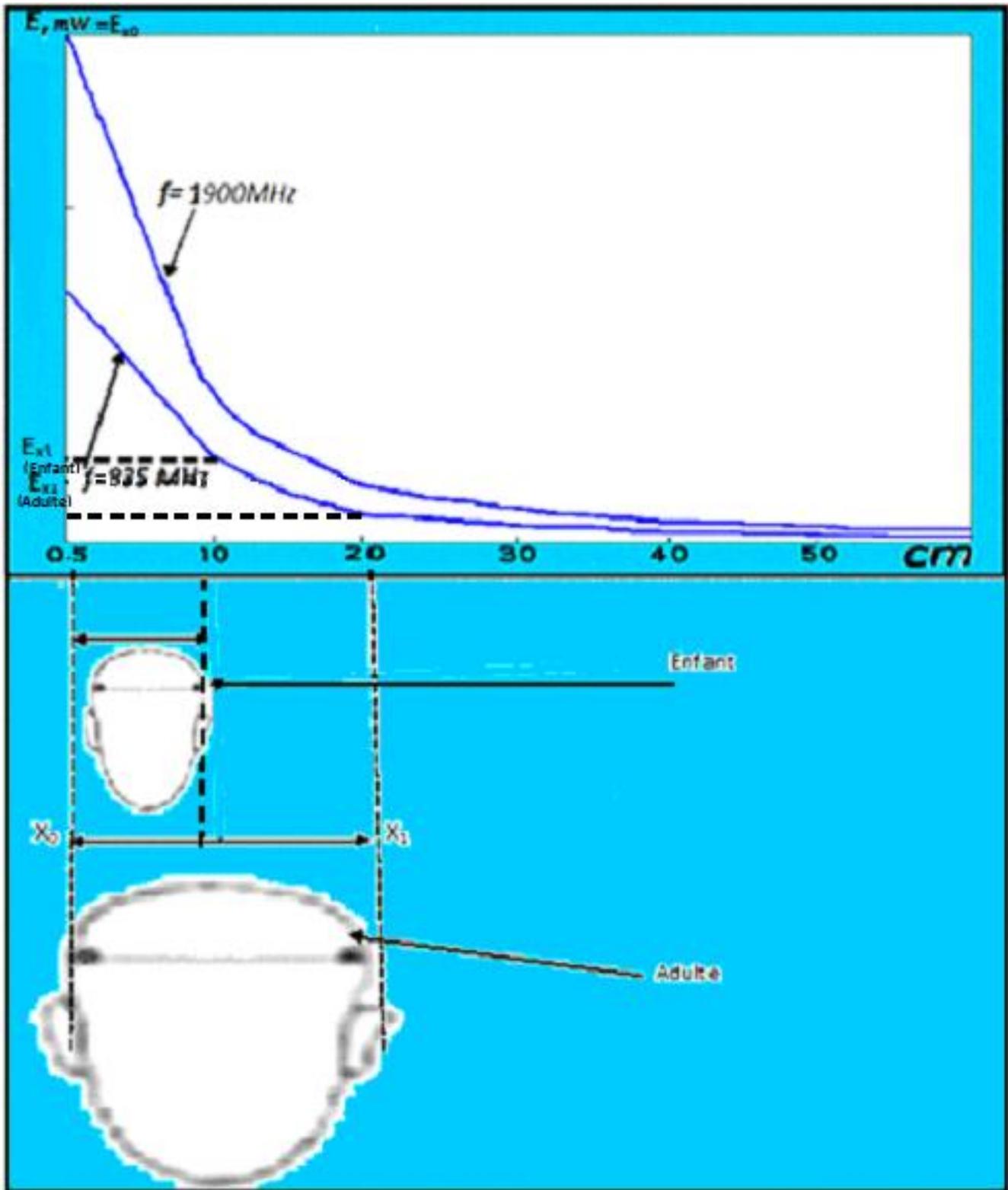


Fig. (5-31) Estimation de l'énergie absorbée par la tête humaine (enfant et adulte),
La source collée à la tête

5.6-3 Calcul de l'énergie ELM pour une source loin de la tête avec $f=835\text{MHz}$ et $f=1900\text{MHz}$

L'énergie ELM émise par une source (mobile) loin de la tête humaine, nous avons utilisé une distance loin de la tête tel que $r \geq 30\text{cm}$, Fig. (5-32), ou nous avons utilisé deux modèles de tête, l'un avait une distance entre ces extrémités x_0 et x_1 est égale 20 Cm, et l'autre 10Cm, la première A partir des courbes de la variation de l'énergie ELM Fig. (5-32), nous avons relevé l'énergie ELM au point x_0 et x_1 , qui sont E_{x_0} , E_{x_1} et en suit on a calculé E_{ab} , qu'est l'énergie absorbé et réfléchi par la tête humaine.

Alors on a donc :

$$x_0 = 30\text{Cm}$$

$$x_1 = 50\text{Cm}$$

$$E_{x_0} - E_{x_1} = E_{ab}$$

$$E_{x_0} = 0,12E_r$$

$$E_{x_1} = 0,11E_r$$

$$E_{ab} = 0,01 E_r$$

On a Remarqué dans ce cas que l'énergie qui a été absorbé par la tête humaine est en virent de 01% de l'énergie a été émis par la source ELM.

On peut dire que si la distance entre la source ELM et la tête humaine est supérieure ou égale 30cm, L'absorption de cette énergie est faible ou négligeable.

Remarque

A partir de notre étude analytique de l'énergie ELM émise par une source ELM et celle qui est absorbé par la tête humaine nous somme arrivé au résultat convaincant, qui est :

Quelle que soit la quantité d'énergie émise par une source ELM (téléphone mobile).

L'absorption de cette énergie énorme si la source collée à la tête humaine, et ou contraire très faible ou négligeable si la source à une distance plus de 30 cm.

Et aussi la même énergie absorbée pour un adulte, a un double effet pour un enfant.

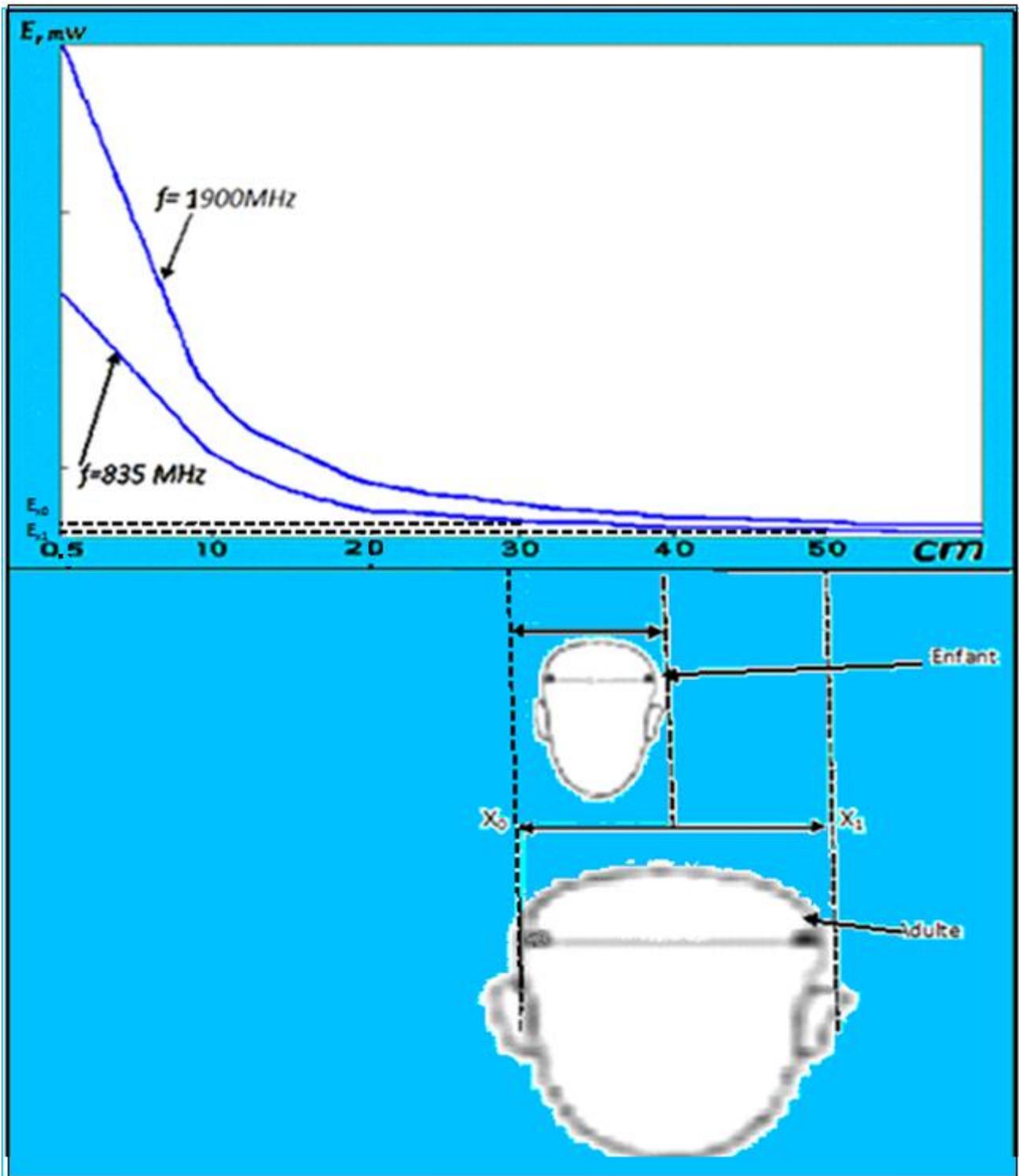


Fig.(5-32) Estimation de l'énergie absorbé par la tête humaine (enfant et adulte),
La source loin de la tête

5.6-4 Comparaison entre les résultats numériques et analytiques

Les résultats numériques présentés précédemment, ont montré que l'énergie absorbée et réfléchi par la tête humaine pour une source collée à la tête est relativement grande, ce qui démontré par la direction et le module des flèches représentant le champ ELM Fig. (5-33).

Avec les calculs analytiques nous avons obtenus presque les mêmes résultats, pour une source collée à la tête humaine l'énergie absorbé et réfléchi est environ de 75% de l'énergie émise par la source ELM, (100mW pour certains mobiles) Fig. (5-33).

Si la source est devenue loin de la tête humaine, les résultats numériques de notre travail ont été montrés que l'énergie absorbée par la tête humaine est faible, on a pouvoir de la négligée, ceci a été prouvé par les flèches qui ont représenté le champ ELM, ils ont gardés la même direction d'incidence et aussi le même module, donc presque une conservation d'énergie incidente Fig. (5-34).

Pour une source loin de la tête et avec l'utilisation de méthode analytique, nous avons éloigné la source par rapport à la tête humaine d'une distance de $r=30\text{Cm}$, et après le calcul de l'énergie absorbé, nous sommes arrivé au résultat, qui est 01% de l'énergie incidente.

Alors l'énergie absorbée pour distance supérieure au égale 30 cm faible est négligeable, ce qui est prouvé par la méthode numérique Fig. (5-34).

Donc il y a une absorption et réflexion d'énergie émise par une source du champ électromagnétique (le mobile) si la source est collée à la tête humaine.

Par contre si la source est loin de la tête humaine, l'absorption est faible presque négligeable.

Par comparaison des deux méthodes (numérique et analytique), les résultats obtenus sont les même.

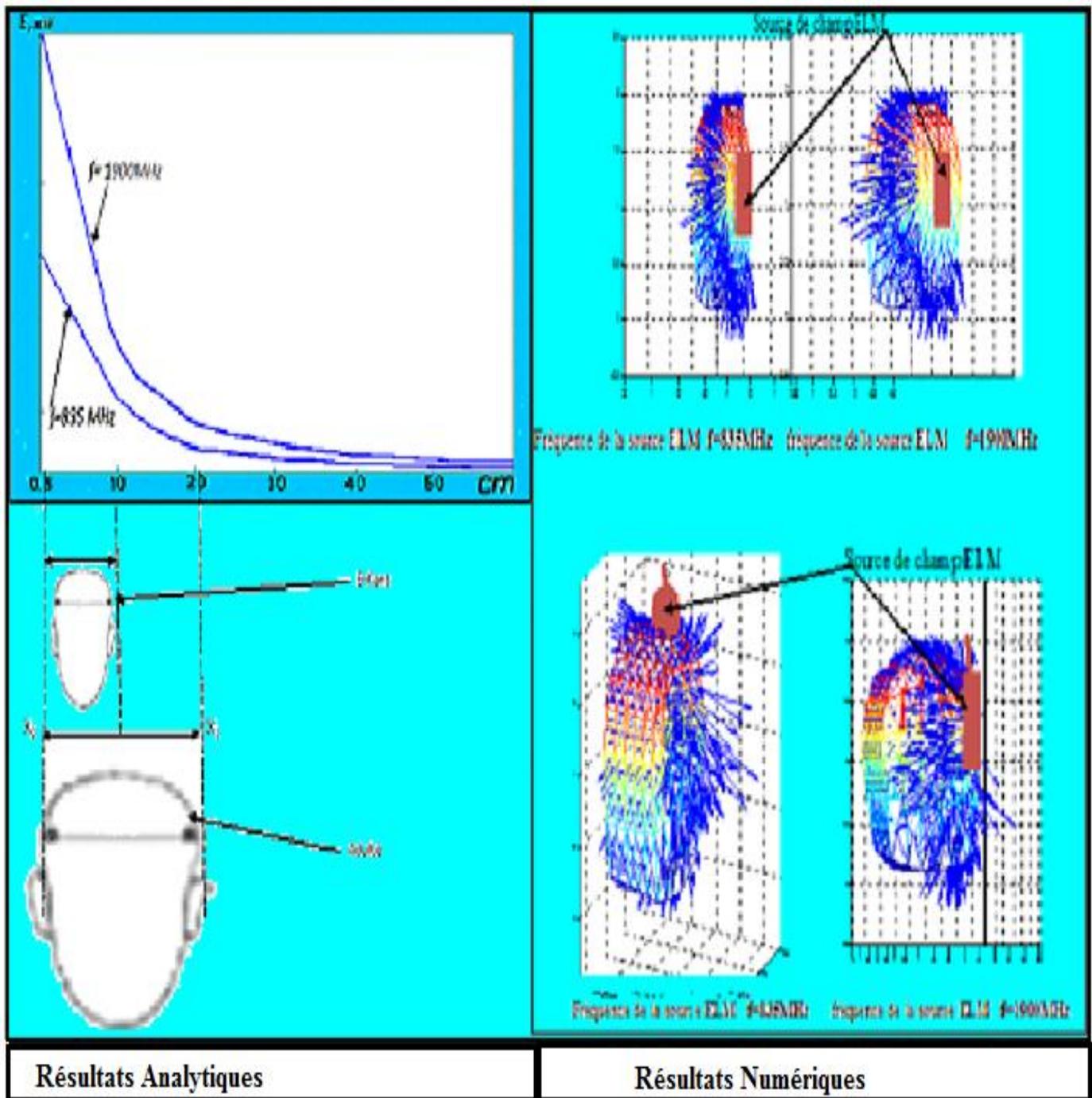


Fig. (5-33) Représente les résultats numériques et analytiques
Pour une source collée à la tête humaine

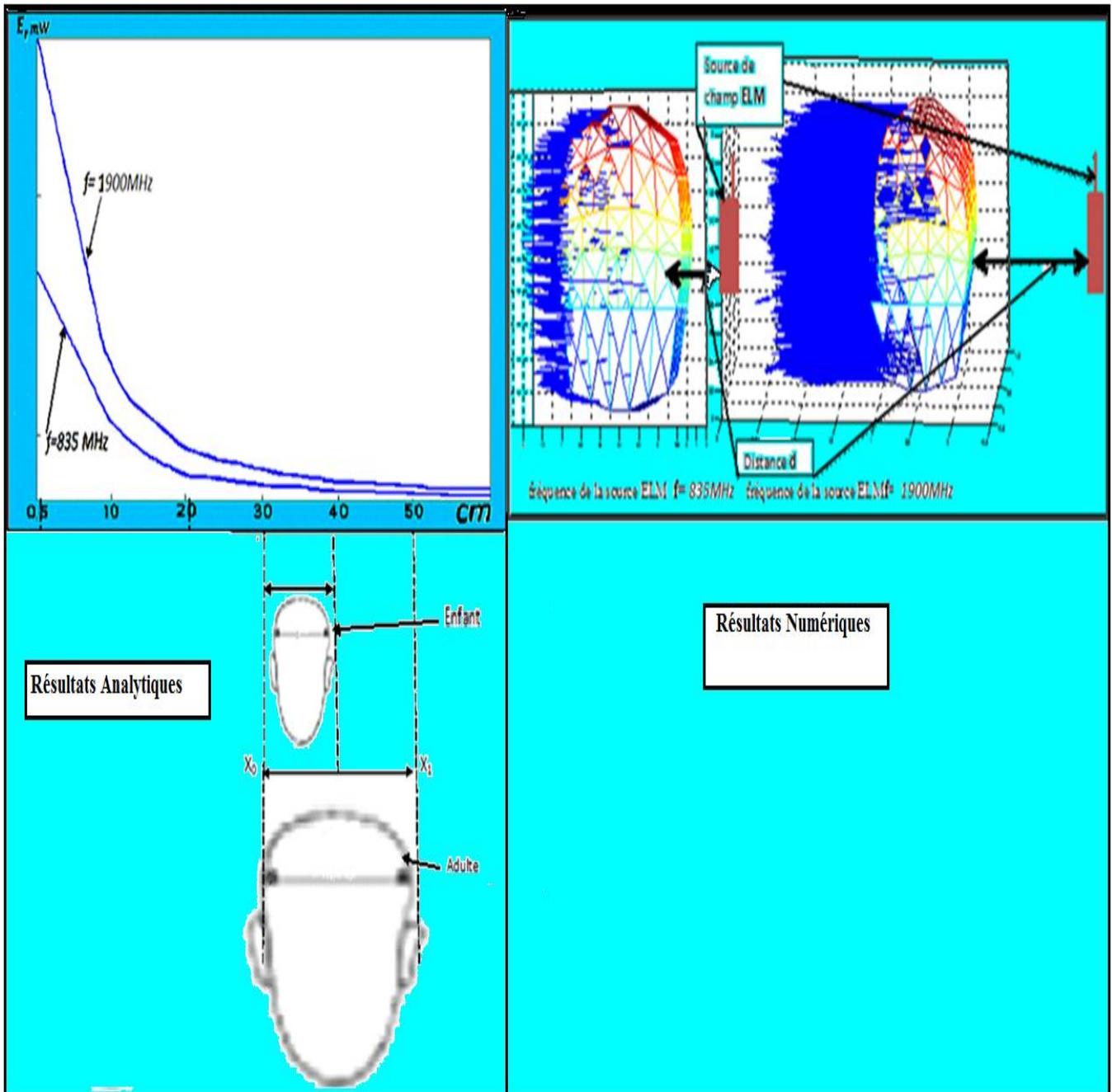


Fig. (5-34) Représente les résultats numériques et analytiques
Pour une source loin de la tête humaine

5-7 Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à l'application de la méthode d'éléments finis (MEF) dans un problème typique de champ électromagnétique.

Une formulation variationnelle a été utilisée dans l'analyse du couplage de l'onde incidente avec une structure sphérique, qui représente la tête humaine, où l'os est le milieu extérieure et le cerveau est le milieu intérieur.

Après une description géométrique et physique du problème, et l'utilisation du code de calcul élaboré.

Nous avons obtenus des résultats numériques, qui représentent le comportement du champ électromagnétique dans la tête humaine.

Deux testes ont déjà fais l'objet de notre étude.

La première a été consacré pour une source ELM collé à la tête humaine, pour une fréquence $f=835\text{MHz}$, et $f=1900\text{MHz}$, après l'analyse du comportement du champ ELM, on a déduit qui une grande partie de l'énergie incidente a été absorbé est réfléchi, ce qui a été confirmé analytiquement.

Le deuxième test a été l'éloignement de la source par rapport à la tête humaine (augmentation de la distance pour qu'elle devenir supérieur ou égale à $0,30\text{m}$) et pour une fréquence $f=835\text{MHz}$, et $f=1900\text{MHz}$. On a trouvé que les vecteurs du champ ELM, n'ont pas changé de la direction, alors dans ce cas le flux de l'énergie incidente est conservatif et unidirectionnel, donc la partie absorbé et réfléchi de l'onde ELM a été négligeable, (elle a été de l'ordre de 01% de l'énergie incidente),

Par l'utilisation de la méthode analytique pour une fréquence $f=835\text{MHz}$, et $f=1900\text{MHz}$), et une source loin de la tête humaine nous sommes arrivé à confirmer les résultats précédentes.

On a conclu après nos testes numériques et analytiques que l'éloignement de la source ELM (mobile) par rapport à la tête minimise l'énergie absorbé par celle-ci.

Et contrairement plus la source est proche de la tête, plus l'énergie absorbée par cette dernière, est grande.

On a remarqué aussi que pour les enfants et les gens de petite taille l'énergie absorbée est presque le double de celle absorbée par les adultes ou les gens de grande taille.

Conclusion générale

Ce mémoire fait l'objet des travaux de recherche sur les problèmes de l'interaction des champs électromagnétiques avec le corps humain.

L'objectif de notre travail a été de réaliser des synthèses sur les différentes formulations variationnelles pour la résolution des problèmes de diffraction d'ondes électromagnétiques avec un obstacle de forme sphérique, qui représente la tête, puis la construction d'un modèle numérique, par la méthode élaborée.

Pour la mise en œuvre des formulations proposées, nous avons utilisé la méthode des éléments finis, qui permet de traiter efficacement les problèmes à géométries complexes et qui peut inclure les milieux hétérogènes.

La connaissance du champ électrique et magnétique en tout point du domaine extérieur et sur la surface est obtenue par une formulation intégrale, basée sur la méthode d'intégrale de frontière.

Nous avons développé des formulations variationnelles pour l'analyse des problèmes en régime harmonique, cependant, nous avons fait le choix d'une formulation faible, pour permettre de conserver un seul champ inconnu. L'utilisation d'une formulation fréquentielle peut être avantageuse si les milieux sont dispersifs (dépendants de la fréquence).

Afin de déterminer le vecteur champ local, nous avons résolu l'équation d'onde en double rotationnel.

Ce type d'éléments a l'avantage de n'imposer que la continuité requise pour les vecteurs de champs, ce qui facilite l'application des conditions aux limites et évite l'apparition de modes parasites dans des problèmes de structures rayonnantes.

La propagation de l'onde ELM à travers les milieux diélectriques a été correctement modélisée ainsi que l'utilisation de la condition absorbante, ont permis l'analyse du problème à domaine ouvert, (le comportement du champ à l'infini).

Les résultats présentés ont permis de calculer et de faciliter le choix d'une modélisation adaptée pour les deux fréquences 835 MHz, 1900 MHz.

Notre modèle a été développé par un mailleur élaboré **CELLULAIRE 3D**, où nous avons présenté la tête humaine avec une discrétisation volumique et, avec l'utilisation du code de calcul nous sommes arrivés à étudier le comportement du champ électromagnétique à l'intérieur de la tête humaine pour deux positions de la source ELM par rapport à la tête, l'une si la source est collée à la tête et l'autre, pour la source loin de la tête et à deux fréquences, $f=835\text{MHz}$, et $f=1900\text{MHz}$.

Avec un mobile collé à la tête ainsi modélisée, et opérant à des fréquences, $f=835$ MHz et $f=1900$ MHz, notre analyse numérique montre que la tête absorbe une partie importante de l'énergie émise par le mobile, par contre si le mobile est loin de la tête, l'énergie absorbée est négligeable.

Nous avons utilisé une méthode analytique pour confirmer les résultats obtenus précédemment, en effet, si la source ELM est collée à la tête, l'énergie absorbée est environ de 75% de l'énergie émise par la source ELM. Et si la source ELM est loin de la tête, à une distance supérieure à 0,3m, l'énergie absorbée est négligeable (1% de E_e).

Nous avons constaté aussi que pour les enfants et les personnes de petite taille, l'énergie absorbée avoisine le double de celle absorbée par les adultes et les personnes de grande taille.

Dans la continuité de nos travaux et en perspective, pour améliorer nos résultats, nous envisageons d'inclure l'interaction du champ ELM avec le mécanisme ELM de l'être humain.

Bibliographie

- [01] Bellet V (2003). Les différentes voies apoptotiques induites par le lentivirus visna. Inhibition par l'AZT et corrélation avec l'apoptose, in vitro. Thèse de doctorat« Virologie-Biologie cellulaire et moléculaire-Biochimie », Limoges (300 D/1).
- [02] Mahrouf N, Pologea-Moraru R, Moisescu MG, Orłowski S, Leveque P, Mir LM(2005). In vitro increase of the fluid-phase endocytosis induced by pulsed radiofrequency electromagnetic fields: importance of the electric field component. *BiochimBiophysActa*1668: 126-137.
- [03] O.P. Gandhi et G. Kang. « Calculation of induced current densities for humans by magnetic fields from electronic article surveillance devices ». *Phys. Med. Biol*, 46:2759–2771, 2001.
- [04] Rapport sur l'incidence éventuelle de la téléphonie mobile sur la santé, par MM. Jean-Louis Lorrain et Daniel Raoul, Office Parlementaire d'Evaluation des Choix Scientifiques et Technologiques, 2002.
- [05] Baromètre Santé Environnement de l'INTES, La téléphonie mobile, Romain Guignard & Frédéric Jourdain, 2007.
- [06] Zmirou D., Abineau P., BardouA., Dixsaut G., Goldberg M., DeSeze R., Veyret B, 'Les téléphones mobiles, leurs stations de base et la sante. Etat des connaissances et recommandations' Rapport au Directeur General de la Sante – 16 janvier 2001.
- [07] Lorrain J-L. et Raoul D., Sénateurs : Rapport sur 'L'incidence éventuelle de la téléphonie mobile sur la sante', Office parlementaire d'évaluation des choix scientifiques et technologiques, 6 novembre 2002.
- [08] Aran J-M., Bolomey J-C., Buser P., De Seze R., Hours M., Lagroye I., Veyret B., Rapport à l'Agence Française de Sécurité Sanitaire Environnementale AFSSE : 'Téléphonie mobile et sante', 21 mars 2003.
- [09] Neubauer G., Feychting M., Hamnerius Y., Kheifets L., KusterN., Ruiz I., Schuz J.,Uberbacher R., Wiart J., Roosli M. : 'Feasibility of future epidemiological studies on possible health effects of mobile phone base stations', *Bio electromagnetics*, Vol. 28, Issue 3, pp. 224-230, April 2007.
- [10] JOUBERT V., Thèse de biologie, sciences, sante de l'université de Limoges : 'Exposition in vitro de cellules neuronales aux radiofréquences : étude de l'apoptose'—n°-2006.
- [11] DE SEZE R. , 'Radiotéléphones cellulaires et sante : mise au point des recherches portant sur la sante chez l'homme', *Radioprotection* Vol. 34, n° 4, pages 479 a 490, 1999.
- [12] De Seze R., Tasteyre A., Derome C., Diack C., Thomas Y., Simoneau G., Ferriole V., Cagnon P., Adhoute H., Gilbert J.E., 'Mobile phone and stress biomarkers in human volunteers', BEM'S meeting, Kanazawa2007, session 6.7 Mobile phone studies.

[13] 'Barriere hémato-encéphalique et téléphones mobiles', Institut de Sante Publique d'Epidémiologie et de Développement (ISPED) :

[14] FINNIE JW., BLUMBERGS PC., CAI Z., MANAVIS J., KUCHEL TR. 'Neonatal mouse brain exposure to mobile telephony and effect on blood-brain barrier permeability', Pathology, 38(3):262-3, 2006.

[15] Salford LG., Brun AE, Eberhardt JL., Malmgren L., Persson BR., 'Nerve cell damage in mammalian brain after exposure to microwaves from GSM mobile phones', Environ Health Perspect, 111(7):881-3, 2003.

[16] Organisation Mondiale de la santé (OMS), 'Les champs électromagnétiques et la sante publique : les radars et la santé humaine' :

[17] Wiart J., Wong M.F. 'Interactions des ondes électromagnétiques avec les personnes – Enjeux et challenges', France Telecom, Assemblée générale, novembre 2005,

[18] WONG M. F., WIART J. : 'Modeling of electromagnetic wave interactions with the human body', Competes Rend us Physique, Vol. 6, Issue 6, pp. 585-594, July-August 2005.

[19] Wiart J., Hadjem A., Gadin., Bloch I., Wong M.F., Pradier A., Lautru D., Hanna V.F., Dale C. : 'Modeling of RF head exposure in children', Bio electromagnetics, Vol. 26, Issue S7, pp. S19-S30, 2005.

[20] Christ A., KUSTER N. : 'Differences in RF energy absorption in the heads of adults and children', Bio electromagnetics, Vol. 26, Issue S7, pp. S31-S44, 2005.

[21] Laval L., Thèse d'électronique de l'université de Limoges : 'Conception et caractérisation dosimétrique de dispositifs micro-ondes pour des applications bio électromagnétiques, liée à l'utilisation des téléphones portables', n° d'ordre : 29-99.

[22] Luc J., Thèse d'électronique de l'université de Limoges : 'Interaction des ondes électromagnétiques avec le vivant. Etude et dosimétrie numérique de systèmes d'exposition aux fréquences micro-ondes ' – n° d'ordre : 41-2002.

[23] Collin A., Thèse d'électronique de l'université de Limoges : 'Dosimétrie de systèmes d'exposition pour l'étude in vivo ou in vitro des interactions des ondes électromagnétiques décimétriques et centimétriques avec le vivant', n° d'ordre : 22- 2007.

[24] Agence nationale Des Fréquences (ANFR), 'Pourquoi une campagne de mesure ?'

[25] ICNIRP Guidelines, 'Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)', Health Physics, Volume 74, Number 4, pp. 494-522, April 1998.

[26] Recommandation du conseil relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétiques (de 0HZ a 3000GHz), 1999/519/CE, publiée au Journal officiel des Communautés européennes n°99 du 30 juillet 1999, pp. 0059- 0070, 12 Juillet 1999

[27] CHOU C.K. : 'RF in vitro exposure methods: dosimetry, temperature control'. WHO meeting.

- [28] REPACHOLI M.H., 'Low level exposure to radiofrequency Electromagnetic Fields Health Effects, Research Needs', *Bio electromagnetics*, Volume 19, Issue 1, pp. 1- 19, 1998, World Health Organization, Geneva, Switzerland.
- [29] Kuster N., Schonborn F. : 'Recommended minimal requirements, development guidelines for exposure setups of bio-experiments addressing the health risk concern of wireless communications', *Bio electromagnetics*, Vol. 21, Issue 7, pp. 508-514, October 2000.
- [30] Schonborn F., Pokovic K., Burkhardt M., Kuster N. : 'Basis for optimization of in vitro exposure apparatus for health hazard evaluations of mobile communications', *Bio electromagnetics*, Vol. 22, Issue 8, pp. 547-559, December 2001.
- [31] Bernardi, P., Cavagnaro, M., et al. (2001). Temperature elevation in the ead of a cellularphone user: effect of SAR and of the contact with the phone. Twenty-third Annual Technical Meeting of the Bioelectromagnetics Society, St Paul, USA.
- [32] Rapport sur l'incidence éventuelle de la téléphonie mobile sur la santé, par MM. Jean-Louis Lorrain et Daniel Raoul, Office Parlementaire d'Evaluation des Choix Scientifiques et Technologiques, 2002.
- [33] Téléphonie Mobile et Santé, Rapport du groupe d'experts de l'AFSSE, avril 2005.
- [34] Baromètre Santé Environnement de l'INTES, La téléphonie mobile, Romain Guignard & Frédéric Jourdain, 2007.
- [35] Santé Magazine, « Les ondes menacent-elles notre santé ? », décembre 2008
- [36] Weidong Wang, Yinghai Zhang, Kaijie Zhou, and Heng Zhang Research on Asymmetric Characteristics of Mobile Communications System Based on Electromagnetic Radiation, Progress In Electromagnetics Research Symposium 2007, Prague, Czech Republic, August 27-30
- [37] Andreas Christ, Marie-Christine Gosselin, Manuel Murbach, Sven Kühn, Marcel Zefferer, Katharina Honegger, Sonja Negovetic, and NielsKuster ,Age Dependent Effects of RF Electromagnetic Fields on the Base of Relevant Biological Parameters, MUCHEN, October 2007.
- [38] Ae-kyoung Lee, Hyung-do Choi, Hyung-soo Lee, and Jeong-ki Pack (Human Head Size and SAR Characteristics for Handset Exposure) ETRI Journal, Volume 24, Number 2, April 2002 Ae-kyoung LEE *et al.* 177
- [39] C.M. Alabaster. « The Microwave Properties of Tissue and Other Lossy Dielectrics ». PhD thesis, Cranfield University, 2004.
- [40] E. Alanen, T. Lahtinenet J. Nuutinen. « Measurement of dielectric properties of subcutaneous fat with open-ended coaxial sensors ». *Phys. Med. Biol*, 43 :475–85, 1998.
- [41] WMArnold, AG Gessneret U. Zimmermann. « Dielectric measurements on electro manipulation media. ». *BiochimBiophysActa*, 1157(1) :32–44, 1993.

- [42] Abdel-Rassoul G., EL-Fateh O.A., Salemm.A., Michael A., Farahat F., Elbatanouny M., Salem E., « Neurobehavioral effects among inhabitants around mobile phone base stations. » *Neurotoxicology* 2006 Aug. 1 ; [Epub. ahead of print] Community, Environmental and Occupational Medicine Department, Faculty of Medicine, Menoufiya University, Shebin El-Kom, Egypt.
- [43] R. Aaron, M. Huang et CA Shiffman. « Anisotropy of human muscle via non-invasive impedance measurements ». *Phys. Med. Biol.*, 42 :1245–1262, 1997.
- [44] Mahrour N, Pologea-Moraru R, Moiescu MG, Orlowski S, Leveque P, Mir LM(2005). *In vitro* increase of the fluid-phase endocytosis induced by pulsed radiofrequency electromagnetic fields: importance of the electric field component. *BiochimBiophysActa* 1668: 126-137.
- [45] H. Axer, D. Grassel, M. Steinhauer, P. Stohr, A. John, V.A. Coenen, R.H. Jansen et D.G. Keyserlingk. « Microwave dielectric measurements and tissue characteristics of the human brain : potential in localizing intracranial tissues ». *Physics in Medicine and Biology*, 47(10) :1793–1803, 2002.
- [46] J.Z. Bao, CC Davis et RE Schumaker. « Impedance spectroscopy of human erythrocytes : system calibration, and nonlinear modeling ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, 40(4) :364–378, 1993.
- [47] J.P. Berenger. « A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves ». *Journal of computational physics*, 114 :185–200, 1994.
- [48] L. Bernard, N. Buraisset L. Nicolas. « Numerical formulations to compute electromagnetic fields in the human body ». 2006.
- [49] G. Bindu, A. Lonappan, V. Thomas, V. Hamsakkutty, CK Aanandan et KT Mathew. « Microwave characterization of breast-phantom materials ». *Microwave and Optical Technology Letters*, 43(6) :506–508, 2004.
- [50] F. Bordi, C. Cametti et T. Gili. « Reduction of the contribution of electrode polarization effects in the radiowave dielectric measurements of highly conductive biological cell suspensions. ». *Bioelectrochemistry*, 54(1) :53–61, 2001.
- [51] A. Bossavit. « A theoretical approach to the question of biological effects of lowfrequency fields ». *Magnetics, IEEE Transactions on*, 29(2) :1399–1402, 1993.
- [52] A. Bossavit. « Mathematical modelling of the problem of micro-currents generated in living bodies by power lines ». *Int. J. of Applied Electromagnetics in Materials*, 4 :291–299, 1994.
- [53] O. Bottauscio et R. Conti. « Magnetically and electrically induced currents in human body models by ELF electromagnetic fields ». *Proc 10th Int Symp on High Voltage Engineering*, pages 5–8, 1997.

- [54] K. Caputa, PJ Dimbylow, TW Dawson et MA Stuchly. « Modelling fields induced in humans by 50/60 Hz magnetic fields : reliability of the results and effects of model variations ». *Phys Med Biol*, 47(8) :1391–8, 2002.
- [55] J.F. Chateaux. « Conception et réalisation d’une cellule de caractérisation des tissus biologiques par spectroscopie de bioimpédance dans la gamme fréquentielle [100Hz-1MHz] ». PhD thesis, 2000.
- [56] J. Cheng, MA Stuchly, C. DeWagteret L. Martens. « Magnetic field induced currents in a human head from use of portable appliances ». *Physics in Medicine and Biology*, 40(4) :495–510,1995.
- [57] A. Chiba, K. Isaka, M. Kitagawa, Y. Yokoi, T. Matsuo et M. Nagata. « Application of finite element method to analysis of induced current densities inside human model exposed to 60-Hz electric field. ». *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, 103(7) :1895–1902, 1984.
- [58] TW Dawson, K. Caputa et MA Stuchly. « High-resolution magnetic field numerical dosimetry for live-line workers ». *Magnetics, IEEE Transactions on*, 35(3) :1131–1134, 1999.
- [59] T.W. Dawson, K. Caputa et M.A. Stuchly. « Numerical evaluation of 60 Hz magnetic induction in the human body in complex occupational environments ». *Phys Med Biol*, 44(4) :1025–1040, 1999.
- [60] TW Dawson, K. Caputa et MA Stuchly. « Organ dosimetry for human exposure to non-uniform 60-Hz magnetic fields ». *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 14(4) :1234–1239, 1999.
- [61] T.W. Dawson et M.A. Stuchly. « Effects of skeletal muscle anisotropy on human organ dosimetry under 60 Hz uniform magnetic field exposure ». *Phys. Med. Biol*, 43(5) :1059–1074, 1998.
- [62] PJ Dimbylow. « Induced current densities from low-frequency magnetic fields in a 2 mm resolution, anatomically realistic model of the body ». *Phys Med Biol*, 43(2) :221–30, 1998.
- [63] P. Dularet C. Geuzaine. « GetDP reference manual : the documentation for GetDP, a general
- [64] P. Bonnet, « Résolution des équations de Maxwell stationnaires et harmoniques par technique des volumes finis : Application à des problèmes de compatibilité électromagnétique », Rapport technique « Compatibilité Électromagnétique », Ecole Doctorale Sciences pour L’ingénieur, France.
- [64] A. Charoy, « Compatibilité électromagnétique », DUNOD, Paris2000.
- [65] W.P. Carpes Junior, « Modélisation tridimensionnelle par éléments finis destinée aux analyses de propagation d’onde et de compatibilité électromagnétique Thèse de Doctorat de l’Université Paris-Sud XI, juin 2000.
- [66] J.C. Kedzia, « Numerical EMC in ground transportation: how to manage efficiently realistic automotive problems », *Proceeding of the Euro-PAM Conference*, France, 2002.

- [67] U. Jakobus, M. Tröscher, D. Roux, « Using Feko and cablemod for the combined analysis of electromagnetic field/cable harness problems», Automotive EMC , Conference, Germany, November 2003.
- [68] F.G. Canavero, « The challenge of numerical EMC », Proc of the Euro- Pam 99 Conference, Darmstadt, Germany, October 1999.
- [69] A. Rubinstein, « Simulation of electrically large structures in EMC studies : application to automotive EMC », Thèse de Doctorat de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, octobre 2001.
- [70] M. EL Rhabi, «Analyse numérique et discrétisation par éléments spectraux avec joints des équations tridimensionnelles de l'électromagnétisme », Thèse de Doctorat de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris, décembre 2002 .
- [71] E, Jamelot, «Résolution des Equations de Maxwell avec des Eléments finis de Galerkin Continus ». Thèse de Doctorat de l'Ecole Polytechnique, Paris, Octobre, 2005.
- [72] R. Perrussel, « Méthodes multi niveaux algébriques pour les éléments d'arête. Application à l'électromagnétisme ». Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2005.
- [73] A. El-Lakkani. « Dielectric response of some biological tissues. ».Bioelectromagnetics, 22(4) :272
- [74] CM Furset OP Gandhi. « Calculation of electric fields and currents induced in a millimeterresolution human model at 60 Hz using the FDTD method ». Bioelectromagnetics, 19(5) :293–299,1998.
- [75] C. Gabriel, TYA Chan et EH Grant. « Admittance models for open ended coaxial probes and their place in dielectric spectroscopy ». Phys. Med. Biol, 39(12) :2183–2200, 1994.
- [76] C. Gabriel, S. Gabriel et E. Corthout. « The dielectric properties of biological tissues : I.Literature survey ». Phys. Med. Biol, 41(11) :2231–2249, 1996.
- [77] OG Martinsen, S. Grimnes et HP Schwan. « Interface phenomena and dielectric properties of biological tissue ». Encyclopedia of Surface and Colloid Science, pages 2643–52, 2002.
- [78] C. H. Dumey, H. Massoudi, and M. F. Iskander, Radiofrequerrcy Radiation Dosimetry Handbook, 4th cd., USAF SAM-TR-85-73, USAF School of Aerospace Medicine, Aerospace Med. Div. (AFSC), Brooks Air Force Base, TX, 78235-5301, Oct. 1986.