



**HAL**  
open science

# Modélisation Électromagnétique du Phénomène d'Interaction des Ondes GSM avec la Tête Humaine par la Méthode des Circuits Équivalents Généralisés (MoM-GEC) dans un milieu fermé.

Messaoudi Hafawa

► **To cite this version:**

Messaoudi Hafawa. Modélisation Électromagnétique du Phénomène d'Interaction des Ondes GSM avec la Tête Humaine par la Méthode des Circuits Équivalents Généralisés (MoM-GEC) dans un milieu fermé.. Modélisation et simulation. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2017. Français. NNT: . tel-01459679

**HAL Id: tel-01459679**

**<https://hal.science/tel-01459679>**

Submitted on 7 Feb 2017

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

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



République Tunisienne  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique  
Université de Tunis El Manar  
Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis



# THÈSE

En vue de l'obtention du  
DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE TUNIS EL MANAR

Délivré par :  
Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis

Discipline :  
TÉLÉCOMMUNICATIONS

Présentée et soutenue par :  
**Messaoudi Hafawa**  
Le : 09.01.2017

Modélisation Électromagnétique du Phénomène  
d'Interaction des Ondes GSM avec la Tête Humaine par la  
Méthode des Circuits Équivalents Généralisés (MoM-GEC)  
dans un milieu fermé

## Jury

Président : Pr. Ammar BOUALLAGUE, ENIT  
Rapporteurs : Pr. Ridha BOUALLAGUE, SUPCOM  
Rapporteurs : Pr. Rabah ATTIA, ENIT  
Examineur : Pr. Hatem RIMILI, ISSATM  
Directeur : Pr. Taoufik AGUILI, ENIT

Travail réalisé au sein du laboratoire Systèmes de Communications



Ecole Doctorale Sciences et Techniques de l'Ingénieur

# *Dédicace*

*Je dédie chaleureusement cette thèse.*

*A L'âme de mon père Mohamed Taher Messaoudi,  
Ma mère Halima pour son amour, sa patience et ses sacrifices.*

*Mes deux sœurs Samia et Imen,*

*Mes deux frères Nafaa et Saker,*

*Mon mari Zouhair et mes deux anges Ahmed et Essil*

*À tous mes bien aimées : Dorsaf et Meriem*

*Mes amis fidèles : Mohamed Bedoui, Mohamed Hajji, Mourad,*

*Housseem et Bilel qui n'ont pas mesuré leurs affectueux*

*encouragements.*

*À tous mes collègues.*

# Table de matière

Table de matière .....	3
Liste des figures.....	6
Liste des Tableaux.....	8
Indexation.....	9
Introduction générale.....	10
Chapitre I :Etat de l'art sur l'interaction entre les ondes GSM et la tête humaine .....	13
I.1. Introduction.....	13
I.2. Compatibilité électromagnétique .....	14
I.2.1. Définition .....	14
I.2.2. Sources de perturbation.....	14
I.2.3. La propagation des perturbations .....	15
I.3. La Biocompatibilité électromagnétique .....	16
I.3.1. Le Bioélectromagnétisme.....	16
I.3.2. Le Biocompatibilité électromagnétique .....	16
I.4. Téléphonie cellulaire mobile.....	16
I.4.1. Le spectre électromagnétique.....	17
I.4.2. Les zones de propagation .....	18
I.4.3. Caractéristiques de la téléphone mobile.....	19
I.4.4. Principe de fonctionnement de la téléphonie mobile .....	20
I.4.5. Les niveaux d'exposition .....	21
I.4.6. Puissance rayonnée absorbée par la tête humaine en téléphonie mobile .....	21
I.4.7. Des antennes utilisées en téléphonie mobile .....	23
I.5. Caractéristiques des tissus biologiques .....	24
I.6. Interaction onde/tissu biologique .....	25
I.6.1. Principe de l'interaction avec les basses fréquences .....	26
I.6.2. Principe de l'interaction avec les hautes fréquences .....	26
I.7. Les normes .....	27
I.8. Etudes épidémiologiques .....	28
I.8.1. Synthèse des études épidémiologique.....	28
I.8.2. Limitations des études épidémiologique.....	30
I.9. Etudes dosimétrique.....	30
I.9.1. Principe de la dosimétrie.....	30
I.9.2. Méthode de mesure du Débit d'absorption spécifique (SAR) .....	31

I.9.3. Limitations des études dosimétriques : .....	34
I.10. Effet de l'interaction onde/tête.....	35
I.10.1. Effet thermique .....	36
I.10.2. Effet non-thermique .....	36
I.11. Conclusion .....	37
Chapitre II :_Modélisation numérique du phénomène d'interaction des ondes GSM avec la tête humaine .....	38
II.1.Introduction.....	38
II.2. Synthèse des études .....	39
II.3. Les équations de Maxwell .....	40
II.4. Modèle géométrique du corps et de la tête humaine.....	42
II.5. Modèle géométrique du téléphone mobile.....	44
II.6. Modélisation numérique .....	45
II.6.1. Les méthodes pour les Hautes fréquences .....	45
II.6.1.a. La méthode des éléments finis (FEM) .....	45
II.6.1.b La méthode des différences finis (FDTD) .....	46
II.6.1.c. La méthode des Moments (MoM) .....	49
II.6.1.d. La méthode TLM (Transmission Line Matrix) :.....	52
II.6.2. Les méthodes pour les Basses fréquences .....	52
II.6.2.a. La méthode des impédances (IM).....	52
II.6.2.b. La méthode des différences finis (DFM).....	53
II.7. Les outils de simulation .....	54
II.8. Comparaison des méthodes numériques.....	54
II.9. Hybridation des méthodes numériques.....	55
II.10. Conclusion .....	56
Chapitre III :Méthode des circuits équivalents Généralisées MCEG.....	57
III.1. Introduction .....	57
III.2. Principe de la Méthode des circuits équivalents généralisés .....	58
III.3. Formulation mathématique.....	58
III.3.1. Fonction d'essai généralisée.....	59
III.3.1.a. Les sources virtuelles.....	59
III.3.1.b. Choix de la fonction d'essai .....	60
III.3.2. Les sources électromagnétiques .....	61
III.3.2.a. Les sources localisées .....	61
III.3.2.b. Les sources modales (Les sources étendues).....	63
III.3.3. Le schéma équivalent .....	65

III.3.3.a. Densité de courant surfacique $\vec{J}$ .....	65
III.3.3.b Opérateur impédance / Opérateur admittance .....	66
III.3.3.c Opérateur admittance ramenées .....	67
III.3.3.d Quadripôle de longueur de ligne $l$ .....	67
III.4. Méthode de Galerkin .....	70
III.5. Décomposition du champ E et de la densité de courant J .....	71
III.6. Modélisation d'une antenne dipôle dans un guide infini avec la méthode MCEG .....	72
III.6.1. Calcul du courant surfacique $J$ et du champ diffracté $E_e$ .....	73
III.6.1.a. Détermination de la distribution du courant $J$ .....	74
III.6.1.b. Détermination de la distribution du champ $E_e$ .....	75
III.6.2. Application de la méthode de Galerkin .....	75
III.6.3. Résultats numériques .....	77
III.6.3.a. Etude de la convergence .....	77
III.6.3.b. Etude de l'effet de la nature des parois du guide sur la distribution du champ .....	80
III.6.3.c. Etude de l'effet de la position des parois du guide sur la densité du courant .....	81
Chapitre IV :Application de la méthode MOM-CEG sur une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche de diélectrique dans un guide rectangulaire infini .....	83
IV.1. Introduction .....	83
IV.2. Une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche mince .....	83
IV.2.1. Schéma équivalent de la structure .....	85
IV.2.2. Application de la méthode de Galerkin .....	86
IV.3. Une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche d'épaisseur $l$ .....	88
IV.3.1. Schéma équivalent de la structure .....	89
IV.3.2. Application de la méthode de Galerkin .....	89
IV.4. Résultats numériques .....	91
IV.4.1. Distribution du courant et du champ .....	91
IV.4.2. Distribution du débit d'absorption spécifique SAR .....	92
IV.6. Conclusion .....	96
Conclusion générale .....	97
Annexe .....	99
Calcul des intégrales suivant la nature de guide .....	99
1. Murs électriques (EEEE) .....	99
2. Murs magnétique (MMMM) .....	100
3. Murs électriques-magnétiques (EMEM) .....	101
4. Murs électriques-périodiques (EPEP) .....	102
Références .....	104

# *Liste des figures*

Figure I.1: Modèle « Source/Victime/Couplage ».	14
Figure I.2 : Spectre des ondes électromagnétique : bandes de fonctionnement d'un téléphone mobile.	17
Figure I.3 : les quatre zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice	18
Figure I.4 : La chaîne RF d'un téléphone mobile ; a) en émission b) en réception	21
Figure I.5 : Interaction multiple entre antenne GSM et tête humaine	22
Figure I.6: Fantôme exposé au champ d'un téléphone mobile	23
Figure I.7 : Base dosimétrique SARA2 – Supélec	32
Figure I.8 : Modèle Supélec : a) DASY5 b) dosimétrie corps entier c) i-SAR	33
Figure I.9 : Modèle de tête a) Fantôme SAM (Specific Anthropomorphic Mannequin ; b) Modèle équivalent sphérique ; c) Modèle équivalent rectangulaire.	33
Figure I.10 : La variabilité des sources d'incertitudes influençant l'exposition humaine.	35
Figure II.1 : Modèle géométrique du corps humain : a) Modèle cylindrique ; b) Modèle sphéroïde.	43
Figure II.2 : Modèle en couche de la tête humaine : a) Modèle rectangulaire ; b) Modèle sphérique	44
Figure II.3 : Modèles anatomique de la tête humaine ; a) Homme ; b) Femme ; c)Enfant de 3 ans ; d) Enfant de 7 ans.	44
Figure II.4 : Cellule de Yee.	48
Figure II.5 : Fonction de base et de test : (a1) Fonction impulsion rectangulaire ; (a2) Approximation en escalier ; (b1) Fonction triangulaire linéaire ; (b2) Approximation linéaire par morceaux ; (c1) Fonction triangulaire sinusoïdale ; (c2) Approximation sinusoïdale par morceaux.	52
Figure II.6 : Vue d'une coupe du corps humain par la méthode des impédances.	53
Figure II.7 : Utilité de l'hybridation	56
Figure III.1: (a) source virtuelle de courant (b) source virtuelle de champ	59
Figure III.2 : Représentation symbolique, a) d'une source de courant localisée b) d'une source de tension localisée	62
Figure III.3 : Source planaire localisées, a) Source réelle de tension b) Source réelle de courant	63
Figure III.4 : Représentation symbolique de la source modale dans un guide, a) de champ b) de courant	64
Figure III.5 : Loi de Kirchhoff	66
Figure III.6: Schéma équivalent d'une admittance ramenée	67
Figure III.7 : Schéma équivalent de longueur de ligne	68
Figure III.8 : Schéma équivalent de longueur de ligne en présence de deux couches de diélectrique.	69
Figure III.9: Schéma démonstratif d'une antenne dipôle dans un guide rectangulaire infini	72
Figure III.10: Schéma équivalent d'une antenne dipôle	73
Figure III.11 : Etude de la convergence de la valeur de $z_{in}$ .	78
Figure III.12 : Convergence du courant J en fonction du nombre des fonctions test $N_e$	78
Figure III.13 : Distribution du courant J obtenue à la convergence.	79
Figure III.14 : Distribution du champ $E_e$ obtenue à la convergence.	79
Figure III.15: Normalisation de la distribution obtenue à la convergence a) de la densité de courant b) du champ diffracté	79
Figure III.16 : étude de la convergence pour différent nature de guide a) mur électrique b) mur magnétique c) mur électrique-magnétique d) mur électrique-périodique.	80
Figure III.17 : Distribution du champ pour différent nature de guide	81

Figure III.18 : La distribution de densité de courant le long de l'antenne dipôle pour différentes positions des murs latérales.-----	81
Figure III.19 : La distribution de densité de courant le long de l'antenne dipôle de longueur $L=78.85$ mm et opérant à $f=1,8\text{GHz}$ avec la méthode intégrale et la méthode MoM-GEC. -----	82
Figure IV.1 : Schéma démonstratif du modèle de tête en présence d'une antenne dipôle.-----	84
Figure IV.2: Couche mince de diélectrique -----	85
Figure IV.3: Schéma équivalent d'une source localisée et une modèle en couche (épaisseur faible). -	85
Figure IV.4 : Schéma équivalent d'une source localisée et un modèle en couche (longueur de ligne $l$ ). -----	89
Figure IV.5 : Courant $J$ pour une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche sans épaisseur et avec épaisseur dans un guide infini-----	92
Figure IV.6 : Champ $E_e$ pour une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche sans épaisseur et avec épaisseur dans un guide infini-----	92
Figure IV.7 : Variation du SAR dans un modèle de trois couches-----	93
Figure IV.8 : Variation du SAR dans un modèle de quatre couches -----	94
Figure IV.9 : Distribution du SAR dans un modèle de trois couches. a) à la surface de la couche peau b) au centre de la couche peau c) au centre de la couche crâne d) au centre de la couche cerveau. ----	94
Figure IV.10 : Distribution du SAR dans un modèle de quatre couches. a) au centre de la couche peau b) au centre de la couche graisse c) au centre de la couche crâne d) au centre de la couche cerveau. -	95



# *Liste des Tableaux*

Tableau I.1 : Caractéristiques des réseaux GSM 900, DCS 1800 et UMTS. -----	20
Tableau I.2 : Les extrêmement basses fréquences dans le téléphone mobile et dans le cerveau humain. -----	26
Tableau I.3 : Limitations des effets thermiques selon la partie du corps exposée-----	28
Tableau II.1 : Modèles anatomiques du corps humain. -----	43
Tableau II.2 : Logiciels de simulation -----	54
Tableau II.3 : Comparaison des trois principales méthodes numériques utilisées pour étudier les phénomènes induits dans le corps humain. -----	55
Tableau III.1 : Expression de l'opérateur impédance et admittance interne en fonction de la nature du guide -----	64
Tableau IV.1 : Propriétés diélectriques des tissus utilisées dans le modèle de tête pour $f=1.8\text{GHz}$ . ---	84
Tableau IV.2 : Valeurs de SAR pour différents modèles de la tête-----	95

# *Indexation*

*CEM : La Compatibilité électromagnétique*

*BCEM : la biocompatibilité électromagnétique*

*GSM : Global System for Mobile Communication*

*SAR : Taux d'Absorption Spécifique ou (Specific Absorption Rate)*

*RF : Radiofréquence*

$\vec{E}$  : *Champ électrique (V/m)*

$\vec{H}$  : *Champ magnétique (A/m)*

$\vec{D}$  : *Induction électrique*

$\vec{B}$  : *Induction magnétique (Tesla)*

$f$  : *Fréquence (Hz)*

$\lambda$  : *Longueur d'onde(m)*

$\epsilon$  : *Permittivité (F/m)*

$\epsilon_0$  : *Permittivité dans le vide*

$\epsilon_r$  : *Permittivité relative*

$\mu$  : *Perméabilité (H/m)*

$\mu_0$  : *Perméabilité magnétique dans le vide*

$\mu_r$  : *Perméabilité magnétique relative*

$J$  : *Densité de courant (A/m)*

$\sigma$  : *Conductivité électrique (S/m)*

$\rho$  : *Densité de charge (kg/m<sup>3</sup>)*

*MOM : méthode des moments*

*FDTD : Finit Difference Time Domain Method*

*FEM : Finit ElementMethod*

*MCEG : Méthode des Circuits Equivalent Généralisées*

*ICNIRP : International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*

*CIRC : Centre International de la Recherche sur le Cancer.*

*ELF : Extrêmement basses fréquences*

# *Introduction générale*

Le développement de la téléphonie mobile a constitué un nouvel axe d'étude, car il a engendré pour la première fois l'exposition d'une population importante à des champs électromagnétiques émis par des sources proches (antenne de téléphone, antenne relais, ...).

Les rayonnements électromagnétiques suscitent de multiples questions concernant leurs effets potentiels sur la santé de l'utilisateur de cette technologie, à court et à long termes, depuis une quinzaine d'années, moment où est apparu le téléphone cellulaire. Les effets possibles des ondes utilisées préoccupent les gens et les chercheurs. Et face à l'abondance de ces étranges rayonnements venus de nos moyens de communication, une question qui se pose concernant leurs effets sur l'être humain et en particulier sur la tête.

L'interaction électromagnétique entre l'antenne de téléphone mobile et les tissus biologiques a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche. En étudiant ce phénomène, on met l'accent sur l'effet de la présence de la tête sur les paramètres de l'antenne (gain, diagramme de rayonnement,...) et l'effet des ondes parvenues du GSM sur la tête (l'absorption d'énergie SAR).

En effet, lorsqu'une entité biologique est soumise à des ondes électromagnétiques, une interaction se produit avec les charges électriques du tissu qui peut produire un effet biologique qui peut être nocif à la santé. Bien que les effets à court terme d'une telle exposition soient assez bien connus, la communauté scientifique n'est pas unanime en ce qui concerne les effets à long terme sur la santé. Par conséquent une modélisation précise de la répartition des champs électromagnétiques dans la tête humaine est nécessaire. Cette modélisation doit tenir compte des particularités du "système" étudié, les propriétés électromagnétiques des tissus, qui sont très différentes de celles des matériaux habituellement étudiés en électromagnétisme, (ils sont partiellement connus) et la géométrie complexe des tissus qui constitue une difficulté majeure, aussi bien dans l'analyse mathématique que dans l'implémentation numérique.

L'étude de ce phénomène est indispensable car le niveau d'exposition est intense puisque le téléphone fonctionne à proximité de la tête humaine, et sera plus intense lorsque le cas d'une exposition dans un environnement partiellement fermé est traité. Ce dernier pourrait être, par exemple, l'intérieur d'une voiture.

Dans cette optique, notre travail consiste à la modélisation de la pénétration de l'énergie électromagnétique à travers un milieu biologique : la tête humaine. Par l'observation

des propriétés diélectriques de tissu humain, en fonction de la fréquence GSM 1.8 GHz, nous pouvons prédire l'effet biologique des ondes sur la santé. En effet, dans cette thèse nous développons un modèle mathématique en se basant sur les équations de Maxwell. Ce modèle permet de déterminer l'effet des champs électromagnétiques sur la tête humaine et la capacité de diffusion de l'énergie (RF) dans les différentes couches, plus précisément la plus exposée à ces rayonnements (la peau, le crâne et le cerveau), ceci est établi par le calcul de la puissance absorbée par les tissus de la tête humaine (SAR).

Ainsi, nous aborderons en détail la modélisation du phénomène d'interaction des rayonnements électromagnétiques incidentent, provenant des téléphones mobiles, avec la tête humaine en utilisant une méthode numérique basée sur la combinaison de la méthode de moment (MoM) et la méthode de résonance transverse (MGEC). Le modèle développé permet de calculer le champ total absorbé par la tête et le SAR provenant par le mobile.

Ce rapport s'articule autour de quatre chapitres dont le premier est consacré à une étude bibliographique générale. Dans cette étude, tout d'abord le problème à modéliser est situé d'un point de vue Biocompatibilité électromagnétique. Ensuite, une étude approfondie sur le phénomène d'interaction entre onde GSM et la tête est menée en mettant l'accent sur : le principe de fonctionnement de la téléphonie mobile, les propriétés diélectriques du tissu biologiques, les effets thermiques et athermiques, à courte ou à long terme et les principales normes.

Le deuxième chapitre présente une revue sur les différentes méthodes numériques utilisées en électromagnétisme et plus particulièrement utilisée pour étudier les phénomènes induits dans le corps humain pour les basses et hautes fréquences du GSM. A l'issue d'une étude comparative de ces différentes méthodes (MoM, FEM, FDTD,..), nous adoptons la méthode intégrale pour modéliser le phénomène d'interaction tête humaine et mobile. La méthode de circuits équivalents généralisés (MGEC) combinée avec la méthode des moments (MoM) est utilisée pour la résolution des équations intégrales développées.

Une étude de cas est présentée dans le troisième chapitre. Cette dernière consiste à l'établissement d'un schéma équivalent d'une structure rayonnante dont l'élément rayonnant est un dipôle résonant à une fréquence 1.8GHz. La formulation du problème est basée sur l'opérateur admittance. Le modèle développé est détaillé de ce chapitre et sera utilisé dans le chapitre suivant.

Le dernier chapitre est consacré à la modélisation du comportement d'une antenne dipôle en présence d'un modèle équivalent de la tête humaine. Une étude de convergence est menée en premier lieu, suivie du calcul de la distribution du courant et du champ afin de

vérifier les conditions aux limites. La distribution du SAR dans les différents tissus est négociée en étudiant deux modèles multicouches représentatifs de la tête humaine. Le premier modèle est constitué de trois couches (peau, crâne et cerveau) et le deuxième modèle est constitué de quatre couches (peau, graisse, crâne et cerveau) pour montrer l'effet des propriétés diélectriques des tissus et leurs rôles importants pour la protection du cerveau.

---

# *Chapitre I :*

## *Etat de l'art sur l'interaction entre les ondes GSM et la tête humaine*

---

### *I.1. Introduction*

L'évolution extrêmement rapide des différentes technologies dans le domaine de télécommunication plus particulièrement de la téléphonie cellulaire ainsi que la complexité croissante des dispositifs ont donné naissance à la Compatibilité ElectroMagnétique. La CEM définit des seuils de tolérance de ces dispositifs en termes d'émission et d'immunité. En revanche, elle ne définit pas les effets envers l'être humain, pour cela il a eu naissance de la biocompatibilité électromagnétique (BCEM).

En fait, le souci du public des effets des ondes électromagnétiques émises par le téléphone cellulaire sur la santé humaine est grandissant particulièrement leurs effets à long terme. Dans ce cadre, de nombreuses études ont déjà été réalisées et d'autres sont en cours. Elles ont permis d'identifier différents effets qui dépendent notamment des caractéristiques du téléphone, mais aussi de celles des tissus biologiques affectés par le rayonnement.

Seul l'effet thermique est connu par le comité scientifique, il dépend de la quantité de rayonnement absorbée par le corps humain. Le respect des normes de sécurité permet de s'en protéger. En revanche, les effets non-thermiques ne sont pas clairement établis, c'est sur ces derniers que portent actuellement les travaux de recherche. D'autant plus qu'il y a une incertitude scientifique par rapport à la mesure de ces nuisances.

L'analyse de l'interaction entre les ondes parvenues principalement de téléphones mobiles et le corps humain consiste à étudier le principe de fonctionnement du téléphone mobile et les différentes caractéristiques biologiques des tissus vivants en s'intéressant plus particulièrement à la tête humaine.

Dans la première partie de ce chapitre, nous abordons les différents aspects de la compatibilité électromagnétique (CEM) et nous définissons la biocompatibilité électromagnétique (BCEM). Ensuite nous présentons une étude bibliographique sur un cas particulier de BCEM dans lequel s'inscrit notre travail : Il s'agit de l'interaction entre la tête humaine et l'onde GSM.

Afin de mettre en évidence les différents éléments de cette interaction, la deuxième partie de ce chapitre présente le principe de l'interaction, les caractéristiques des transmissions d'un GSM et les niveaux d'exposition, les caractéristiques biologiques des tissus vivants et la définition des deux catégories d'effets possibles de cette interaction. On met l'accent sur les principales normes existantes qui sont définies dans le but d'assurer la protection des utilisateurs de cette technologie.

## 1.2. Compatibilité électromagnétique

### 1.2.1. Définition

La compatibilité électromagnétique (EMC Electromagnetic Compatibility), est l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans son environnement [1].

Le modèle « Source/Couplage/Victime » est adopté pour l'étude ou la modélisation de la CEM, à savoir :

- Source : l'émetteur du signal perturbateur ou signal parasite
- Victime : le récepteur de ce signal
- Couplage : l'interaction entre la source et la victime telle qu'il est présenté dans la Figure (I.1).



Figure I.1: Modèle « Source/Victime/Couplage ».

### 1.2.2. Sources de perturbation

Les perturbations électromagnétiques sont des phénomènes électromagnétiques susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même.

Néanmoins, toute onde électromagnétique, conduite ou rayonnée, capable d'influencer le comportement d'un système électronique est considérée comme perturbation électromagnétique.

Les sources de perturbation peuvent être soit d'origine naturelle telles que :

- La foudre (décharge électrostatique entre nuages ou entre nuage et sol) ;
- Les rayonnements cosmiques et en particulier solaires

Soit des perturbations qui découlent de l'activité humaine. Dans ce cas, nous pouvons distinguer trois catégories [2]:

- Les sources de perturbation qui proviennent de l'utilisation de l'électricité:
- Les décharges électrostatiques qui impliquent le corps humain ou des matériaux mis en mouvement par l'homme.
- Les sources de rayonnement électromagnétique créées par l'homme (téléphones portables). C'est notre cas d'étude.

Les perturbations électromagnétiques peuvent également se propager sans conducteurs communs entre la "source" et la "victime".

### *1.2.3. La propagation des perturbations*

Les perturbations sont par la suite classées selon leur mode de transmission [2] :

- Perturbations rayonnées : lorsque les circuits électriques sont soumis à des différences de potentiel et/ou parcourus par des courants, ils produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, la fréquence et la distance par rapport à la source.
- Perturbations conduites : Les perturbations électromagnétiques peuvent également être transmises en utilisant comme vecteur les connexions électriques entre différents équipements. Ces perturbations sont alors nommées perturbations conduites. Bien évidemment ces courants et tensions parasites circulant dans les câbles où fils interconnectant des équipements entre eux vont eux-mêmes rayonner. De même les perturbations rayonnées vont pouvoir induire des courants et tensions parasites dans les différentes interconnexions.

Les perturbations conduites et rayonnées sont donc intimement couplées.



### *1.3. La Biocompatibilité électromagnétique*

La compatibilité électromagnétique ne concerne, par définition, que les effets envers les équipements, et non envers les personnes ou autres entités biologiques. Toutefois, plusieurs phénomènes électromagnétiques sont à considérer : les effets thermiques et les effets non thermiques. Dans ce cas une autre définition est utilisée : C'est la biocompatibilité.

#### *1.3.1. Le Bioélectromagnétisme*

Le Bioélectromagnétisme est la production de champs électriques, magnétiques ou électromagnétique par les cellules, les tissus ou les organismes vivants. Ces derniers font usage de la bioélectricité pour stocker de l'énergie issue du métabolisme, pour produire ou transduire des signaux à d'autres cellules. Le Bioélectromagnétique est donc le cadre d'étude des champs électromagnétiques résultants des champs bioélectrique et biomagnétique de l'être vivant. Il regroupe les compétences en biologie (physiologie cellulaire) en physique (électromagnétisme) et en chimie (potentiel redox) [3], [4].

#### *1.3.2. Le Biocompatibilité électromagnétique*

Etre biocompatible électromagnétiquement un processus, un objet, un appareil qui émet un champ électromagnétique de faible ou forte intensité dans diverses fréquences du spectre électromagnétique et qui n'exerce directement ou indirectement, à courte ou long terme, aucun effet néfaste sur la santé ou l'équilibre d'un organisme vivant. La mise en biocompatibilité électromagnétique est la suppression ou la diminution maximale des perturbations biologiques induites par un processus, objet, appareil ou facteur irradiants [5], [6].

### *1.4. Téléphonie cellulaire mobile*

Depuis leur découverte au 19<sup>ème</sup> siècle, les ondes électromagnétiques ont été utilisées pour transmettre des signaux (sons, images, données,..) à distance. Avec le développement de la téléphonie mobile, les seules fréquences disponibles restaient les fréquences supérieures à 800 MHz. Les stations relais GSM (900 et 1800 MHz) et UMTS (1900 - 2200 MHz) ont une zone de couverture limitée appelée "cellule", d'où l'appellation de "réseau cellulaire". L'ensemble du territoire à servir doit être couvert par un maillage continu.

### I.4.1. Le spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique est l'ensemble des ondes de fréquences et de fonction différentes. La Figure (I.2) classe les principaux groupes d'ondes. Nous nous intéressons aux fréquences utilisées dans la téléphonie mobile.

Les Basses Fréquences s'étendent de 30 Hz à 30 KHz. Ces champs électromagnétiques basse fréquence ont été classés par le CIRC dans la catégorie des cancérigènes possibles.

Les Radiofréquences s'étalent sur une bande de 30 KHz à 300 MHz. Cette partie du spectre électromagnétique a la propriété d'être transmise à grandes distances (plus de 10000 km). Elles n'interagissent que faiblement avec la matière vivante.

Les Hyperfréquences ou micro-ondes (0,3 GHz à 300 GHz), ces fréquences ne se réfléchissent pas sur l'ionosphère. Les hyperfréquences pulsées (relais de télévision, réseaux de téléphonie mobile (GSM, UMTS), téléphones d'intérieur DECT, systèmes de transferts de données (WIFI, WIMAX, Bluetooth), radars et répéteurs paraboliques, fours à micro-onde, etc.) ont été récemment classées dans la catégorie des fréquences probablement cancérigènes (Groupe 2B), associé à l'utilisation du téléphone portable. Ces ondes traversent la plupart des matériaux (sauf les métaux).

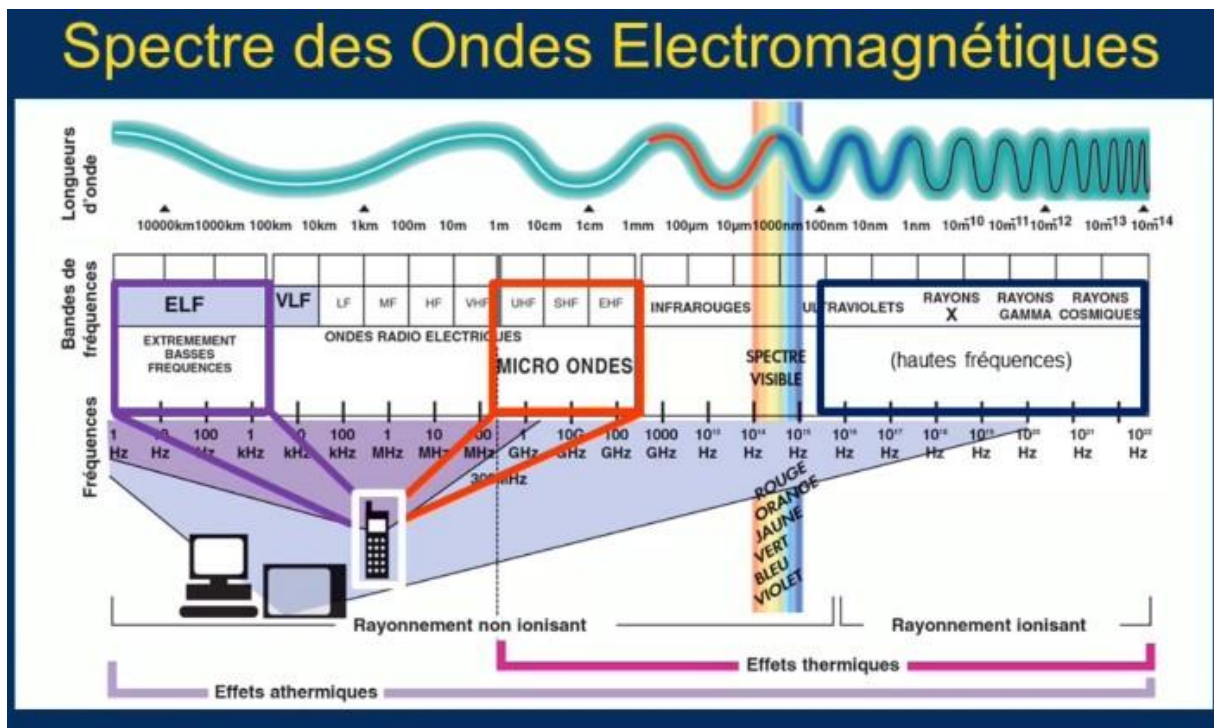


Figure I.2 : Spectre des ondes électromagnétique : bandes de fonctionnement d'un téléphone mobile.

Nous pouvons les regrouper aussi sous le terme rayonnements non ionisants (RNI) toutes les ondes dont l'énergie n'est pas suffisante pour rompre les liaisons moléculaires par un phénomène d'ionisation à l'origine notamment d'effets mutagènes et cancérogènes.

Les effets thermiques ne sont enregistrés qu'à partir des micro-ondes alors que téléphones portables et autres appareils émetteurs ont des fréquences allant des ELF aux hautes fréquences. Il est bien connu que les micro-ondes sont absorbées par les premiers millimètres de notre chair alors que les extrêmement basses fréquences (ELF) nous traversent complètement, sans que rien ne les absorbe ou ne les atténue [7].

Pour mieux appréhender le problème de téléphonie mobile dans son ensemble et des conséquences possibles de l'usage de cette technologie sur la santé, il est indispensable ici de s'arrêter brièvement sur les principales caractéristiques de transmission et les niveaux d'exposition. Nous commençons par expliquer le principe de fonctionnement et nous présentons les différentes antennes utilisées dans la téléphonie mobile.

#### 1.4.2. Les zones de propagation

L'onde électromagnétique n'a pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace autour d'une source. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, il convient donc de découper l'espace en différentes zones [54]. Classiquement, en s'éloignant de l'antenne émettrice, nous distinguons quatre zones de propagation Figure (I.3) : Le champ proche peut être divisé en deux régions, champ proche réactif et champ proche rayonnant.

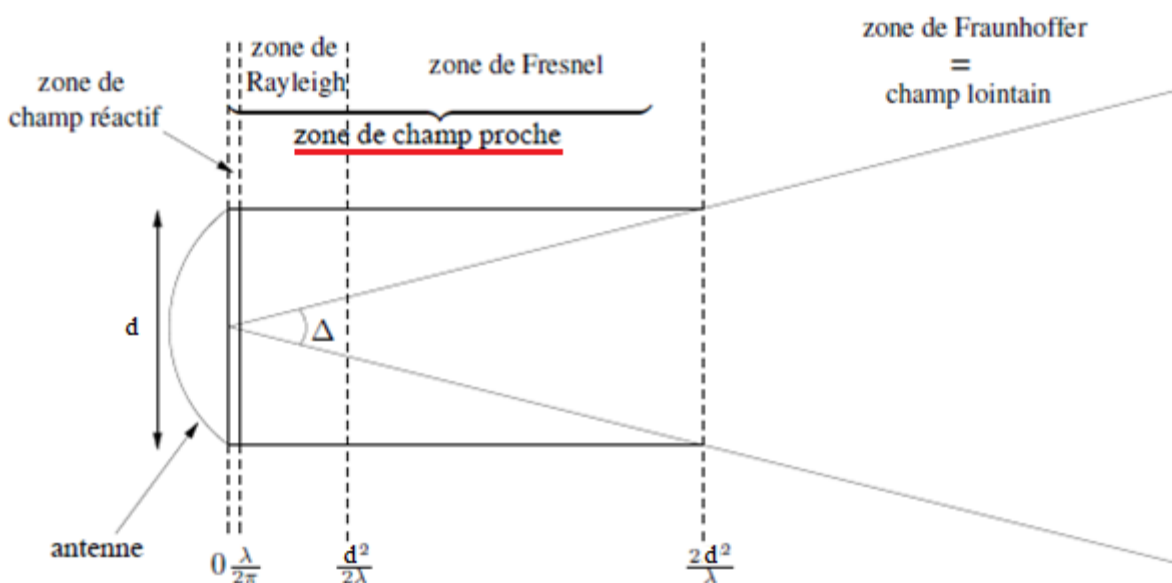


Figure I.3 : les quatre zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice

La zone de champ réactif : est très "mince" et se situe à une distance de l'antenne inférieure à  $\frac{\lambda}{2\pi}$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde, ce qui fait environ 2.6 cm pour une antenne GSM rayonnant à 1800MHz. Dans cette zone, les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables devant les phénomènes radiatifs.

La zone de Rayleigh : se situe à des distances de l'antenne comprises entre  $\frac{\lambda}{2\pi}$  et  $\frac{d^2}{2\lambda}$ ,  $d$  étant la plus grande dimension de l'antenne. L'énergie électromagnétique est confinée dans un cylindre autour de l'ouverture rayonnante. Il y a peu de divergence de l'onde.

La zone de Fresnel : est une zone intermédiaire située entre  $\frac{d^2}{2\lambda}$  et  $\frac{2d^2}{\lambda}$ . L'onde diverge naturellement. A la limite supérieure de la zone de Fresnel, l'ouverture vue de l'antenne est égale à la largeur angulaire du lobe principal  $\frac{2\lambda}{d}$ . La zone de Fresnel associée à la zone de Rayleigh, constituent la zone de champ proche de l'antenne.

La zone de Fraunhofer : se situe au delà de  $\frac{2d^2}{\lambda}$  et constitue ce que nous appelons la zone de champ lointain de l'antenne. L'énergie rayonnée est confinée dans un faisceau conique et les ondes sont localement quasiment planes.

Nous s'intéressons dans notre cas du champ proche où l'hypothèse d'onde localement plane n'est plus valable et les méthodes asymptotiques de rayons ne prennent pas correctement en compte les objets du champ proche. Le calcul du champ électromagnétique requiert alors la mise en œuvre de résolution numérique directe des équations différentielles de Maxwell. Parmi ces méthodes, nous traiterons plus particulièrement la méthode des moments qui est la plus adaptée à la résolution des équations de Maxwell en milieu infini et qui est détaillée dans la section (1.3).

### *1.4.3. Caractéristiques de la téléphone mobile*

Le téléphone mobile est une source radiofréquence modulée par des basses fréquences. Il se répartit actuellement en plusieurs réseaux. Ces derniers émettent un signal sinusoïdal de fréquence variable selon le fournisseur. Les fréquences de ces réseaux sont récapitulées dans le Tableau (1).

L'utilisation de cette technologie a connu une augmentation brutale et est devenu un phénomène de société. D'abord, réservé à des usages professionnels, il s'est répandu jusqu'à devenir le moyen de communication privilégié d'un grand nombre de personnes [8].

Normes	Puissances	Voies	Bandes de fréquences (MHz)
GSM 900	2W	Montante	880-915
		Descendante	925-960
DCS 1800	1W	Montante	1710-1785
		Descendante	1805-1880
UMTS	250mW	Montante	1885-2025
		Descendante	2110-2220

Tableau I.1 : Caractéristiques des réseaux GSM 900, DCS 1800 et UMTS.

#### I.4.4. Principe de fonctionnement de la téléphonie mobile

Le signal numérique en émission est transmis en bande de base. Après modulation et codage, le signal est mélangé avec un signal porteur (à la fréquence  $f_0$ ) pour translater les informations dans la bande d'émission désirée. L'utilisation de la fréquence porteuse permet de transmettre le signal dans l'air et de concevoir des systèmes électroniques réduits en dimensions. Par la suite, le signal arrive à l'amplificateur de puissance. Le signal passe finalement à un commutateur qui fournit une logique de commande. L'antenne fonctionne comme un transducteur qui transforme et émet le signal par des ondes électromagnétiques.

En mode réception, le commutateur sélectionne le signal reçu par l'antenne et sera filtré par un filtre passe-bande qui rejette les fréquences parasites situées en dehors de la bande utile de réception. Ensuite, un amplificateur faible bruit amplifie le signal reçu avec un minimum de bruit ajouté. Le mélangeur transpose le signal présent qui est porté ensuite en bande de base. Le démodulateur restitue le signal modulant et renvoie au bloc de décodage. (voir Figure (I.4)) [9].

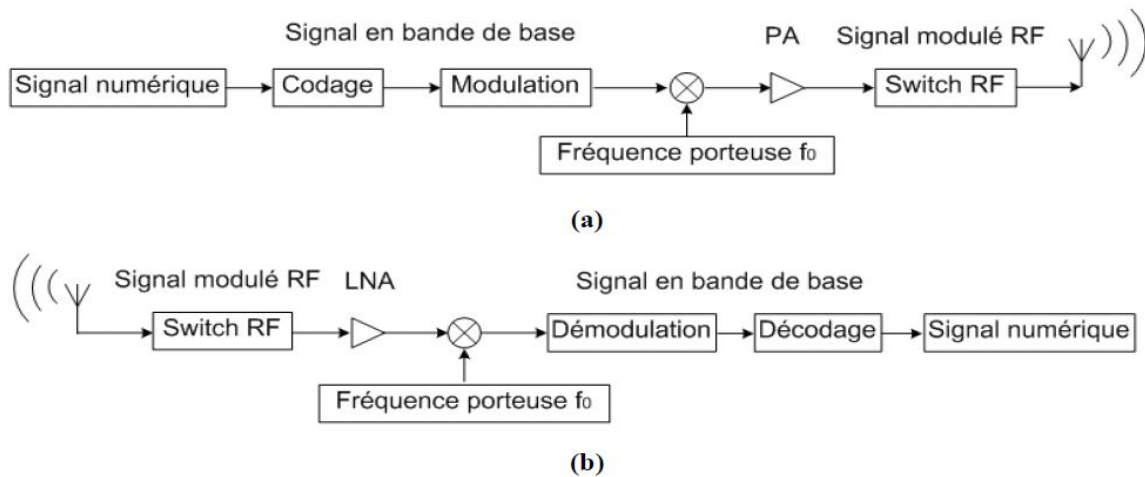


Figure I.4 : La chaîne RF d'un téléphone mobile ; a) en émission b) en réception

#### 1.4.5. Les niveaux d'exposition

Pour garder le contact en veille, le téléphone mobile émet régulièrement d'environ une impulsion par heure vers la station de base. Aussi, le niveau d'exposition des utilisateurs est susceptible de varier et de devenir de plus en plus puissant avec l'utilisation en mauvaises conditions de transmission (sous-sol, en mouvements, pluie ...), lors des communications longues durées et lors d'une conversation téléphonique dans un véhicule. La situation s'aggrave encore dans les zones mal desservies et sur les autoroutes où les champs atteignent des niveaux records.

Le téléphone mobile est placé à très courte distance de la tête de l'utilisateur (collé à la tête ou bien éloigné de quelques centimètres), ce qui engendre un niveau de champ électromagnétique élevé induit dans la tête qui sera réduit en s'éloignant. La polarisation du mobile et son orientation par rapport à la tête sont des points très importants qui sont mis en considération dans plusieurs études. Les principales polarisations étudiées sont la polarisation verticale, la polarisation horizontale et la polarisation inclinée (due à la forme bombée de la joue).

Encore, il faut tenir compte des effets possibles de doses cumulées d'ondes et des différents degrés d'absorption entre les divers tissus.

#### 1.4.6. Puissance rayonnée absorbée par la tête humaine en téléphonie mobile

L'absorption de la puissance par le corps humain se fait de deux manières (Figure (I.5):

## Chapitre I : Etat de l'art sur l'interaction entre les ondes GSM et la tête humaine

- La puissance rayonnée par l'antenne-relais, qui est plus faible par rapport aux radiations électromagnétiques produites par le mobile puisque la distance entre corps humain et antenne est plus grande.
- La puissance rayonnée par le mobile qui est plus intense puisque le mobile est à proximité de la tête donc les radiations incidentes sont plus intense.

La puissance rayonnée par l'antenne relais et le mobile et absorbée par le tissu biologique humain est donnée par les formules suivantes :

$$P_{ray\_BTS} = \frac{P_{t\_BTS} G_{BTS} S_{BTS}}{4\pi d_1^2} \quad (I.1)$$

$$P_{ray\_BTS} = \frac{P_{t\_GSM} G_{GSM} S_{GSM}}{4\pi d_2^2} \quad (I.2)$$

Avec :  $P_{t\_BTS}$  : La puissance rayonnée par la station de base captée par le corps.

$P_{t\_GSM}$  : La puissance rayonnée par le mobile captée par le corps.

$G_{BTS}$  : Gain de l'antenne BTS.

$G_{GSM}$  : Gain du mobile.

$S_{BTS}$  et  $S_{GSM}$  : Surface équivalent.

$d_1$  : Distance entre antenne-relais et corps humain.

$d_2$  : Distance entre téléphone mobile et corps humain.

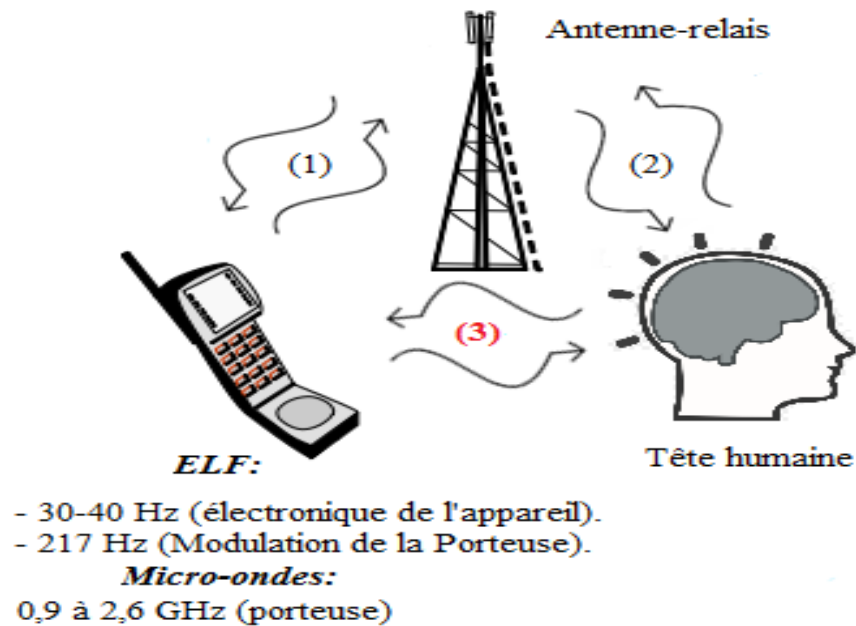


Figure I.5 : Interaction multiple entre antenne GSM et tête humaine

La transmission du portable vers l'antenne-relais est appelée voie montante (up-link) (1), la transmission de l'antenne-relais vers le portable (2) est appelée voie descendante (down-link). (3) est l'interaction entre portable et tête de l'utilisateur [10].

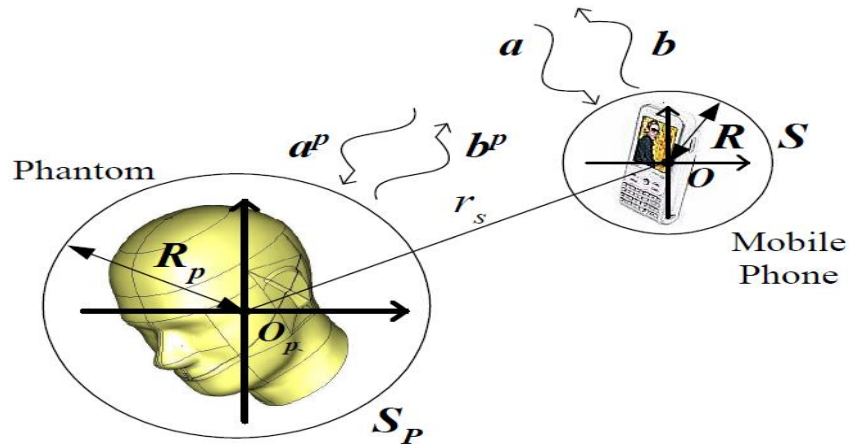


Figure I.6: Fantôme exposé au champ d'un téléphone mobile

La présence de l'utilisateur peut influencer les paramètres de l'antenne tel que l'impédance d'entrée, la distribution de courant, la puissance rayonnée, etc... (Figure (I.6)). La perte de puissance rayonnée d'une antenne en présence de l'utilisateur est reliée en deux aspects :

- L'absorption
- La désadaptation

#### I.4.7. Des antennes utilisées en téléphonie mobile

L'évolution des standards a un impact direct sur les antennes et leur construction. La tendance actuelle met souvent l'accent sur un design de téléphone plus fin. Le nombre de bandes à couvrir augmente en même temps que l'évolution de la technologie. D'ailleurs, d'autres fonctionnalités font aussi leur apparition dans le monde de la téléphonie mobile.

Plusieurs types d'antennes sont utilisés nous en citons : l'antenne monopôle, le dipôle, l'antenne hélicoïdale, l'antenne patch ou l'antenne PIFA. Une comparaison entre deux types est faite pour étudier les effets d'antenne sur la tête et vice-versa ainsi la distribution du champ et du débit d'absorption spécifique. Les antennes peuvent être montées à l'extérieur ou bien intégrées. Notons qu'il y a une tendance remarquable vers le développement d'antenne intégrées qui sont physiquement plus avantageuses comparées aux antennes montées à l'extérieur [9].



Des antennes externes sont conçues en premier lieu puis peu à peu des antennes intégrées dans les coques prennent leur place, en raison du marché qui met l'accent sur la robustesse et le confort d'utilisateur.

Le Planar Inverted-F antenna (PIFA) était un concept d'antenne très répandu sur beaucoup de téléphones mobiles grâce aux bonnes performances et le volume sous l'antenne qui est utilisable par d'autres composants. Il existe plusieurs PIFA, en modifiant la forme du patch voir C-patch/ E-patch/ I-patch/ S-patch. Le FICA (Folded Inverted Conformal Antenna) est un nouveau concept d'antenne patch. Elle a une forme symétrique, il présente une résonance naturelle supplémentaire en bande haute [10].

Les dernières années, les antennes en métamatériaux offrent plusieurs avantages lors de la conception d'un téléphone cellulaire par rapport à d'autres types d'antennes. Ils émettent beaucoup moins d'énergie de RF près de la tête et offrent une haute performance qui n'est pas altérée par l'intervention de la main et de la tête de l'utilisateur. En effet, la technologie de métamatériaux permet de confiner le courant dans la zone qui est près de la structure de l'antenne, ce qui a comme effet d'éloigner une grande partie de l'énergie RF de la tête et de la main de l'utilisateur. Ces antennes sont imprimées directement sur une carte de circuits imprimés, elles s'utilisent plus facilement dans les espaces restreints qui possèdent moins de points d'accès sur la carte de circuits imprimés. Une antenne en métamatériaux peut fonctionner dans différentes bandes de fréquences cellulaires (700-2.7GHz) en utilisant des modèles d'alimentations uniques et multiples, ce qui réduit la nécessité d'utiliser des commutateurs d'antenne.

### *1.5. Caractéristiques des tissus biologiques*

L'être humain est un système biologique électromagnétique. Il est à la fois récepteur et émetteur d'ondes électromagnétiques. L'activité biologique des êtres vivants est régie par des processus électriques base de leur fonctionnement, engendrent des ondes électromagnétiques.

À l'échelle macroscopique, le corps humain est composé d'une grande variété de milieux biologiques ayant des propriétés très différentes. Ces milieux peuvent être des liquides ou des tissus composés d'un ensemble de cellules.

Les tissus vivants sont des matériaux complexes. Comparés aux matériaux habituellement étudiés, le corps humain est un milieu fortement hétérogène composé d'une multitude de constituants ayant chacun des propriétés très spécifiques. Ils sont principalement constitués d'eau. Ils se comportent comme un matériau diélectrique à pertes. Gabriel et al ont

montré que les paramètres électriques dépendent fortement de la fréquence à laquelle sont étudiés les phénomènes.

Généralement les tissus sont divisés en deux principales catégories :

- Tissu à forte teneur d'eau : l'eau ayant un coefficient diélectrique élevé. Il cause la perte d'une grande quantité d'énergie de l'onde qui la traverse. Ceci se traduit par un échauffement et une faible pénétration. C'est le cas des muscles et de la peau qui jouent un rôle de protection extérieure du corps.

- Tissu à faible teneur d'eau : c'est une matière qui ne contient pas d'eau et présentant un faible coefficient diélectrique (par exemple l'os et la graisse). Les ondes la traversent en perdant un minimum d'énergie. Par conséquent, nous pouvons conclure que le crâne ne nous protège pas contre les hyperfréquences [12].

Comparée aux matériaux diélectriques classiques, la permittivité de la plupart des constituants du corps humain est élevée. Par ailleurs, bien que faiblement conducteurs, les tissus biologiques ont une conductivité non-nulle et ne peuvent donc être considérés comme des matériaux isolants. D'un point de vue général, plus un tissu est constitué d'eau, plus il est conducteur, plus il est sec, plus il est résistant. En raison de ses propriétés peu courantes, les équations décrivant les champs électromagnétiques (plus précisément les approximations des équations de Maxwell) doivent être utilisées prudemment [13].

## *1.6. Interaction onde/tissu biologique*

L'organisme vivant est le support d'une activité électromagnétique très diversifiée qui influe sur des fréquences particulières et essentielles dans le maintien de la vie. Il est donc très compréhensible que les organes vitaux réagissent avec une sensibilité plus ou moins grande à une irradiation du type GSM.

Comme c'est observé dans le spectre électromagnétique, des extrêmement basses fréquences sont présentes dans le signal du téléphone mobile. En effet, les hyperfréquences émises par ces appareils sont modulées en amplitude et pulsées en extrêmement basses fréquences. Nous savons bien que de nombreuses activités biologiques de nature oscillatoire et caractérisées par une fréquence particulière ont lieu au niveau cellulaire (Tableau (2)). Intuitivement, nous pouvons comprendre que ces activités risquent d'être perturbées lorsqu'elles sont soumises à un rayonnement de fréquence proche (prenant l'exemple du cerveau), le signal pulsé peut pénétrer à l'intérieur de la structure biologique du cerveau.

Extrêmement basses fréquences dans le téléphone mobile.	Extrêmement basses fréquences dans le cerveau
2 Hz	Onde 'Delta' [0,5-4 Hz]
4,3 Hz	Onde 'Thêta' [4-8 Hz]
8 Hz	Onde 'Alpha' [8-12 Hz]
16 Hz	Onde 'Bêta' [13-30 Hz]

Tableau I.2 : Les extrêmement basses fréquences dans le téléphone mobile et dans le cerveau humain.

### *1.6.1. Principe de l'interaction avec les basses fréquences*

Une charge superficielle est induite à la surface du corps humain exposé aux champs électriques externes. Ce phénomène se traduit à l'intérieur de l'organisme vivant par l'apparition de courants capable de déplacer les charges électriques à la surface du corps.

Dans le cas d'une exposition aux champs magnétiques, l'interaction physique crée des champs électriques induits, et provoque un courant induit à l'intérieur du corps humain. Les courants induits par des champs magnétiques sont de faible intensité et ne sont pas perceptibles. Par contre, l'exposition à des charges magnétiques intenses peut provoquer des recouvrements immédiats.

### *1.6.2. Principe de l'interaction avec les hautes fréquences*

Pour les radiofréquences, il existe un phénomène d'absorption d'énergie par les tissus, différente selon la fréquence :

- En-dessous de 20MHz, l'absorption préférentielle se fait au niveau du cou et des jambes. A
- Au-dessous de 200MHz, l'absorption devient corps entier.

La profondeur de pénétration est plus faible pour des fréquences plus élevées, en contrepartie d'une absorption tissulaire plus élevée. Il existe finalement une dose d'absorption spécifique (SAR) qui pénètre. Cette énergie est définie en W/Kg de tissu.

Lors de son absorption, l'onde va entraîner deux effets :

- Le premier effet est thermique, avec une élévation de la température locale : c'est l'effet 'micro-onde' des ondes hautes fréquences, lié à la création de mouvements aléatoires, en particulier des molécules d'eau, qui créent de l'énergie thermique.

- Le deuxième effet est lié à la génération d'ondes de choc à type de vibrations, particulièrement pour les ondes basses fréquences en mode pulsé. A l'heure actuelle, les effets sanitaires du rayonnement électromagnétique sont dus à l'effet thermique, et la problématique persiste sur les effets d'une exposition chronique aux effets vibratoires.

## *1.7. Les normes*

Les normes actuelles, fixées pour l'exposition des personnes, consistent à limiter l'intensité des rayonnements. Elles sont établies exclusivement par la mesure physique de la quantité d'énergie rayonnée par l'émetteur ou absorbée par la matière inerte qui y est exposée (SAR).

Les normes EM sont formulées par gamme de fréquences et par mode d'exposition (intensité, puissance).

- Aucune norme n'est établie pour les ELF d'un téléphone cellulaire.
- Aucune recommandation ou directive ne tient compte des effets non-thermiques des signaux ELF d'une station-relais.

Les normes de sécurité humaine, qui sont encore absurdement basées sur des considérations strictement thermiques, c'est-à-dire exclusivement d'intensité, telles que les normes de l'ICNIRP [14] ou CENELEC [15] permettent cependant des expositions pour les usagers à des champs électromagnétiques plus forts que la norme.

Les normes ou plutôt les recommandations pour la téléphonie mobile ne concernent que les niveaux d'exposition pouvant entraîner des effets de réchauffement des tissus, de façon aiguë et à court terme, en réponse directe à des 'fortes doses'. Les normes d'émission des téléphones cellulaires, valables pour la gamme des fréquences des micro-ondes de 0,9 à 1,9 GHz, sont basées sur l'échauffement quantifié par l'évaluation du SAR.

Pour les limites recommandées des téléphones portables, seul l'effet thermique (SAR) des micro-ondes est quantifié alors que les ELF et leurs effets non-thermiques ne sont pas pris en compte. Cependant, malgré cette limitation ou la réduction progressive de l'intensité des micro-ondes par les constructeurs, et même après la suppression totale, expérimentalement, des micro-ondes, les perturbations biologiques se manifestent avec la même gravité.

Afin d'éviter l'effet d'échauffement excessif des tissus biologiques, la directive fixe une limite de débit d'absorption spécifique (SAR) déposée sur une masse de matière biologique (Tableau (I.3)).

L'objectif de cette limitation est de faire en sorte que la thermorégulation de l'organisme soit capable d'évacuer l'énergie thermique déposée par l'onde incidente. Il est admis que l'échauffement des tissus ne doit pas dépasser 1°C. En point de repère, nous notons que le SAR moyen sur le corps entier à partir duquel un échauffement pourrait apparaître est de 4W/Kg.

Débit d'absorption spécifique (SAR)	Limitation	Limites (ICNIRP)	Limites (IEEE/ANSI/FCC)
	La directive Européenne 2004/40/CE [0,3-10GHz]	Bande GSM	
SAR moyen corps entier	0,4 W/Kg	0,08 W/Kg	0,08 W/Kg
SAR Local (Tête et tronc)	10 W/Kg	2 W/Kg	1,6 W/Kg
SAR Local (membres)	20 W/Kg	4 W/Kg	

Tableau I.3 : Limitations des effets thermiques selon la partie du corps exposée

En pratique, l'étude de l'exposition passe soit directement par l'évaluation du champ électrique dans les tissus, soit indirectement par l'évaluation du champ incident émis par les antennes et la comparaison aux niveaux de référence défini par l'ICNIRP [14].

## 1.8. Etudes épidémiologiques

### 1.8.1. Synthèse des études épidémiologique

Les études épidémiologiques mettent en évidence une relation entre l'utilisation intense du téléphone mobile et quelques syndromes tels que fatigue, sensation de chaleur sur l'oreille, sentiment d'inconfort pendant une longue durée de communication (plus de deux minutes et pour plusieurs fois par jour).

D'autres effets ont été observés chez l'homme tel qu'une perturbation de l'activité électrique cérébrale, une modification du sommeil et de la pression artérielle, une modification du flux sanguin au niveau de l'oreille que la personne utilise pour téléphoner, une modification de la fonction auditive ou une perte auditive, des maux de tête et de l'oreille et des difficultés de concentration [17].

Quant aux effets cancérogènes, des études sont achevées et d'autres sont en cours. Une augmentation de la fréquence des tumeurs bénignes du cerveau. Une apparition de tumeurs malignes du cerveau affectant la tranche d'âge entre 20-29 ans. Ces tumeurs surviennent plus du côté de l'oreille la plus utilisée. Une augmentation du cancer des ganglions lymphatiques et du mélanome uvéal (cancer très agressif de l'oreille) [17].

Les résultats portent quelques contradictions concernant quelques termes. La grande contradiction porte sur la perméabilité de la barrière hémato-encéphalique (BHE) et la modification du profil de l'expression protéique plus précisément de la protéine de choc thermique (HSP).

Un autre terme est mis en considération dans des études épidémiologiques, il s'agit de la sensibilité aux hyperfréquences, qui n'est pas la même pour tout le monde. Il existe une sensibilité individuelle à ces ondes. En effet, étant soumise à une même exposition, certaines personnes peuvent présenter des difficultés cliniques plus que d'autres. Selon l'IRPA, cette électrosensibilité individuelle serait d'ordre génétique et également dépendante de l'âge et du sexe de la personne exposée [18].

Nous ne pouvons pas ignorer les effets combinés liés à l'exposition à d'autres sources de rayonnement électromagnétique. Ce qui permet de conclure que les effets non-thermiques peuvent exister seulement pour une exposition intense et pendant de longues durées de communication et apparaissent à long terme lorsque l'organisme vivant n'arrive plus à régulariser sa température et à maintenir ces activités à leur rythme habituel.

En revanche, à l'heure actuelle, aucun élément ne permet de prévoir des conséquences physiopathologiques correspondantes. Des études à long terme pourraient apporter des réponses à ces questions en précisant si ces réactions sont assimilables à une réponse de défenses ou une adaptation cellulaire efficace au stimulus représenté ici par les ondes du téléphone mobile.

L'office fédéral de l'environnement suisse a déclaré en 2006 que certains effets associés à l'exposition de l'homme aux téléphones mobiles sont à considérer comme probables en signalant l'insuffisance des données scientifiques, tant épidémiologique, qu'expérimentales, en particulier sur une large durée. Il note aussi l'existence d'effet physiologique sur l'activité électrique du cerveau.

### *1.8.2. Limitations des études épidémiologique*

Nous commençons par les limitations des études épidémiologiques chez l'homme. En fait, ces études sont effectuées sur des groupes des personnes qui, sont exposées à des niveaux similaires de champ (à cause de leur travail ou par habitude de vie).

Ces études est d'analyser des populations dans des conditions de vie réelles [19].

- En revanche, il est impossible de maîtriser l'exposition aux champs électromagnétiques sur une longue période. De plus, il est également impossible de séparer les effets reproductibles aux seuls champs, négligeant des effets de tout autre facteur aux quel la population est exposée dans la vie courante, comme des facteurs familiaux (hérédité génétique...), l'habitude de vie (régime alimentaire, tabagisme...) et d'autres facteurs liés à l'environnement (pollution, utilisation des produits chimiques...).
- Les études de longue durée sont effectuées sur des animaux en laboratoire. Cependant il est impossible de transposer à l'homme les résultats obtenus chez les animaux, mais ces études nous donnent des idées sur l'interaction avec 'matière vivante'.
- La plupart du temps les mesures s'appliquent soit à des cadavres d'animaux, soit à des équivalents synthétiques de tissus ou d'organes dont les propriétés physiques et chimiques sont assimilées à celles de tissus vivants. Or, ces modèles et cadavres sont des objets inertes dénués de vie et donc incapables de réponse biologique mesurable.
- Une ablation du tissu est effectuée avant la mesure. Une question se pose sur la validité de la préparation du tissu, de la date de la mesure après la mort, et des changements métaboliques chez un tissu mort.

## *1.9. Etudes dosimétrique*

### *1.9.1. Principe de la dosimétrie*

La dosimétrie consiste à quantifier l'énergie dans un milieu exposé à un champ électromagnétique en évaluant le débit d'absorption spécifique (SAR) dans le milieu, qui est donné par :

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} E^2 \quad (I.3)$$

Où  $\sigma$  est la conductivité du milieu,  $\rho$  sa densité et  $E$  la valeur du champ électrique dans le tissu considéré.

Le SAR quantifie la puissance électromagnétique absorbée par le tissu par unité de masse. Nous pouvons distinguer deux grandes catégories dans l'évaluation de l'exposition. D'une part, nous pouvons s'intéresser à l'évaluation d'une exposition globale sur un corps humain. Nous quantifions cette exposition par ce que l'on appelle le "SAR corps entier" qui est défini comme la puissance électromagnétique totale absorbée par le corps divisé par la masse de ce corps :

$$SAR_{ca} = \frac{P_{abs\_corps}}{M_{corps}} \quad (I.4)$$

Cette définition de l'exposition globale peut se décliner à une échelle plus locale si nous sommes intéressés par le SAR global dans un organe par exemple. Dans ce cas, nous effectuons la division entre la puissance totale absorbée par cet organe et sa masse. Une définition locale de l'exposition peut être donnée avec ce que l'on appelle le "SAR<sub>10g</sub>" où encore le "SAR<sub>1g</sub>". Ces deux indicateurs sont calculés de la même manière que le SAR global mais sur des masses de 10 grammes et 1 gramme entourant le point de calcul.

L'ICNIRP [14] définit des limites d'exposition dont le maximum du SAR<sub>10g</sub> ne doit pas excéder des seuils qui prennent des valeurs différentes selon la partie du corps étudiée ou bien selon que l'on s'intéresse à l'exposition du grand public ou des travailleurs. Par exemple, le SAR<sub>10g</sub> ne doit pas excéder 4 W/kg sur tout le corps pour le grand public et le seuil est porté à 20 W/kg pour les travailleurs.

En pratique, l'étude de l'exposition passe soit directement par l'évaluation du champ électrique dans les tissus, soit indirectement par l'évaluation du champ incident émis par les antennes (station de base) et la comparaison aux niveaux de référence défini par l'ICNIRP. Dans le cas d'une source proche tel qu'un téléphone portable, l'évaluation du SAR est permise par la mesure [19] ou bien par la simulation numérique (FDTD) [20], FEM [21] [22] et MOM [23].

### *1.9.2. Méthode de mesure du Débit d'absorption spécifique (SAR)*

En pratique, la vérification de la conformité des appareils aux normes conduit à effectuer des mesures de champs électriques dans des fantômes biologiques possédant les mêmes caractéristiques diélectriques que celles des tissus humains pour faire face à ces nouvelles contraintes de finesse et de rapidité.



Des modèles constituent des coques en polymères et remplis d'un liquide dont les propriétés sont proches de celles des tissus humains permettent d'obtenir des mesures réelles en immergeant des sondes dans ce liquide. Ces modèles, qualifiés de fantômes, sont utilisés pour mesurer le SAR des téléphones introduits sur le marché et garantir leur conformité aux normes. Cependant, ces modèles ne contenant qu'un seul type de tissu, ils ne permettent pas de connaître précisément le SAR dans les différents tissus biologiques constituant le corps humain. C'est pourquoi des simulations numériques sont également utilisées afin d'accéder à cette information. Pour réaliser de telles simulations, une ou plusieurs sources de champ électromagnétique et un/ou plusieurs modèles d'être humain, dits anthropomorphiques.



Figure I.7 : Base dosimétrique SARA2 – Supélec

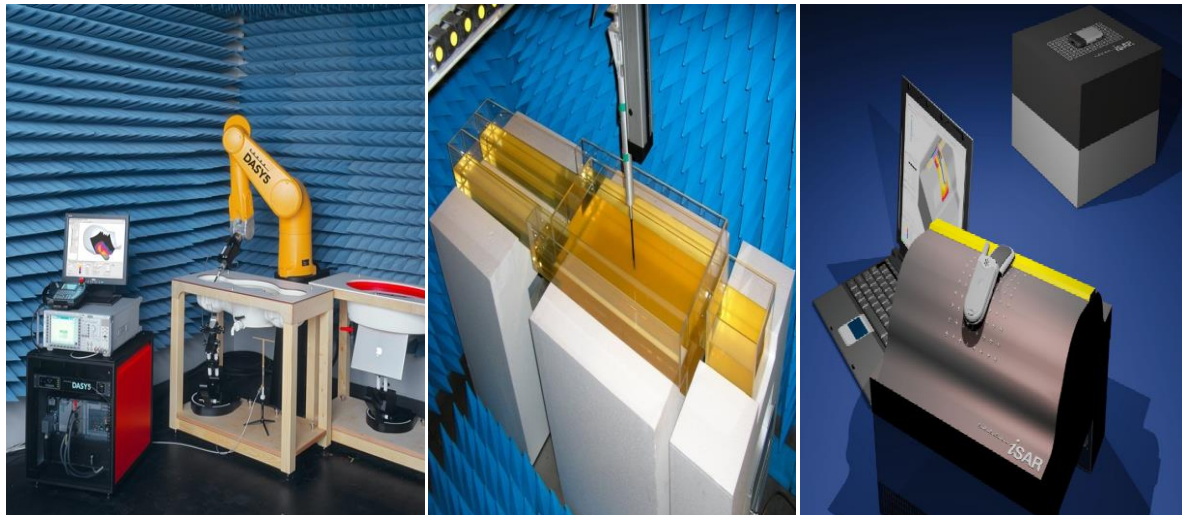
Le Banc de SAR (Figure (I.7)) est constitué principalement d'un robot à six axes et un ou plusieurs modèles (tête ou corps). Le robot déplace une sonde qui mesure le champ électrique dans le liquide du fantôme. Un logiciel permet par la suite de récupérer les valeurs du champ électrique mesuré dans le liquide simulant le corps ou la tête et de calculer le SAR.

Deux modèles de fantôme sont utilisés :

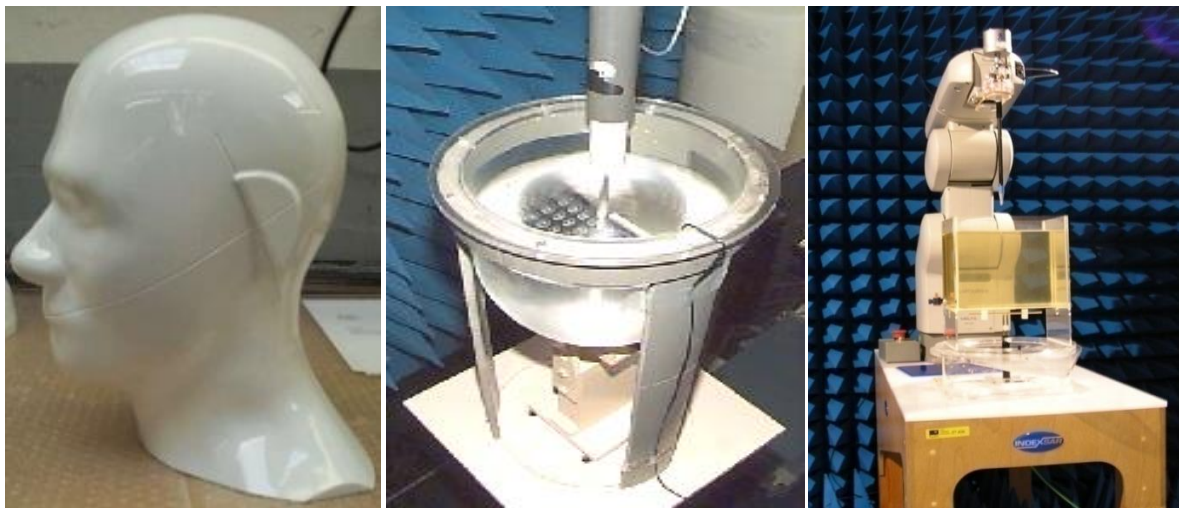
- Le fantôme SAM pour la mesure à la tête.
- Le fantôme plan pour la mesure au corps.

Il existe plusieurs modèles de fantôme qui sont utilisés dans plusieurs études (Figure (I.8) Figure (I.9)) :

- Fantôme de tête (SAM : Specific Anthropomorphic Mannequin).
- Fantôme de corps/plan (sous forme d'un cube).
- Fantôme de main.
- Fantôme de torse.



(a) (b) (c)  
Figure 1.8 : Modèle Supélec : a) DASYS b) dosimétrie corps entier c) i-SAR



(a) (b) (c)  
Figure 1.9 : Modèle de tête a) Fantôme SAM (Specific Anthropomorphic Mannequin ; b) Modèle équivalent sphérique ; c) Modèle équivalent rectangulaire.

A chaque mesure, le fantôme est rempli d'un liquide approprié, suivant la fréquence de mesure, simulant la tête, le corps ou la main. Le liquide utilisé est 'bande étroite' et donc spécifique pour chaque fréquence de mesure. Des liquides 'large bande' sont en cours de développement.

La procédure est constituée de deux parties :

- Un scan surfacique.
- Un scan volumique.

Pour chaque côté, deux positions de téléphone sont définies :

- Cheek : mobile collé à la joue.
- Tilt : position incliné.

L'exploration volumique exhaustive de fantômes avec la sonde standard à déplacement mécanique conduisant à des temps d'acquisition prohibitive. Différentes approches ont été proposées. Ainsi, l'emploi des méthodes numériques en vue d'obtenir très rapidement la répartition du Débit d'Absorption Spécifique.

### *1.9.3. Limitations des études dosimétriques :*

L'évaluation numérique du débit d'absorption spécifique (dosimétrie numérique) reste complexe car elle implique la connaissance du champ électrique  $E$  de l'exposition, mais également les caractéristiques électriques de la structure exposée, notamment, la conductivité du milieu  $\sigma$  et sa masse volumique  $\rho$ , en fonction de la fréquence. Pour prendre en compte ces variations physiologiques, il est nécessaire d'utiliser différents modèles du corps humain.

Malgré les progrès en termes de capacité de calcul dans le domaine de la dosimétrie numérique ces dernières années, le calcul numérique du SAR induit dans des modèles anatomiques reste une procédure couteuse en terme 'temps de calcul'. Ceci ajouté aux facteurs de variabilité de plus en plus nombreux dus à la diversification des usages et des technologies et à la variabilité humaine (morphologie, posture etc.) comme illustré dans la Figure (I.10), la réduction de l'incertitude en dosimétrie devient un vrai challenge [24].

Dans la plupart des recherches faites sur ce sujet, les valeurs utilisées pour ces caractéristiques diélectriques du tissu biologique sont celles déterminées par Gabriel [25], obtenues par des mesures macroscopiques *in vitro*, par identification d'un schéma équivalent du type RC parallèle. Par ailleurs, la permittivité et conductivité des tissus donnés par Gabriel et al sont des valeurs macroscopiques qui ne décrivent pas les phénomènes microscopiques à l'intérieur d'un tissu.

Dans la littérature les valeurs de conductivité et de permittivité peuvent varier significativement d'un article à l'autre pour un même organe, ce qui pose la question de leur validité. Les différences sont dues à la difficulté d'effectuer des mesures sur des corps vivants. De plus les propriétés des tissus varient d'un sujet à l'autre. Il est donc impossible d'obtenir exactement les mêmes résultats expérimentaux.

Le SAR ne pouvant se mesurer dans un organisme vivant en activité, la sonde s'immerge dans un récipient contenant un liquide censé simuler les propriétés électriques des tissus biologiques.



Figure I.10 : La variabilité des sources d'incertitudes influençant l'exposition humaine.

### I.10. Effet de l'interaction onde/tête

Les effets dus à une exposition aux ondes GSM sont de plus en plus pris au sérieux par plusieurs études et expériences dont certaines sont achevées et d'autres sont en cours, puisque ces effets apparaissent après un certain temps d'exposition et parfois après plusieurs années.

Les résultats portent beaucoup de contradiction sur la nocivité de ces ondes. Nous allons alors essayer de définir les deux grandes catégories d'effets et donner une idée sur l'avis de recherche dans ce cadre de sujet.

Des niveaux de connaissances différentes sur les deux principales catégories d'effets que provoque une exposition aux ondes parvenant des téléphones mobiles, nous parlons des effets thermiques et effets non-thermiques sur la santé.

Seul l'effet thermique est connu par le comité scientifique et qui dépend de la qualité de rayonnement absorbée par le corps humain, le respect des normes de sécurité permet de s'en protéger. En revanche, les effets non-thermiques ne sont pas clairement établis, sur ces derniers que porte l'essentiel des recherches en cours. Sachant qu'il y a incertitude scientifique par rapport à la mesure de ces nuisances [26], [27], [28] et [29].

### *1.10.1. Effet thermique*

L'effet thermique consiste en une élévation de la température des tissus humains sous l'influence des ondes. Une sensation réelle de chaleur due en partie à l'interruption de refroidissement cutané par l'air ambiant, en partie à l'échauffement du téléphone par les courants de batterie et le fonctionnement des circuits électroniques.

L'énergie des ondes est absorbée de façon très inhomogène par le corps et principalement par la tête de l'utilisateur et est transformée en chaleur dans la matière vivante. Des études montrent que 48% à 68% de la puissance rayonnée par l'antenne du portable est absorbée par la tête.

L'effet thermique est plus important en surface qu'en profondeur et auprès de la zone d'exposition. Il a été montré que suite à une communication avec un téléphone cellulaire, une augmentation de température atteignant 0,9°C décroissant avec la profondeur est mesurée au niveau de l'oreille. Il est admis aussi qu'après 20 minutes de conversation la température de la partie en contact avec l'appareil s'élève de 1°C, voire dépasse le 1°C dans le cartilage de l'oreille et atteint 0,6°C dans le cerveau [8].

L'effet thermique est aujourd'hui bien reconnu comme dangereux par tous les scientifiques. Il peut dépasser des valeurs limites, si l'on ne respecte pas les normes.

### *1.10.2. Effet non-thermique*

Le corps humain possède une capacité de thermorégulation grâce à la circulation sanguine, mais au-delà d'une certaine limite, si la charge thermique est trop importante, le corps n'est plus capable d'éliminer les calories aussi vite qu'il les absorbe. Il s'en suit une augmentation de température localisée ou non sur une partie du corps, qui peut s'avérer dangereuse si elle n'est pas stoppée. L'échauffement induit dans les tissus de l'organisme peut provoquer des réactions physiologiques, thermorégulatrices ou mentales au fur et à mesure que la température du corps augmente.

Ces tumeurs surviennent le plus du côté de l'oreille que la personne emploie pour téléphoner, une augmentation du cancer des ganglions lymphatiques et du mélanome uvéal (cancer très agressif de l'oreille) [8].

## *1.11. Conclusion*

Dans ce chapitre, nous avons présenté le problème à modéliser de point de vue CEM et nous avons dressé une présentation générale des différents éléments qui entrent dans l'interaction entre les ondes GSM et le corps humain, en passant par l'infrastructure du téléphone cellulaire et les principales caractéristiques des tissus vivants. Ensuite, nous avons défini les deux types d'effet thermique et non thermique en donnant une idée sur l'état d'expérience épidémiologique à ce sujet et l'avis des rapports.

Ce chapitre a développé la problématique de l'évolution de l'exposition ainsi que certaines des réponses apportées par la communauté scientifique.

---

# *Chapitre II :*

## *Modélisation numérique du phénomène d'interaction des ondes GSM avec la tête humaine*

---

### *II.1. Introduction*

La dosimétrie repose sur l'estimation du débit d'absorption spécifique (SAR) dans les tissus en fonction de la valeur du champ électrique induit. Dans le cas de la dosimétrie numérique, ces derniers sont calculés à l'aide de méthodes numériques.

De gros efforts ont été fournis, ces dernières années, dans la communauté scientifique pour développer des méthodes numériques permettant de résoudre temporellement et spatialement les équations de Maxwell. Nous pouvons citer par exemple la méthode de différences finies dans le domaine temporelle (FDTD) [43], la méthode des éléments finis (FEM) [44] et la méthode des moments (MoM).

Il est aussi impossible d'utiliser un calcul analytique pour analyser l'antenne d'un téléphone mobile, compte tenu de la complexité de forme du système rayonnant ; c'est pour cela les outils numériques de calcul électromagnétiques deviennent donc un élément indispensable à la conception de l'antenne d'un téléphone mobile et pour la modélisation du phénomène d'interaction entre téléphone et tissu biologique (tête humaine).

La première méthode de calcul bioélectromagnétique représentait l'être humain par un assortiment d'objets simples comme des cylindres, des sphères et des ellipsoïdes. Dans la plupart des cas, les conductivités de ces modèles étaient supposées homogènes. Les résultats de ces modélisations étaient obtenus par des méthodes analytiques simples, qui permettaient d'obtenir les valeurs moyennes et maximales du champ électrique  $E$  et de la densité de courant  $J$ . Ces méthodes souffrent de plusieurs limitations majeures, elles ne peuvent pas aisément s'accorder aux postures particulières (bras tendu, par exemple) et aux structures internes du corps humain (différents organes). Néanmoins, les modèles analytiques sont utilisés car ils sont de bons outils de contrôle pour les techniques numériques.



Le développement d'algorithmes de calcul efficaces et d'ordinateurs plus puissants a conduit à l'utilisation des méthodes numériques pour résoudre les équations de Maxwell dans le corps humain. Les avantages de ces méthodes résident dans l'aptitude à modéliser les formes complexes comme les différents organes du corps humain et à considérer les variations régionales de la conductivité.

## *II.2. Synthèse des études*

Durant ces vingt dernières années, en raison de l'apparition de nouvelles technologies, les sources électromagnétiques se sont multipliées et l'exposition quotidienne de l'homme à ces champs s'est d'autant plus accrue. C'est pourquoi de nombreuses études se sont orientées vers les interactions entre champs électromagnétiques et tissus biologiques [30], [31], [32], [33], [34] et [35]. La connaissance de l'influence de ces champs sur le corps humain est d'une importance considérable.

[36] met en évidence la distribution du SAR et l'effet de la main tenant un modèle générique de téléphone opérant à une fréquence GSM1800MHz. [37] fait l'étude de la distribution du SAR dans la tête d'une femme en présence d'une antenne dipôle opérant à GSM900MHz. [38] a étudié les effets des propriétés de modèle de la tête (taille, forme et inhomogénéité) sur l'absorption de l'énergie. Ils ont déduit que la valeur de SAR est légèrement affectée par la taille et la forme de la tête humaine en présence de plusieurs sources électromagnétiques à une distance finie.

Des modèles de tête obtenue par imagerie magnétique (IRM) et un modèle homogène de la tête ont été exposées à une antenne dipôle. Il est observé que la surestimation des valeurs de SAR est très faible par rapport à celle obtenue avec des modèles inhomogènes [50] ont affirmé que l'utilisation des modèles homogènes sous-estime la valeur de SAR dans la tête humaine. Des comparaisons pour calculer le SAR sont produites dans la tête de mannequin anthropomorphe (SAM) et des modèles anatomiques [40]. L'utilisation du modèle SAM dans des procédures standard pour l'évaluation de l'exposition aux téléphones mobiles a produit une estimation prudente du SAR dans la tête.

L'utilisation des téléphones mobiles par les enfants est prise en considération dans la dosimétrie. En effet, le modèle de tête d'enfant doit tenir compte de quelques caractéristiques (crâne mince, taille de la tête...) et les propriétés diélectriques (conductivité des tissus...). Les résultats d'études [41] faites sur des modèles d'adulte et d'enfant (3 et 7 ans) indiquent



que les différences quantitatives ont été principalement dues aux différences dans l'anatomie de la tête. [42] ont constaté que la valeur de SAR est plus élevée dans la tête d'enfant par rapport à celle obtenue dans la tête d'adulte. [43] ont suggéré que ces observations dues à la taille réduite de la tête d'enfant.

D'autres études [36] et [40] montrent qu'il n'existe pas de différence dans la valeur de SAR entre les modèles d'enfant et d'adulte.

Des logiciels de simulation sont disponibles dans le commerce utilisent différentes méthodes numériques. Le choix du logiciel de simulation dépend donc de problème à résoudre (taille, type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie). Aujourd'hui, ces logiciels sont très largement utilisés dans la conception d'antenne. Le modèle d'un système rayonnant complexe et rigoureux peut être conçu où importer dans le logiciel, en tenant compte des matériaux constituant les téléphones mobiles, avec la présence des dispositifs électroniques, diélectriques et métalliques avec la présence de fantôme ou modèle de tête.

La tête humaine a été modélisée par un cylindre parcouru par des courants en surface. Des études antérieures sont faites sur des modèles simples représentatifs de la tête humaine (modèle rectangulaire ou sphérique) qui pourrait être résolu par des méthodes analytiques [51]. Ces études ont été suivies par analyse de ces modèles sphériques en bloc et d'autres sont faites sur des modèles acquis des ensembles de données basées sur l'imagerie par résonance magnétique (IRM).

### *II.3. Les équations de Maxwell*

Dans un matériau exposé à un rayonnement électromagnétique, les répartitions des champs électrique et magnétique sont fonction des propriétés électriques associées à la permittivité et des propriétés magnétiques associées à la perméabilité.

Les expressions des champs électromagnétiques dans le corps humain peuvent être obtenues par la résolution des équations de Maxwell en fonction de la fréquence (900MHz et 1800MHz). Deux formulations basées sur le couplage des champs électriques  $E$  et magnétiques  $H$  peuvent être appliqués, dans l'hypothèse d'une onde à incidence uniforme et se propageant le long d'une direction  $z$ :

	Forme différentielle	Forme intégrale	
Loi de Lorentz	$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$	$\int_l E \cdot dl = -\int_s \left(\frac{\partial B}{\partial t}\right) \cdot dS$	(II.1)

Loi d'Ampère  $\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \left( \mathbf{J} + \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right)$   $\int_l \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} + \varepsilon_0 \mu_0 \int_S \left( \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S}$  (II.2)

Loi de Gauss  $\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0}$   $\int_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \left( \frac{1}{\varepsilon_0} \right) \int_V \rho dV$  (II.3)

Loi de conservation du flux magnétique  $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$   $\int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$  (II.4)

Le champ électrique  $\vec{E}$  (V/m) et le champ magnétique  $\vec{B}$  (T) sont des vecteurs dont l'amplitude et la direction varient en fonction des coordonnées spatiales et temporelles.  $J$  est la densité de courant de conduction ( $A/m^2$ ),  $\rho$  est la densité de charge ( $C/m^3$ )  $\mu_0$  et  $\varepsilon_0$  correspondent respectivement à la perméabilité et la permittivité du milieu.

Afin de modéliser complètement les phénomènes électromagnétiques, il est nécessaire de rajouter les équations constitutives suivantes :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (II.5)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (II.6)$$

Ainsi que la Loi d'Ohm  $\vec{J} = \sigma \vec{E}$  (II.7)

Où  $\vec{E}$  est le vecteur champ électrique (V/m).

$\vec{H}$  est le vecteur du champ magnétique (T).

$\varepsilon$  est la permittivité diélectrique absolue du milieu.

$\mu$  est la perméabilité magnétique absolue du milieu.

En partant des équations de Maxwell, nous établissons l'équation de propagation de l'onde correspondant au champ électrique dans un milieu homogène.

$$\Delta \vec{E} + \gamma^2 \vec{E} = 0 \quad (II.8)$$

$$\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) = \alpha + j\beta \quad (II.9)$$

Avec  $\alpha$  et  $\beta$  sont respectivement l'atténuation ou le coefficient d'affaiblissement et la constante de propagation ou de phase. Le terme réel  $\alpha$  correspond aux pertes alors que le terme imaginaire  $\beta$  est responsable du changement.

Une solution de l'équation différentielle est donnée par :

$$E = E_i e^{-\gamma z} + E_r e^{\gamma z} \quad (II.10)$$

En considérant uniquement le cas de l'onde incidente du champ électrique, le vecteur champ électrique est exprimé comme suit :

$$E = E_0 e^{\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (\text{II.11})$$

$e^{\alpha z}$  est la variation de l'amplitude du champ E suivant l'axe z, donc en se propageant vers z l'onde s'atténue exponentiellement.  $e^{-j\beta z}$  correspond aux variations de phase du champ E en fonction du déplacement.

#### *II.4. Modèle géométrique du corps et de la tête humaine*

Une modélisation précise de la répartition des champs électromagnétiques dans le corps humain est nécessaire. Cette modélisation doit tenir compte des particularités du "système" étudié :

- Les propriétés électromagnétiques des tissus sont très différentes de celles des matériaux habituellement étudiés en électromagnétisme, de plus elles sont partiellement connues.
- Dans la plupart des cas, les champs électromagnétiques sont à l'origine d'effets thermiques, eux-mêmes affectant la circulation des fluides des tissus. Ainsi, un problème couplant ces phénomènes doit être considéré.
- La géométrie complexe des tissus (partiellement connue, elle-aussi) constitue une difficulté majeure, aussi bien dans l'analyse mathématique que dans l'implémentation numérique.

En effet, lorsque nous étudions l'exposition par une antenne dans une station de base, un modèle du corps entier est utilisé. Alors que pour une source d'exposition proche telle que l'antenne du téléphone mobile, nous traitons seulement une partie du corps qui est la tête.

Au début, nous s'intéressons au modèle du corps humain. La Figure (II.1) représente des modèles géométriques homogènes sous forme cylindrique ou sphérique du corps humain [48].

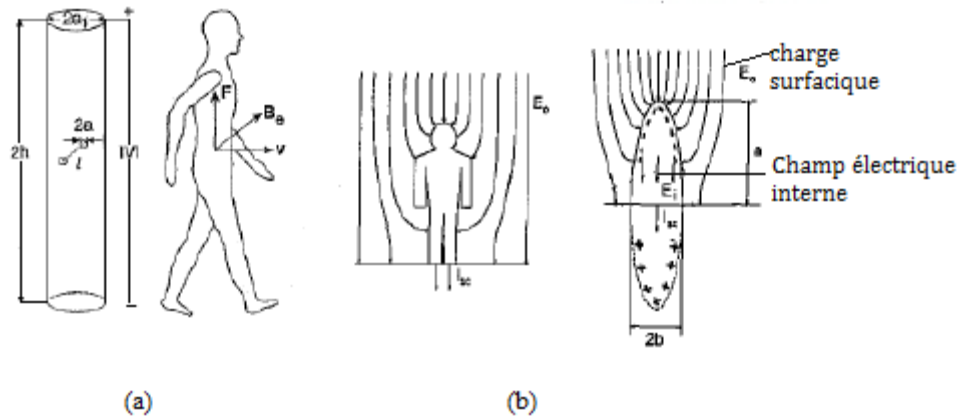


Figure II.1 : Modèle géométrique du corps humain : a) Modèle cylindrique ; b) Modèle sphéroïde.

Avec le développement des outils informatiques des méthodes numériques sont appliquées pour résoudre les équations de Maxwell dans des modèles anatomiques du corps dont les plus connus sont présentés dans le Tableau (II.1) :

Modèle	Norman	Utah	Uvic	AF
Taille (mm)	176	176	177	180
Poids (Kg)	73	71	76	104
Résolution (mm)	2-4	6	1.8 3.6 et 7.2	2
Développé par	Dimbylow National Protection Board	au sein du Radiological Utah	Ghandi au sein de l'université de l'université Victoria	Stuchly au sein de de force

Tableau II.1 : Modèles anatomiques du corps humain.

La tête humaine était représentée par des modèles géométriques homogènes, comme rectangle, cylindre ou sphère (Figure (II.2)).

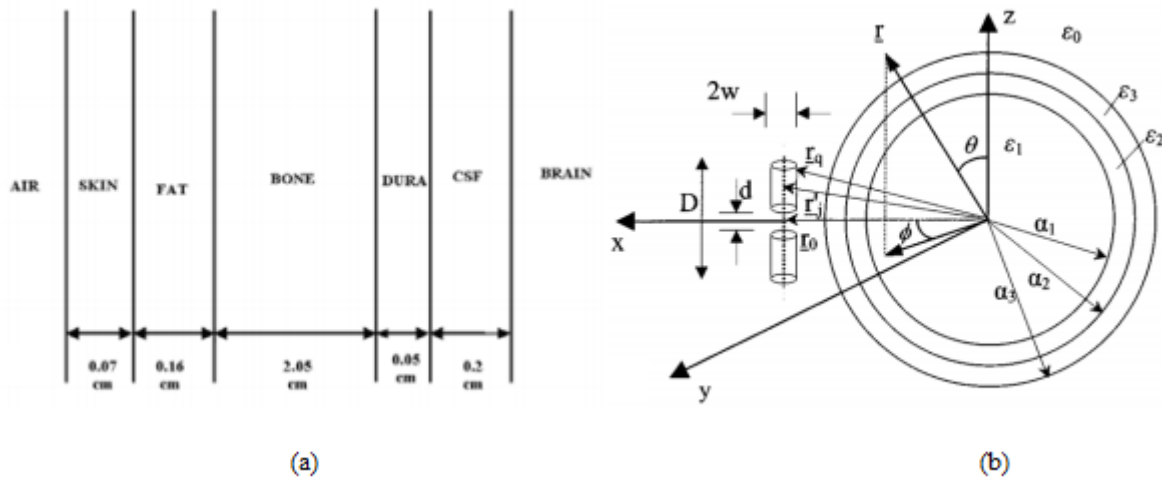


Figure II.2 : Modèle en couche de la tête humaine : a) Modèle rectangulaire ; b) Modèle sphérique [51].

Ensuite le développement des outils informatiques a permis d'appliquer des méthodes numériques pour résoudre les équations de Maxwell dans des modèles anatomiques de la tête. Ces derniers sont issus par résonance magnétique (IRM). Ils comportent plusieurs tissus, chacun est modélisé par un 'matériau' avec ses propres caractéristiques électriques (permittivité et conductivité) (Figure (II.3)).

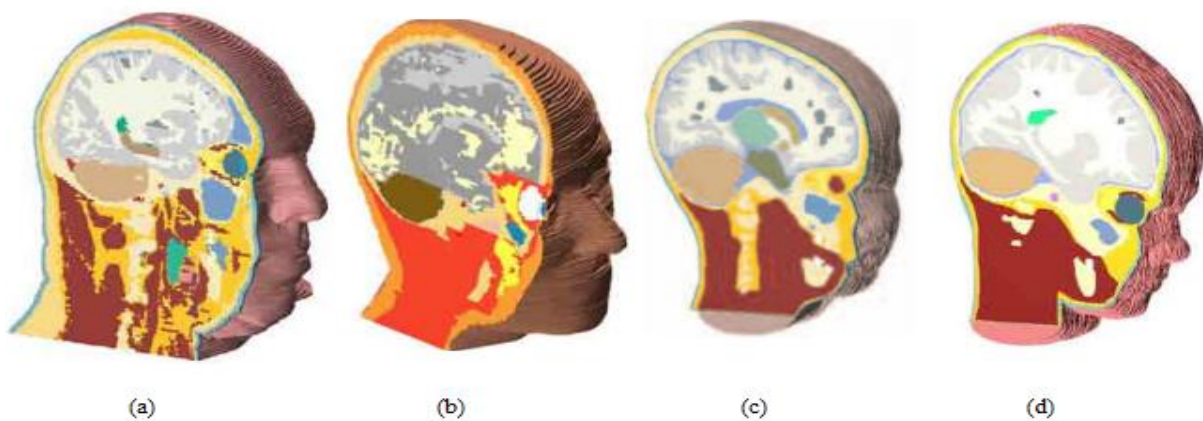


Figure II.3: Modèles anatomique de la tête humaine ; a) Homme ; b) Femme ; c)Enfant de 3 ans ; d) Enfant de 7 ans.

## II.5. Modèle géométrique du téléphone mobile

La modélisation des sources d'expositions doit tenir en compte la diversité de ces sources de rayonnements électromagnétiques, leurs usages et leurs localisations par rapport à l'utilisateur ce qui suppose des techniques de modélisation adaptées à chaque type de source.

Une source proche est définie comme une source de rayonnement utilisée à de très faibles distances du corps humain. Cette catégorie de source englobe les téléphones portables, qui peuvent être situés à proximité de la tête humaine.

Les modèles d'antennes sont excités électriquement par des courants lors de la simulation numérique, ce qui permet d'évaluer le champ induit (et par conséquent le SAR induit) par ces sources dans un modèle anatomique de la tête humaine. L'exposition à ces sources, en particulier l'exposition induite par les téléphones portables, a fait l'objet de nombreuses études telles que [50].

## *II.6. Modélisation numérique*

L'étude du phénomène d'interaction des ondes GSM avec l'être vivant se fait sur deux échelles :

- Champ proche : l'interaction de la tête avec l'antenne du téléphone qui se trouve à une proximité trop proche.
- Champ lointain : l'interaction du corps entier avec l'antenne de station de Base.

Les fréquences mises en considération pour étudier le phénomène induit dans le corps humain soit :

- Les basses fréquences (30-40Hz et 217Hz).
- Les hautes fréquences (900-1800Mhz).

Chaque niveau est traité de façon différente aussi bien la modélisation, utilise des méthodes numériques (FDTD, FEM et MoM) ou des hybridations (FDTD-MoM, FEM-MoM...) essentiellement pour modéliser le deuxième cas d'interaction et des autres méthodes utilisées pour étudier les basses fréquences.

### *II.6.1. Les méthodes pour les Hautes fréquences*

#### *II.6.1.a. La méthode des éléments finis (FEM)*

En électromagnétisme, la méthode des éléments finis a été utilisée en premier lieu pour étudier des structures guidantes (guides d'ondes de section arbitraire, des guides partiellement remplis de diélectrique et de lignes imprimées blindées). Par la suite, des problèmes tridimensionnels ont aussi été abordés, notamment l'étude de cavités partiellement chargées de diélectrique et les réflexions produites par des objets disposés dans des guides d'ondes.

Nous désignons par méthode des éléments finis (FEM) l'ensemble des techniques de résolution d'équations aux dérivées partielles où la fonction à déterminer est remplacée par une approximation obtenue par combinaison linéaire de fonctions de base dans un espace de dimension finie. Elle consiste à discrétiser les équations de Maxwell en amont, au niveau de la formulation aux dérivées partielles des équations de propagation.

Une première étape consiste à mailler le domaine de calcul grâce à des éléments géométriques adaptés. L'étape suivante consiste à choisir une distribution de fonctions test, respectant des conditions de dérivabilité et de continuité au bord du domaine de calcul. L'intérêt d'une telle formulation réside dans le fait qu'elle réunit en une seule expression l'équation d'onde et les conditions aux limites. Ce qui est aussi intéressant dans cette méthode c'est sa capacité inhérente à rendre compte de l'inhomogénéité des milieux.

En contre partie, cette méthode n'a été que très peu utilisée, principalement en raison de la difficulté dans la génération du maillage d'une géométrie complexe comme le corps humain (maillage non-uniforme).

#### *II.6.1.b La méthode des différences finies (FDTD)*

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite Difference Time Domain, FDTD) développée par Yee en 1966 est l'une des méthodes populaires de calcul pour des problèmes de micro-ondes. Grâce à ses avantages et à l'outil informatique devenant de plus en plus performant, elle n'a cessé de gagner d'utilisateurs pour des applications de plus en plus variées. La méthode FDTD peut simuler le comportement d'une onde électromagnétique dans tout type de milieu (diélectrique, métal, plasma...), tout en tenant compte des formes géométriques les plus complexes des objets pouvant constituer le système. Elle ne fait intervenir aucune inversion de matrice. Sa formulation théorique extrêmement simple fournit des prédictions d'une grande précision pour un large éventail de problèmes dans le domaine électromagnétique. Elle est caractérisée par une large bande, une excitation impulsionnelle dans le domaine temporel suffit à donner la réponse d'un système sur une large bande de fréquences via une transformation de Fourier.

A son origine, cette méthode a été désigné pour modéliser des phénomènes de propagation d'onde. Les équations de Maxwell complètes sont résolues :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.12})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.13})$$

Dans cette méthode, les inconnues sont les champs électriques  $\vec{E}$  et magnétiques  $\vec{B}$ . Le principe consiste à approcher les dérivés spatiaux et temporels avec des différences finies en utilisant un schéma explicite : cela signifie qu'à chaque pas de temps, il est possible de calculer toutes les dérivées sans devoir inverser de matrices.

Les points où E et H sont calculés sont décalés d'un demi- pas, dans l'espace et dans le temps. Pour chaque demi-bas de temps les valeurs du champ  $E$  et du champ  $H$  sont mises à jour alternativement.

En utilisant une grille uniforme en la coordonnées Cartésiennes :  $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z = \Delta$ , les indices dans les directions x, y, z sont i, j, k ; le pas de temps est  $\Delta_t$  et donc, le temps est :  $n.\Delta_t$ . L'approximation des différences centrées est appliquée par la suite :

$$\begin{aligned}\nabla_x \vec{E}^i &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}^i}{\partial t} \\ \nabla_x \vec{H}^i &= \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}^i}{\partial t}\end{aligned}\tag{II.15}$$

Les paramètres diélectriques  $\varepsilon$ ,  $\mu$  et  $\sigma$  indépendants du temps, donc les deux équations précédentes s'écrivent comme suit dans le système (x, y, z) :

$$\begin{aligned}\frac{\partial H_x}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \\ \frac{\partial H_y}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \\ \frac{\partial H_z}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right)\end{aligned}\tag{II.16}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial E_x}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \\ \frac{\partial E_y}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \\ \frac{\partial E_z}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right)\end{aligned}\tag{II.17}$$

$E_x, E_y, E_z$  et  $H_x, H_y, H_z$  sont les composants de  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  respectivement.

$$\begin{aligned}\frac{\partial E_y(x, y, z, t)}{\partial x} &= \frac{E_y^n(i+1/2, j, k) - E_y^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ \frac{\partial E_y(x, y, z, t)}{\partial t} &= \frac{E_y^{n+1/2}(i, j, k) - E_y^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t}\end{aligned}\tag{II.18}$$



Par la suite, nous calculons les trois composants de E et de H :

$$\begin{aligned}
 E_x^{n+1}(i+1/2, j, k) &= A_{I+1/2, j, k} E_x^n(i+1/2, j, k) \\
 &+ B_{I+1/2, j, k} \left[ H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \right] \\
 &+ B_{I+1/2, j, k} \left[ H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) - H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \right]
 \end{aligned} \quad (II.19)$$

$$\begin{aligned}
 H_x^{n+1}(i, j+1/2, k+1/2) &= H_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \delta} \left[ E_y^n(i, j+1/2, k+1) - E_y^n(i, j+1/2, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \delta} \left[ E_z^n(i+1/2, j, k-1/2) - E_z^n(i+1/2, j, k+1/2) \right]
 \end{aligned} \quad (II.20)$$

Où  $A_{i,j,k} = 1 - \frac{\sigma(i, j, k)}{\varepsilon(i, j, k)}$  et  $B_{i,j,k} = \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k) \delta}$

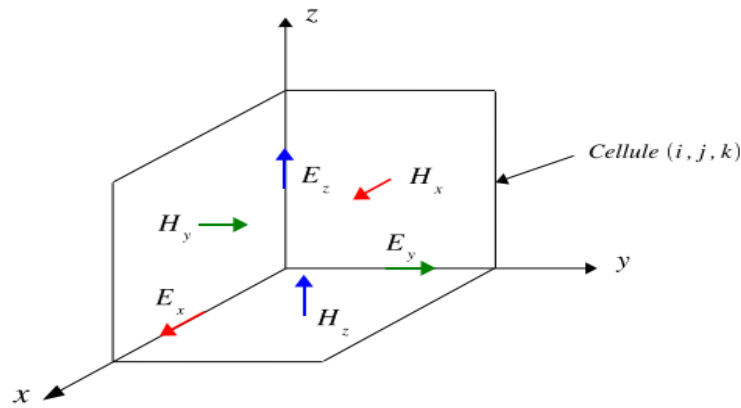


Figure II.4 : Cellule de Yee.

Pour calculer le SAR avec la méthode FDTD, il faut disposer de toutes les composantes du champ électrique, à tous les instants et en chaque maille aux milieux des arêtes et aux centres des faces. En effet, le calcul du module du champ électrique au centre de chaque maille est effectué comme suit :

$$SAR(i, j, k) = \frac{\sigma}{2\rho} |E(i, j, k)|^2 \quad (II.21)$$

Ainsi, au centre de la maille sont ramenées les douze composantes de champ adjacentes. Le champ E évalué maintenant à l'intérieur du milieu permet un calcul symétrique et plus rigoureux au niveau de l'interface.

$$\begin{aligned}
 E(i, j, k)^2 = & \left( \frac{E_x(i, j, k) + E_x(i, j, k+1) + E_x(i, j+1, k+1) + E_x(i, j+1, k)}{4} \right)^2 + \\
 & \left( \frac{E_y(i, j, k) + E_y(i+1, j, k) + E_y(i+1, j, k+1) + E_y(i, j, k+1)}{4} \right)^2 + \\
 & \left( \frac{E_z(i, j, k) + E_z(i+1, j, k) + E_z(i+1, j+1, k) + E_x(i, j+1, k)}{4} \right)^2
 \end{aligned}
 \tag{II.22}$$

Dans un volume hétérogène, nous associons à chaque composante du champ les caractéristiques électriques ( $\epsilon$ ,  $\sigma$  et  $\rho$ ) dans la direction considérée. En se basant sur ce principe, nous pouvons obtenir des données concernant la tête ou le corps de l'homme, à partir d'images médicales générées par IRM. Chaque tissu réagit selon ses propriétés caractéristiques. Les images sont fournies dans des plans de coupes horizontaux. Elles sont subdivisées en mailles élémentaires dont les coordonnées spatiales représentent les indices d'une matrice dont les valeurs sont des indices vers un tableau où sont stockées les propriétés diélectriques des tissus, à savoir la conductivité et la permittivité relative de chaque tissu.

L'inconvénient de cette méthode est le temps de calcul très long par rapport à la méthode des éléments finis.

### II.6.1.c. La méthode des Moments (MoM)

La méthode des moments (MOM) a été introduite par Harrington en 1967 pour la résolution de problèmes liés aux antennes. C'est une procédure numérique qui transforme une fonctionnelle (équation différentielle ou intégrale) en un système d'équations linéaires. En électromagnétisme, la méthode des moments, utilisée principalement dans le domaine fréquentiel, consiste à résoudre la formulation intégrale des équations de Maxwell. Lorsqu'elle est appliquée, la densité de courant sur l'antenne est la variable considérée et à partir de laquelle tous les paramètres de l'antenne sont déduits. La densité de courant est discrétisée en un ensemble d'éléments appropriés appelés aussi fonction de base, où les amplitudes sont inconnues à déterminer. Les conditions aux limites pour les champs électriques et magnétiques sont renforcées sur la surface de l'antenne en utilisant la fonction de test. En effet, de procédure dite procédure de test résulte un système linéaire d'équations intégrales. Ce dernier peut être exprimé sous forme de matrice et l'interaction entre les fonctions de base et les fonctions de test sont prises en considération. Si les fonctions de base et les fonctions de test sont choisis identiques, la méthode est appelée méthode de Galerkin.

Formulation de la méthode des moments :

La méthode des moments consiste à résoudre toute équation linéaire inhomogène de la forme :

$$Lf = g \quad (\text{II.23})$$

L : opérateur linéaire sur un espace d'Hilbert H.

f: fonction inconnue du problème.

g : fonction connue (excitation).

Soit  $D_L$  le domaine de champ d'existence de l'opérateur L et  $\Gamma_L$  l'image de L.  $D_L$  et  $\Gamma_L$  sont des sous-espaces vectoriels de H.

L'opérateur L est un opérateur régulier. Il définit une application biunivoque de  $D_L$  à  $\Gamma_L$ . Dans ces conditions, l'opérateur  $L^{-1}$  existe et l'équation (II.23) admet une solution unique  $f = L^{-1}g$ . En fait, la méthode des moments permet d'obtenir une approximation de  $L^{-1}$  et par conséquent une approximation de f. Toutefois, l'inconnue f est exprimée dans une base de N fonctions connues appelées fonctions d'essai, notées  $\{f_n\}, n=1...N$  :

$$f \approx \sum_{n=1}^N a_n f_n \quad (\text{II.24})$$

Où  $\{a_n\}, n=1...N$  sont des constantes de pondérations inconnues. Comme l'opérateur L est linéaire, l'équation (II.23) devient :

$$\sum_{n=1}^N a_n L(f_n) + \varepsilon = g \quad (\text{II.25})$$

Dans le but de minimiser l'erreur résiduelle  $\varepsilon$ , l'équation (II.25) est projetée sur une deuxième base  $\{h_n\}, n=1...N$ , appelée base de fonctions de test :

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle h_n, L(f_n) \rangle + \langle h_n, \varepsilon \rangle = \langle h_n, g \rangle \quad (\text{II.26})$$

Pour minimiser l'erreur, il faut la rendre orthogonale à  $h_n$  :  $\langle h_n, \varepsilon \rangle = 0, n=1...N$ . Par conséquent, l'équation (II.26) va prendre la forme matricielle suivante :

$$[A][X] = [G] \quad (\text{II.27})$$

Où A est la matrice MoM :

$$A = \begin{bmatrix} \langle h_1, L(f_1) \rangle & \langle h_1, L(f_2) \rangle & \dots & \langle h_1, L(f_N) \rangle \\ \langle h_2, L(f_1) \rangle & \langle h_2, L(f_2) \rangle & \dots & \langle h_2, L(f_N) \rangle \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \langle h_N, L(f_1) \rangle & \langle h_N, L(f_2) \rangle & \dots & \langle h_N, L(f_N) \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Les constantes de pondération inconnues,

$$X = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La fonction connue :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \dots \\ g_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

avec  $g_i = \langle h_i, g \rangle$

### Choix des fonctions de base et de test

Un choix judicieux de la fonction de base  $f_n$  permet de calculer une solution exacte tandis qu'un mauvais choix peut compliquer le problème. Ce choix est dicté par un certain nombre de critères découlant du principe de la MoM tel que les  $f_n$  doivent se trouver dans le domaine  $D_L$  de l'opérateur  $L$  aussi elles doivent être choisies pour approcher au mieux la fonction inconnue  $f$ .

Quant aux fonctions de test  $h_n$ , elles doivent appartenir à l'image  $\Gamma_L$  et doivent être linéairement indépendantes pour que la matrice  $A$  ne soit pas singulière.

Le choix des fonctions  $f_n$  et  $h_n$  donne lieu à deux variantes de la méthode de moments :

- Méthode de collocation :  $h_n = \delta$
- Méthode de Galerkin :  $h_n = f_n$

Les fonctions de base et de test peuvent être classées en deux catégories (Figure (II.5)) :

- Des fonctions définies sur le domaine complet de l'opérateur  $D_L$  tel que les approximations polynomiales (Legendre, Chebychev,.) et trigonométriques (séries de Fourier).
- Des fonctions nulles partout sauf sur un sous-domaine de l'opérateur correspondant à un segment élémentaire. Dans la figure 2.1, nous présentons les fonctions les plus employées.

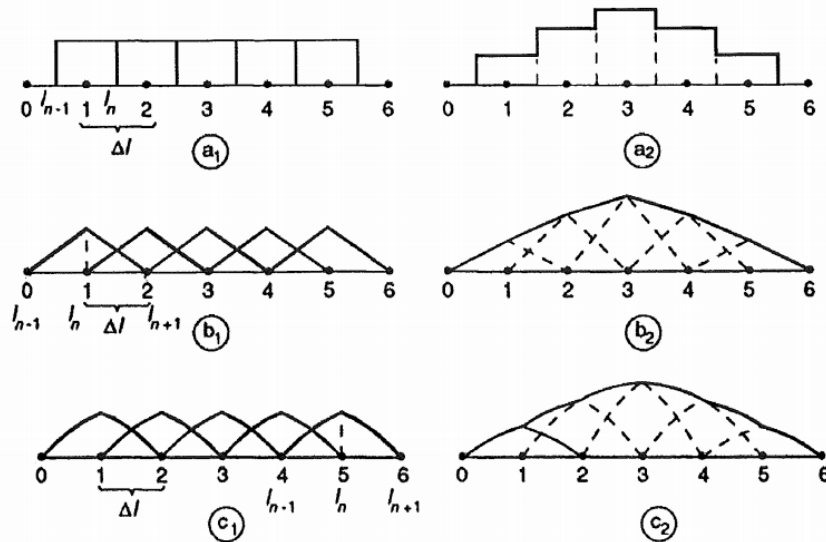


Figure II.5 : Fonction de base et de test : (a1) Fonction impulsion rectangulaire ; (a2) Approximation en escalier ; (b1) Fonction triangulaire linéaire ; (b2) Approximation linéaire par morceaux ; (c1) Fonction triangulaire sinusoidale ; (c2) Approximation sinusoidale par morceaux.

#### II.6.1.d. La méthode TLM (Transmission Line Matrix) :

La méthode TLM est semblable à la méthode des différences finies. Sa déclinaison temporelle est basée sur l'analogie entre propagation des ondes électromagnétiques, la propagation de tensions et courants dans un circuit équivalent, ce qui lui vaut d'être qualifiée de 'physique'. L'approche circuit semble être plus directe que l'approche FDTD.

#### II.6.2. Les méthodes pour les Basses fréquences

En général pour les basses fréquences le corps entier est modélisé [46], [47] et [48]. Les méthodes numériques les plus utilisées sont la méthode des impédances (IM) et la méthode des différences finies (dans le domaine temporel et en potentiel scalaire).

##### II.6.2.a. La méthode des impédances (IM)

La méthode des impédances consiste à discrétiser le corps humain afin d'obtenir un réseau électrique équivalent, en remplaçant les arêtes entre les voxels par des impédances, (Figure (II.6)). Pour chaque arête, la valeur de l'impédance équivalente est obtenue à partir des conductivités et permittivités des six voxels adjacents (en 3D) (quatre voxels en 2D)).

$$Z_m^{i,j,k} = \frac{\delta_m}{\delta_n \delta_p (\sigma_m^{i,j,k} + j\omega \epsilon_m^{i,j,k})} \quad (\text{II.32})$$

Où  $i,j,k$  sont les indices des voxels considérés,  $m$  est la direction de l'arête ( $x$ ,  $y$  ou  $z$ )  $\sigma_m^{i,j,k}$  et  $\epsilon_m^{i,j,k}$  sont la conductivité et la permittivité associées aux voxels ( $i,j,k$ ).  $\delta_m$  est

l'épaisseur de voxel dans la direction  $m$ .  $\delta_n$  et  $\delta_p$  sont les largeurs de voxel dans la direction perpendiculaire à la direction  $m$ .

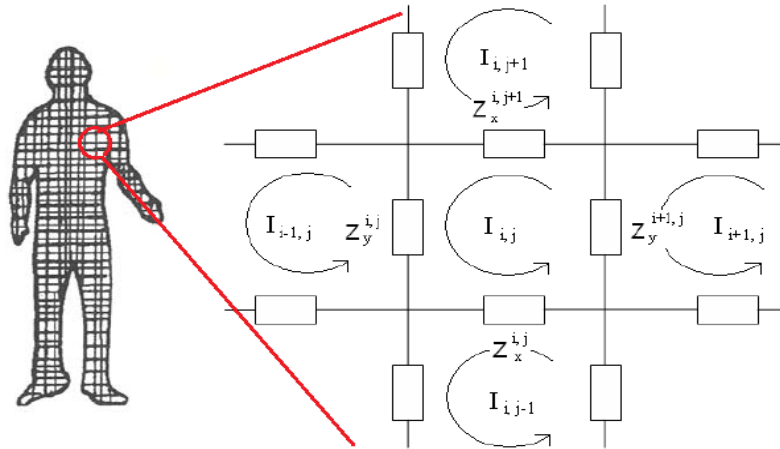


Figure II.6 : Vue d'une coupe du corps humain par la méthode des impédances.

Une fois le corps est discrétisé, les lois de Kirchhoff sont utilisées pour résoudre le problème. Les inconnues du problème sont les courants qui circulent dans les boucles élémentaires du réseau d'impédances. Le nombre d'inconnues est très grand d'où un temps de calcul et une occupation de mémoire plus importante [48] et [49].

### II.6.2.b. La méthode des différences finies (DFM)

La méthode des différences finies est largement appliquée en Bioélectromagnétisme puisqu'elle est simple à mettre en œuvre [48]. Elle permet d'utiliser un modèle discret du corps humain qui peut être obtenu avec un traitement simple à partir d'une segmentation des images IRM. Mais cette méthode est mal adaptée aux géométries plus complexes. La prise en compte des conditions aux limites complique la formulation. Dans ce contexte deux versions très différentes sont utilisées notons :

- Méthode des différences finies en potentiel scalaire (SPFD Method) : dans ce cas, les champs sont exprimés à partir d'un potentiel scalaire électrique, qui est l'inconnue du problème. Les dérivées spatiales sont approchées avec des différences finies, alors que les dérivées temporelles sont remplacées par un facteur  $j\omega$ . Au contraire de la méthode FDTD, qui modélise les phénomènes de propagation d'onde, la SPFD modélise les phénomènes quasi-statiques.
- Méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD Method). (Détaillé dans la section 1.2)

## II.7. Les outils de simulation

Des logiciels de simulation sont disponibles dans le commerce utilisent différentes méthodes numériques. Le choix du logiciel de simulation dépend du problème à résoudre (taille, type et matériau de la structure, la complexité de la géométrie,..) (Tableau (II.2)). Aujourd'hui, ces logiciels sont très largement utilisés dans la conception des antennes. Le modèle d'un système rayonnant complexe et rigoureux peut être conçu où importer dans le logiciel, en tenant compte des matériaux constituant les téléphones mobiles, avec la présence des dispositifs électroniques, diélectriques et métalliques avec la présence de fantôme ou modèle de tête.

Logiciel	Méthode numérique
HFSS	FEM
CST	FDTD
Feko	MoM

Tableau II.2 : Logiciels de simulation

## II.8. Comparaison des méthodes numériques

Il est souvent possible de trouver une méthode qui soit bien adaptée à un type de problème avec des contraintes précises mais il est impossible de trouver une méthode globale capable de résoudre tous ces problèmes avec des performances optimales. Nous proposons néanmoins un tableau récapitulatif des méthodes décrites précédemment.

Méthodes	MoM	FDTD	FEM
Maillage	Un maillage simple (Rectangulaire ou triangulaire ou mixte)	Un maillage sous forme des cubes	Un maillage sous forme de petits éléments finis
Domaine	Fréquentiel	Temporel	Fréquentiel
Techniques de résolution	Utilise des fonctions d'essai et d'expansion pour simplifier les intégrales et les transformer en matrices.	Résout directement les équations de Maxwell en utilisant les différences finies.	Résout les équations aux dérivés partielles en utilisant différentes méthodes s'appuyant sur la résolution par élément puis l'assemblage des résultats.

Avantages	Un traitement efficace des surfaces conductrices. Seules les surfaces sont maillées.	Ne nécessite pas d'inversion de matrice. Implémentation simple.	Permet de prendre en compte précisément les limites anatomiques du corps humain.
	Prend en compte automatiquement les conditions aux limites pour les problèmes de rayonnement ouverts.	Le traitement des géométries et des matériaux inhomogènes est très simple.	Permet de s'adapter à un grand nombre de situations, vu que non seulement la taille des éléments mais aussi leur forme et le degré d'approximation de chacun d'eux peuvent être modifiés.
	La plupart des paramètres peuvent être déduits de la densité de courant.		
Inconvénients	Ne traite pas les matériaux volumiques : - Pour les matériaux homogènes une formulation équivalente par courant de surface doit être utilisée. - Pour les matériaux inhomogènes une formulation équivalent par courant volumique qui est très coûteuse numériquement.	Désire une bonne précision, la discrétisation du domaine doit être suffisamment petite, ce qui a pour conséquence d'augmenter le temps de calcul.  Cette méthode n'est plus efficace quand il s'agit de modéliser des structures constituées de conducteur parfait.	Les bases mathématiques de cette méthode sont relativement complexes.  Inefficace pour traiter des conducteurs rayonnants.  Le maillage peut devenir très complexe pour des structures 3D ce qui nécessite un temps de maillage plus grand par rapport à celui de simulation.  Elle est plus complexe à implémenter.
	La complexité de la méthode varie de façon particulière.		

Tableau II.3 : Comparaison des trois principales méthodes numériques utilisées pour étudier les phénomènes induits dans le corps humain.

## II.9. Hybridation des méthodes numériques

Cependant si le problème implique des diélectriques inhomogènes la méthode de moment (MoM) n'est plus vraiment adaptée. Une hybridation avec d'autres méthodes pourrait être une solution efficace.



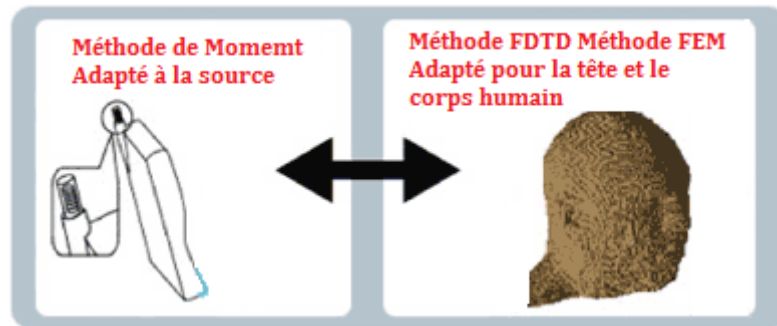


Figure II.7 : Utilité de l'hybridation

La méthode hybride FDTD-MoM qui permet d'analyser les interactions entre la source et le corps, et effectue le calcul détaillé du champ électrique à l'intérieur de la tête humaine lors de l'utilisation du téléphone mobile. L'hybridation entre ces méthodes se fait en utilisant les avantages de la méthode des moments (MoM) appropriés pour établir un modèle d'une source d'onde électromagnétique, et celle de la méthode FDTD approprié pour établir un modèle du corps humain.

## II.10. Conclusion

Les études de la dosimétrie numérique sont nombreuses. Elles permettent d'analyser le phénomène d'interaction entre les ondes GSM au champ proche (téléphone mobile) et le corps humain, plus particulièrement la tête qui se trouve à une proximité de la source d'exposition. Une revue sur les différentes méthodes numériques utilisées en électromagnétisme et plus particulièrement dans notre contexte a été présentée dans ce chapitre. Cette dernière fournit une vue globale sur les différentes méthodes numériques proposées dans la littérature et par suite justifier le choix de la méthode qui sera adoptée dans nos travaux de thèse. En fait, nous appliquons la méthode intégrale résolue par la méthode de circuits équivalents généralisés combinée avec la méthode de moment.

---

# *Chapitre III :*

## *Méthode des circuits équivalents*

### *Généralisées MCEG*

---

#### *III.1. Introduction*

Les méthodes d'analyses électromagnétiques peuvent être regroupées en deux grandes familles, il s'agit des méthodes différentielles et des méthodes intégrales.

Les méthodes différentielles consistent à discrétiser dans l'espace l'équation de Helmholtz et aboutissent à la résolution d'équations linéaires. Cependant, elles nécessitent une place mémoire et des temps de calcul très importants. Les méthodes intégrales quant à elles permettent d'obtenir les solutions d'un problème de propagation ou de discontinuité à partir de la détermination des distributions de courant ou de champs sur une surface particulière. Ces méthodes sont meilleures du point de vue temps de calcul puisqu'elles utilisent peu de place mémoire. Cependant, le problème ne peut être résolu que pour des structures dans un milieu homogène.

Parmi les méthodes intégrales nous distinguons, la méthode des circuits équivalents généralisés (MCEG). C'est à cette dernière méthode que nous allons nous intéresser. En effet, selon la complexité de la structure à étudier un schéma équivalent comparable aux circuits électriques classiques est établi en introduisant le concept de fonction d'essai comme une source virtuelle ajustable. Ainsi tous les paramètres seront pris en considération : source d'excitation, nature du milieu (homogène, inhomogène), dimensions finies et formes arbitraires, etc...

Etant donné les différents avantages que peut offrir la méthode de résonance transverse, elle aboutit dans la plupart des cas à une solution réelle du problème aux limites initial. Aussi elle repose sur une représentation matricielle de petites dimensions en utilisant une formulation vibrationnelle multimodale, comparée à celle obtenue par les méthodes des éléments finis (FEM) et la méthode de différence finis (DF).

Ce chapitre sera consacré à la méthode MGEC qui sera utilisée pour modéliser le phénomène d'interaction électromagnétique. Dans la dernière partie, on modélise une excitation simple (une antenne dipôle résonant à la fréquence GSM 1800MHz) en utilisant

notre méthode afin de calculer la distribution du champ électrique et la densité de courant. Le formalisme mathématique par l'opérateur admittance est détaillé afin de pouvoir l'appliquer dans notre contexte d'étude proposé dans le chapitre 4.

### *III.2. Principe de la Méthode des circuits équivalents généralisés*

Toutes les méthodes numériques en électromagnétisme sont fondées sur la résolution des équations de Maxwell, qui définissent les lois physiques régissant la variation du champ électrique et magnétique en fonction du temps et de l'espace (Section II chapitre II).

Pour alléger la résolution de ces équations, la méthode des circuits équivalents fut proposée par Baudrand [55], [60] et [61] dans le but de représenter les équations intégrales par des circuits équivalents. Cette représentation sert à exprimer les conditions aux limites du champ électromagnétique inconnu à l'aide d'un simple circuit électrique, qui peut être considéré comme une vraie image électrique de la structure à étudier. En effet, Au niveau de la discontinuité, l'état électromagnétique est décrit par des fonctions d'essai généralisées qui sont modélisées par des sources virtuelles ne stockant pas d'énergie. Ces sources permettent de représenter toutes les relations de passage imposées au champ électromagnétique à la traversée d'une surface donnée.

L'environnement de la discontinuité est exprimé par un opérateur impédance (ou opérateur admittance) qui représente les conditions aux limites de part et d'autre de la surface de discontinuité. L'excitation de la surface de discontinuité est représentée symboliquement par une source localisée ou modale de champ ou de courant dite réelle puisqu'elle délivre de la puissance.

### *III.3. Formulation mathématique*

La méthode du circuit équivalent généralisé (MCEG) découle d'une simulation entre les équations décrivant les conditions aux limites du courant et du champ électrique sur une surface de discontinuité d'une part, et celle mettant en jeu la tension et l'intensité dans un circuit d'autre part [53]. En effet, les équations de continuité vérifiées par le champ électromagnétique au niveau de la discontinuité de la structure qui est due à la présence du métal, sont données en termes d'opérateurs admittances restreints aux portions du domaine de définition de la discontinuité. Ce domaine permet de poser la relation linéaire liant le champ électrique transverse à une densité de courant. Par suite, selon la complexité de la structure,

un schéma en circuit électrique équivalent est établi. Il introduit le concept de fonction d'essai comme une source virtuelle ajustable. Par ce schéma, tous les paramètres d'une structure peuvent être pris en considération : source d'excitation, milieux non homogènes, dimensions finies.

En conséquence, le problème homogène formulé est résolu numériquement par la méthode de Galerkin. Le choix judicieux des fonctions de bases et essai permet de mieux étudier le comportement de la structure modélisée.

### III.3.1. Fonction d'essai généralisée

Une fonction d'essai est une grandeur transverse (champ  $E$  ou densité de courant  $J$ ) définie au niveau de la discontinuité. Ces fonctions décrivent l'état électromagnétique au niveau de la surface de discontinuité ( $S_D$ ) qui se compose de deux domaines complémentaires tel que  $S_D = S_{D1} \cup S_{D2}$ .

Généralement, le champ s'annule sur un sous-domaine  $S_{D1}$  et admet une valeur non nulle sur le domaine complémentaire  $S_{D2}$ . La résolution du système global (sur tout le domaine) pourra alors être limitée au domaine de la fonction d'essai. Toutefois, la solution devra garantir la satisfaction des conditions aux limites sur tout le domaine de ( $S_D$ ).

Cet état électromagnétique s'exprime par une fonction d'essai généralisée définie sur  $S_{D2}$  et qu'on représente par une source virtuelle qui ne consomme pas d'énergie.

#### III.3.1.a. Les sources virtuelles

Les sources virtuelles s'introduisent pour rassembler toutes les représentations en une seule, valable en tout point du domaine de définition  $D_e$ . Une source virtuelle doit être ajustée de façon à annuler sa grandeur duale. Ce réglage est représenté par une source ajustable dont la représentation symbolique est donnée par la Figure (III.1) :

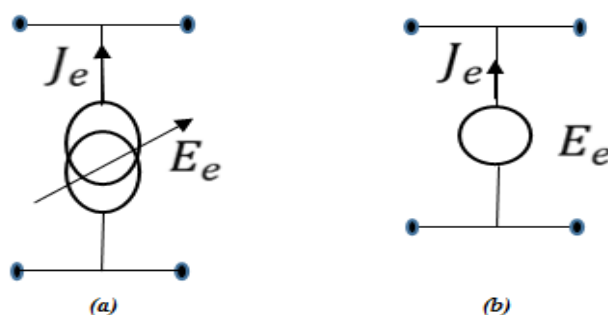


Figure III.1: (a) source virtuelle de courant (b) source virtuelle de champ

Il existe deux sortes de source virtuelle :

- Les sources virtuelles en champ notées  $E_e$  : représentées symboliquement par un circuit-ouvert sur leur domaine de définition  $D_e$  et par un court-circuit sur le domaine complémentaire de  $D_e$  dans  $D$ , noté  $\overline{D}_e$ .
- Les sources virtuelles en courant notées  $J_e$  : représentées symboliquement par un court-circuit sur leur domaine de définition  $D_e$  et par un circuit-ouvert sur le domaine complémentaire  $\overline{D}_e$ . [55]

Dans le domaine de définition d'une source virtuelle, la grandeur duale de cette dernière est nulle. Cette annulation permettra de formuler le problème aux limites. Elle traduit le fait qu'une source virtuelle ne délivre pas de puissance : une source virtuelle en champ est réglée de telle manière que la tension à ses bornes soit nulle.

Ce réglage est symbolisé par une flèche barrant la représentation des sources virtuelles (en champ et en courant).

### *III.3.1.b. Choix de la fonction d'essai*

La fonction d'essai  $g_p$  est de type courant. Elle est donc définie sur le domaine métallique et nul ailleurs. Plusieurs choix sont possibles, échelon, piecewise (linéaire ou sinusoïdal), sinusoïdale étendue, numérique...

Dans notre cas, on s'intéresse aux fonctions sinusoïdales étendues qui sont définies sur des domaines rectangulaires.

Le choix de fonction d'essai courant de type sinusoïdal étendu dépend de quelques critères physiques relatifs à la forme verticale de l'excitation. Les conditions qu'on doit respecter dans le choix des fonctions d'essai sinusoïdales étendues (champ ou courant) sont les suivantes :

- Dans le cas des fonctions d'essai courant, les conditions aux limites sur une arête métallique sont les mêmes que celles sur un mur magnétique c'est-à-dire, le courant et le champ dirigé selon la normale sont nuls alors que le courant et le champ tangentiel sont maximaux.
- Dans le cas des fonctions d'essai champ, les conditions aux limites sur une arête métallique sont les mêmes que celles sur un mur électrique. En effet, le courant et le champ tangentiel sont nuls.

Dans notre structure les fonctions d'essai sur le domaine métallique sont de type courant. Soit  $N_e$  le nombre des fonctions test sur le domaine métallique. En respectant les conditions aux limites imposées par l'allure réelle du courant, la fonction d'essai s'exprime par la relation  $\forall p \in \{1, 2, \dots, N_e\}$

$$g_p = \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi \left(y - \frac{b}{2}\right)\right) \quad (\text{III.1})$$

### III.3.2. Les sources électromagnétiques

Les sources sont des dispositifs qui imposent un état électrique en certains points. Ce sont souvent des intermédiaires théoriques permettant de calculer une matrice impédance. On distingue deux types de source électromagnétique, les sources localisées (élément actif placé dans un environnement électromagnétique) et les sources de modes.

#### III.3.2.a. Les sources localisées

Les sources localisées sont définies sur une surface (S) de faible dimension et sont caractérisées par une tension ou un courant quasi-statique (vu les dimensions). L'emploi des sources réelles introduit les équations suivantes dans un milieu linéaire :

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} - \vec{M} \\ \text{rot } \vec{H} = -j\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En fait il existe plusieurs interprétations de  $\vec{J}$  et  $\vec{M}$  qui varient d'un problème à un autre.  $\vec{J}$  pourrait être un courant de conduction ou un courant de polarisation électrique, quant à  $\vec{M}$ , il pourrait être un courant magnétique ou un courant de polarisation magnétique (générateur de Thévenin et de Norton).

Certaines études affirment qu'on peut définir à partir de  $\vec{J}$  et  $\vec{M}$  des excitations équivalentes aux sources employées dans la théorie des circuits, il s'agit des sources localisées en courant et en tension. Cette équivalence est vraie à condition que les dimensions des sources et des accès soient petites devant la longueur d'onde. Notons que l'interprétation physique de ces sources reste insuffisante, on leur préfère l'appellation 'sources mathématiques'.

La source mathématique la plus utilisée est connue sous le nom 'delta gap voltage' pour désigner une source de tension d'amplitude  $V_m$  appliquée dans un gap de dimensions très faible dans le plan de circuit.

La source localisée, doit avoir une dimension non nulle pour pouvoir appliquer une tension électrique. En plus, cette dimension doit être négligeable devant la longueur d'onde pour assurer l'unicité de la définition de la source et la non dépendance de la charge [53].

Il existe deux types de sources localisées (Figure (III.2)) :

- Source de courant localisée
- Source de tension localisée

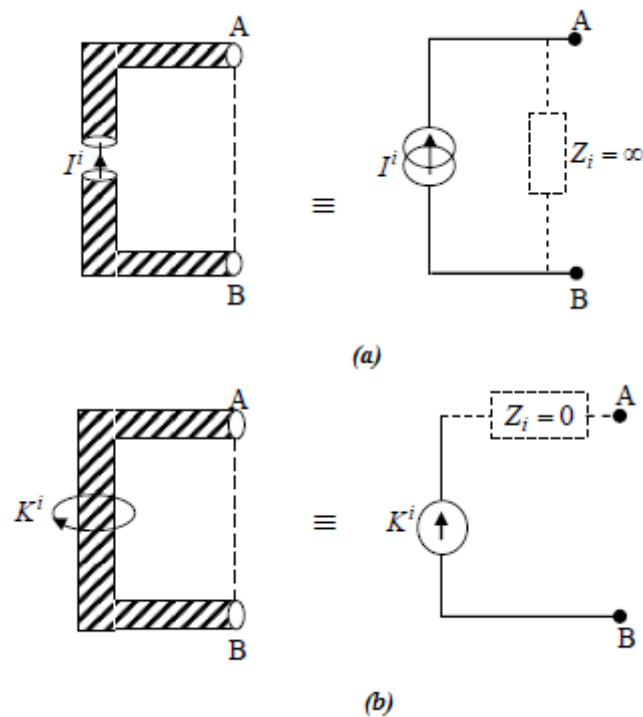


Figure III.2: Représentation symbolique, a) d'une source de courant localisée b) d'une source de tension localisée

[56] a pu démontrer que les deux types d'excitation sont équivalents et aboutissent aux mêmes résultats. Cette équivalence reste vraie à condition que les dimensions des sources et des accès soient petites devant la longueur d'onde.

Une source localisée planaire peut être schématisée par une surface ( $S_{plan\_loc}$ ) de petites dimensions par rapport à la longueur d'onde et aux dimensions de la surface de discontinuité. Cette source  $S_{plan\_loc}$  doit être isolée des courants extérieurs, en dehors des bornes. Il existe deux types de sources planaires localisées (Figure (III.3)) :

- Une source de courant électrique  $J_0$  représentée dans le schéma équivalent par un générateur de courant de puissance non nulle, mis en parallèle.
- Une source de tension ou de champ électrique  $E_0$  représentée dans le circuit équivalent par un générateur de tension mis en série.

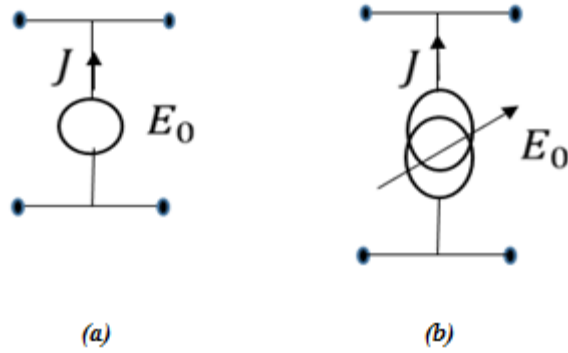


Figure III.3 : Source planaire localisées, a) Source réelle de tension b) Source réelle de courant

Dans notre travail nous nous intéressons d'introduire seulement les sources localisées de type champ. Le champ électrique  $E$  défini sur une surface  $S$  selon la fonction de mise en forme  $f(x, y)$  et une amplitude  $V_0$ , est écrit :

$$E(x, y) = V_0 f(x, y) \quad (\text{III.3})$$

### III.3.2.b. Les sources modales (Les sources étendues)

Les sources étendues sont des sources modales de type champ électrique ou magnétique relatif au guide ramené. Ces sources sont utilisées pour étudier des structures dans des guides d'ondes homogènes ou inhomogènes. Selon la nature de guide, une base modale est définie. Cette dernière peut être subdivisée en deux groupes, les modes d'ordres inférieurs (dits actifs) et les modes d'ordres supérieurs (dits passifs) [53].

La surface de discontinuité peut être excitée par un ou plusieurs modes actifs. Les modes d'ordres supérieurs sont localisés et par conséquent servent à décrire les variations abruptes au voisinage des discontinuités. Ces modes passifs sont superposés fermés par leurs impédances de modes.

On distingue deux types de sources modales d'excitation (Figure (III.4)) :

*Sources modales de champ* : Le champ électrique transverse  $E_0^i$  correspondant au mode fondamental du guide situé du côté  $i$  de la surface de discontinuité. L'excitation s'écrit  $E_0^i = V_0^i f_0^i$ . L'impédance interne  $\hat{Z}^i$  représente la contribution des modes évanescents du guide du côté  $i$  dans la distribution du champ électromagnétique à l'interface de discontinuité.

*Sources modales de courant* : La densité de courant du mode fondamental du guide est exprimée :  $J_0^i = I_0^i f_0^i$ . L'admittance interne de la source  $\hat{Y}^i$  représente la contribution des modes évanescents du guide du côté  $i$  dans la distribution du champ électromagnétique à l'interface de discontinuité.



Ces sources délivrent une puissance dans le guide, c'est pourquoi elles sont dites réelles (par opposition aux sources virtuelles).

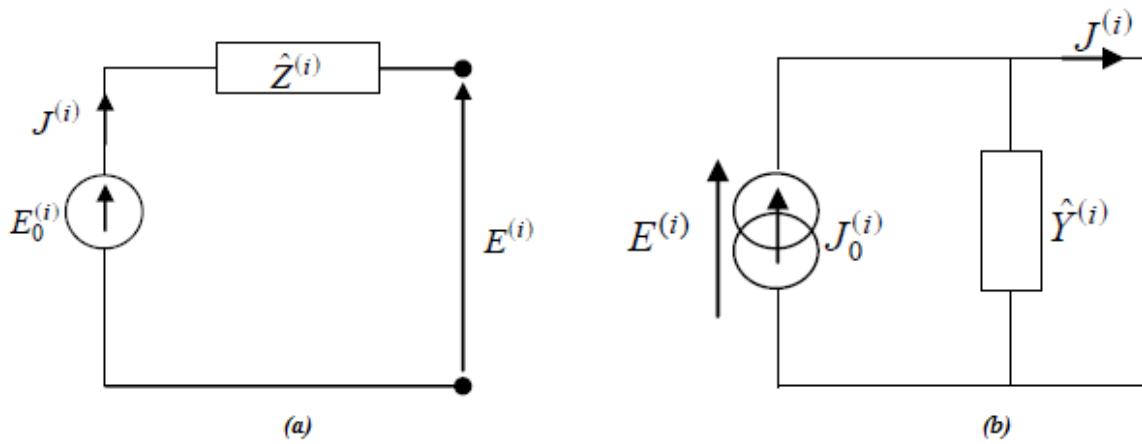


Figure III.4 : Représentation symbolique de la source modale dans un guide, a) de champ b) de courant

Ces deux opérateurs s'expriment par les relations exposées au Tableau (7) suivant la nature du guide.

	Sources modales de champ	Sources modales de courant
<i>Guide homogène</i>	$\hat{Z}^i = \sum_{n>1} f_n^i \rangle Z_{mn}^i \langle f_n^i$ <p><math>f_n^i</math> : fonction de base de type champ électrique</p> <p><math>Z_{mn}^i</math> : impédance de mode</p>	$\hat{Y}^i = \sum_{n>1} f_n^i \rangle Y_{mn}^i \langle f_n^i$ <p><math>f_n^i</math> : fonction de base de type champ électrique</p> <p><math>Y_{mn}^i</math> : admittance de mode</p>
<i>Guide inhomogène</i>	$\hat{Z}^i = \sum_{n>1} J_n^i \rangle \frac{z_{mn}^i}{N_n} \langle J_n^i$ <p><math>J_n^i</math> : fonction de base type densité de courant</p> <p><math>z_{mn}^i</math> : impédance de mode réduite</p> <p><math>N_n</math> : fonction de normalisation</p>	$\hat{Y}^i = \sum_{n>1} J_n^i \rangle \frac{y_{mn}^i}{N_n} \langle J_n^i$ <p><math>J_n^i</math> : fonction de base type densité de courant</p> <p><math>y_{mn}^i</math> : admittance de mode réduite</p> <p><math>N_n</math> : fonction de normalisation</p>

Tableau III.1 : Expression de l'opérateur impédance et admittance interne en fonction de la nature du guide

### III.3.3. Le schéma équivalent

La construction d'un schéma équivalent pour le système région1  $\cup$  surface  $\cup$  région2 consiste à former par les dipôles  $\hat{Y}_1$  et  $\hat{Y}_2$  (respectivement les conditions aux limites sur région1 et région2) le quadripôle représentant les relations de passage à la transverses de Surface.

Le schéma équivalent modélise convenablement l'équation générale aux limites un choix judicieux des fonctions d'essai est important pour que la solution du problème respecte les conditions physiques réelles. Une meilleure convergence des résultats numériques est obtenue lorsque les fonctions d'essai vérifient les conditions aux limites.

Le circuit étudié doit être structuré autour de plans parallèles séparés par des milieux à sections transverses homogènes. Ainsi une décomposition modale des champs transverses autour de ces surfaces est possible.

Les conditions aux limites de passage sur ces plans peuvent être mixtes (présence du métal et isolant). En fonction du circuit, le champ électrique ou le courant transverse est approximé par une fonction dite d'essai, qui correspond à sa variation physique approchée.

La résolution du problème de discontinuité quelconque se fait par la résolution d'un schéma équivalent, comportant des sources réelles, des sources virtuelles et des admittances. Les sources sont des fonctions à deux variables et les impédances sont des opérateurs. Ces opérateurs agissent sur les fonctions champ électrique transverse ou courant transverse.

#### III.3.3.a. Densité de courant surfacique $\vec{J}$

Afin d'établir une relation entre le champ électrique transverse  $E(x,y)$  et le champ magnétique transverse  $H(x,y)$ , il est commode de définir dans le plan transverse une densité de courant  $J$  (densité de courant associé à une surface).

Le vecteur  $J$  est une grandeur de même module que  $H$  mais tourné de  $\pi/2$  avec une orientation qui suit la normale  $\vec{n}$  (un changement de signe de  $\vec{n}$  entraîne un changement de signe de  $J$ ).

$J$  n'est pas une densité de courant volumique (A/m<sup>2</sup>), mais une densité surfacique, encore appelée densité de courant superficielle (A/m de même nature que  $H$ ). L'introduction de  $J$  permet de considérer dans la formulation des équations de Maxwell de vrais vecteurs ( $E$ ,  $J$ ), à la place de ( $E$ ,  $H$ ), où  $H$  vérifie la propriété de pseudo vecteur. En effet, dans ce type de structure, il nous sera permis de relier  $E$  et  $J$  par l'intermédiaire d'un opérateur. Pour bien

expliquer le problème, supposons qu'il existe sur  $D$  des courants superficiels  $J$ .  $S$  sépare maintenant le domaine en deux régions (1) et (2) (Figure (III.5)) [62].

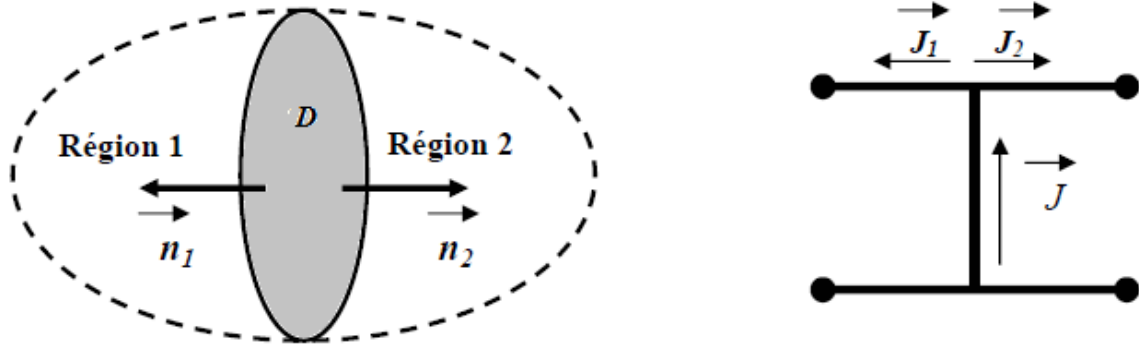


Figure III.5 : Loi de Kirchhoff

Au niveau du plan de séparation on a :  $\vec{J} \wedge \vec{n}_1 = \vec{H}_1 + \vec{H}_2$

D'où  $J = \vec{H}_1 \wedge \vec{n}_1 - \vec{H}_2 \wedge \vec{n}_1 = \vec{H}_1 \wedge \vec{n}_1 + \vec{H}_2 \wedge \vec{n}_2$

Ceci s'écrit  $\vec{J} = \vec{J}_1 + \vec{J}_2$

Cette relation est très simple à retrouver, car il suffit de représenter  $S$  comme une branche en parallèle parcourue par un courant  $\vec{J}$ . Les courants  $\vec{J}_1$  et  $\vec{J}_2$  sont représentés par des courants de ligne orientés comme  $\vec{n}_1$  et  $\vec{n}_2$ .

### III.3.3.b Opérateur impédance / Opérateur admittance

Une loi met en considération la densité de courant  $J$  sur la surface de discontinuité en fonction du champ électrique  $E$  tangentiel à cette surface. L'opérateur admittance permet de calculer  $\vec{J}$  sur une surface orientée à partir du champ électrique  $E$  tangentiel sur cette surface. On pose :

$$J_i = \hat{Y}_i E_i \quad (\text{III.4})$$

$\hat{Y}$  est l'opérateur admittance qui est unique suite à l'unicité des solutions  $(E, H)$  et  $(E, J)$  sur la surface  $(S)$ . Cette écriture est équivalente à :

$$E_i = \hat{Z}_i J_i \quad (\text{III.5})$$

avec  $i = 1, 2$ .

$\hat{Z}_i$  étant l'opérateur impédance exprimé analytiquement sur la base des modes de la région considérée. Adoptons pour ce qui suit la notation de Dirac. Ainsi, cet opérateur permet de calculer  $E_i$  sur la surface  $S$  à partir de la densité de courant  $J_i$  définie sur cette surface sans passer par les équations de Maxwell.

### III.3.3.c Opérateur admittance ramenées

Les opérateurs liant les champs électromagnétiques transverses pour des milieux homogènes sont directement déduits des admittances ramenées ou des quadripôles de longueur de ligne.

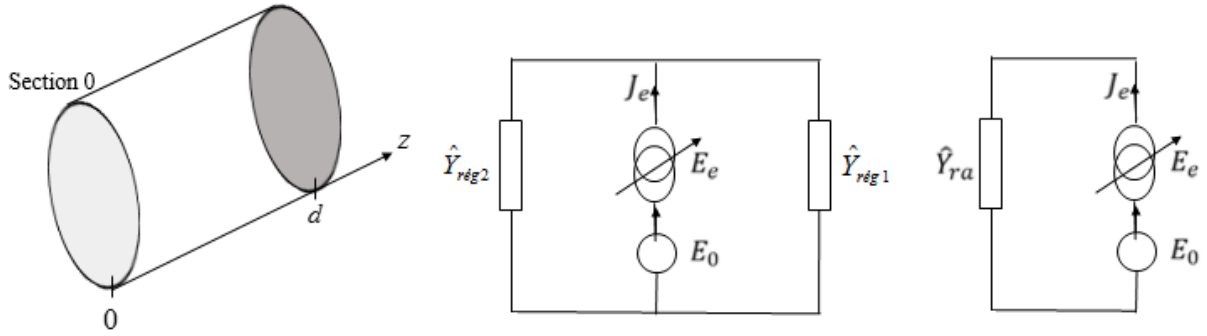


Figure III.6: Schéma équivalent d'une admittance ramenée

L'admittance ramenée représentée sur la Figure (III.6) et exprimé comme suit :

$$\hat{Y}_{ra} = \sum |f_{mn} > Y_{ra}^{\alpha} < f_{mn}| \quad (\text{III.6})$$

$$Y_{ra}^{\alpha} = Y_{M2}^{\alpha} \frac{Y_{M2}^{\alpha} + Y_{M1}^{\alpha} \coth(\gamma_{mn} d)}{Y_{M1}^{\alpha} + Y_{M2}^{\alpha} \coth(\gamma_{mn} d)} \quad (\text{III.7})$$

Les admittances caractéristiques des régions (1) et (2) sont données par :

$$Y_{M1}^{\alpha} = \begin{cases} Y_{M1}^{TE} = \frac{\gamma_{mn1}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M1}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn1}} \end{cases} \quad (\text{III.7.a})$$

$$Y_{M2}^{\alpha} = \begin{cases} Y_{M2}^{TE} = \frac{\gamma_{mn2}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M2}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn2}} \end{cases} \quad (\text{III.7.b})$$

Les admittances de mode (admittance caractéristique)  $Y_{Mi}^{\alpha}$  sont indépendantes de la forme du guide si ce n'est à travers l'expression de  $\gamma_{mn}$ .

### III.3.3.d Quadripôle de longueur de ligne $l$

Dans une section transverse de guide pour un mode  $\vec{f}$  donné, les champs électrique et magnétique se décomposent sur les modes en une onde aller en  $e^{-\gamma_z z}$  (propagation orientée en  $\vec{z}$ ), et une onde retour en  $e^{\gamma_z z}$  (propagation orientée en  $-\vec{z}$ ).

$$\vec{E}_T(z) = (E^+ e^{-\gamma_z z} + E^- e^{\gamma_z z}) \vec{f} \quad (\text{III.8})$$

On souhaite déterminer le quadripôle  $[\hat{Q}_y]$  liant les champs électromagnétiques entre les deux sections transverses distantes de  $l$  pour un mode donné (Figure (III.7)).

Notons  $E_1$  et  $E_2$  les champs électriques tangentiels et  $J_1$  et  $J_2$  les densités de courant aux surface  $D_1$  et  $D_2$  respectivement.

Symbolisons les champs tangentiels  $E_1$  et  $E_2$  par des tensions de branche, et les densités de courant  $J_1$  et  $J_2$  par des courants de branches. Les relations de passage imposées au champ électromagnétique à la transverse de la surface D seront représentées par un quadripôle.

$$E_i = \hat{Z}J_i = \hat{Y}^{-1}J_i \quad (\text{III.9})$$

$$E_1 = (E^+ + E^-)\vec{f} \quad (\text{III.10})$$

$$E_2 = (E^+ e^{-\gamma \cdot l} + E^- e^{-\gamma \cdot l})\vec{f} \quad (\text{III.11})$$

Le quadripôle de passage  $[\hat{Q}_y]$  entre deux sections transverses d'un même guide distantes de  $l$  est donné par :

$$[\hat{Q}_y] = Y_M^\alpha \begin{pmatrix} \coth(\gamma_{mn}^\alpha l) & -\frac{1}{\sinh(\gamma_{mn}^\alpha l)} \\ -\frac{1}{\sinh(\gamma_{mn}^\alpha l)} & \coth(\gamma_{mn}^\alpha l) \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

L'admittance caractéristique du guide :  $Y_M^\alpha = \begin{cases} Y_M^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \\ Y_M^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}} \end{cases}$

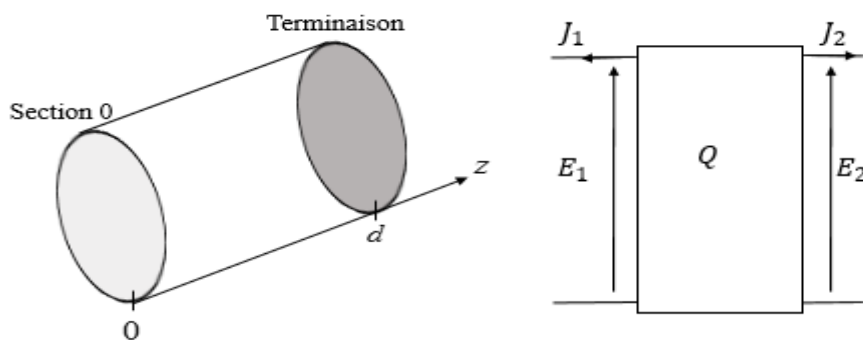


Figure III.7 : Schéma équivalent de longueur de ligne

Soit le quadripôle longueur :

$$[\hat{Q}_y] = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{11} & \hat{Y}_{12} \\ \hat{Y}_{12} & \hat{Y}_{11} \end{pmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Les opérateurs  $\hat{Y}_{11}$  et  $\hat{Y}_{12}$  déduits des conditions de passage entre deux sections pour les modes d'ordres supérieurs s'écrivent :

$$\hat{Y}_{11} = \sum |f_{mn} > Y_M^\alpha \coth(\gamma_{mn} l) < f_{mn}| \quad (\text{III.13.a})$$

$$\hat{Y}_{12} = -\sum |f_{mn} > \frac{Y_M^\alpha}{\sinh(\gamma_{mn} l)} < f_{mn}| \quad (\text{III.13.b})$$

$$\text{Donc } [\hat{Q}_y] = \begin{pmatrix} \sum |f_{mn} > Y_M^\alpha \coth(\gamma_{mn} l) < f_{mn}| & -\sum |f_{mn} > \frac{Y_M^\alpha}{\sinh(\gamma_{mn} l)} < f_{mn}| \\ -\sum |f_{mn} > \frac{Y_M^\alpha}{\sinh(\gamma_{mn} l)} < f_{mn}| & \sum |f_{mn} > Y_M^\alpha \coth(\gamma_{mn} l) < f_{mn}| \end{pmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Pour le cas de deux couches de diélectriques comme le montre la (Figure (III.8)),

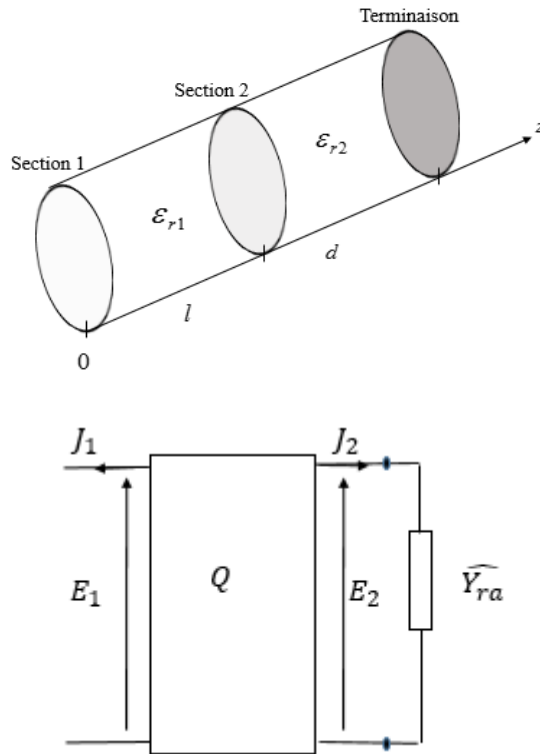


Figure III.8 : Schéma équivalent de longueur de ligne en présence de deux couches de diélectrique.

L'admittance ramenée dans le plan  $z = 0$  correspond à la section (1) est déterminée en chaînant mode à mode le quadripôle de longueur de ligne  $l$  avec une admittance ramenée dans le plan  $z = l$  de la section (2), caractérisant la terminaison.

L'admittance ramenée  $Y_{2diel}^\alpha$  dans le plan  $z = 0$  en présence de deux couches diélectriques fermées par une terminaison électrique est donc définie par :

$$Y_{2diel}^\alpha = Y_M^\alpha \frac{Y_M^\alpha + Y_{ra}^\alpha \coth(\gamma_{mn}^\alpha l)}{Y_{ra}^\alpha + Y_M^\alpha \coth(\gamma_{mn}^\alpha l)} \quad (\text{III.15})$$

C'est une admittance ramenée par une longueur de ligne fermée sur une admittance ramenée. Sachant que les admittances caractéristiques sont les suivantes :

$$Y_M^\alpha = \begin{cases} Y_M^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \\ Y_M^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}} \end{cases} \quad (\text{III.15.a})$$

$$Y_{ra}^\alpha = \begin{cases} Y_{ra}^{TE} = \frac{\gamma_{mn\_diel}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{ra}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn\_diel}} \end{cases} \quad (\text{III.15.b})$$

$$\gamma_{mn\_diel} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2\mu_0\epsilon_0\epsilon_r} \quad (\text{III.15.c})$$

Une fois la traduction des équations intégrales sous forme d'un circuit équivalent est établie, on applique les lois de Kirchhoff généralisées (en courant et en tension) et la loi d'Ohm (notion d'opérateur impédance/ admittance) au circuit obtenu. Ainsi on déduit une relation formelle entre les sources (virtuelles et réelles) et leurs grandeurs duales sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \text{Grandeurs duales} \\ \text{des sources réelles} \\ \text{et virtuelles} \end{bmatrix} = \hat{H} \begin{bmatrix} \text{sources réelles} \\ \text{et virtuelles} \end{bmatrix}$$

On décompose ensuite chaque source réelle sur son mode fondamental et chaque source virtuelle sur la fonction associée.

### III.4. Méthode de Galerkin

Les problèmes électromagnétiques se ramènent à la résolution d'une équation d'opérateurs :

$$\hat{H} \cdot \vec{x} = \vec{g} \quad (\text{III.16})$$

Sachant que  $\vec{g}$  : est un terme représentant l'excitation,  $\vec{x}$  est l'inconnue du problème (soit un champ électrique soit un champ magnétique),  $\hat{H}$  est un opérateur intégral-différentiel qui est généralement linéaire et s'écrit en fonction de l'opérateur impédance  $\hat{Z}$  ou de l'admittance  $\hat{Y}$ .

La méthode de Galerkin adoptée pour la résolution des problèmes électromagnétiques est basée sur la décomposition de la solution sur une base de fonctions connues appelées fonctions d'essai (ou encore fonctions test).

Soit  $\vec{w}$  la solution approchée de l'inconnue  $\vec{x}$  :

$$\vec{w} = \sum_{p=1}^n a_p \vec{b}_p \quad (\text{III.17})$$

Avec  $(a_p)_{p \in [1,2,\dots,N]}$  des constantes de pondération inconnues à calculer. Les  $(\vec{b}_p)_{p \in [1,2,\dots,N]}$  sont des fonctions de décomposition connues de  $\vec{w}$  nommées fonctions d'essai.

Nous allons décrire la technique de résolution de la méthode de Galerkin qui permet le passage d'une représentation en opérateur (III.16) en une représentation matricielle. Remplaçons  $\vec{x}$  par  $\vec{w}$  et projetons l'ensemble sur des fonctions de décomposition  $(\vec{b}_p)_{p \in [1,2,\dots,N]}$ . Nous obtenons ainsi le système d'équations suivant :

$$\langle \vec{b}_m, \hat{H} \sum_{p=1}^N a_p \vec{b}_p \rangle = \langle \vec{b}_m, \vec{g} \rangle \quad \forall m \in \{1,2,\dots, N\} \quad (\text{III.18})$$

$$\sum_{p=1}^N \langle \vec{b}_m, \hat{H} \vec{b}_p \rangle \cdot a_p = \langle \vec{b}_m, \vec{g} \rangle \quad (\text{III.19})$$

L'équation (III.19) s'écrit alors sous la forme matricielle suivante :

$$\underbrace{\langle \vec{b}_m, \hat{H} \vec{b}_p \rangle}_{[M]} \underbrace{[a_p]}_{[X]} = \underbrace{\langle \vec{b}_m, \vec{g} \rangle}_{[B]} \quad (\text{III.20})$$

Donc  $[M] \cdot [X] = [B]$  (III.21)

Alors les coefficients de pondérations se calculent en utilisant :

$$[X] = [M]^{-1} [B] \quad (\text{III.22})$$

### III.5. Décomposition du champ $E$ et de la densité de courant $J$

Dans le cas de guide d'onde homogène Le champs électrique ( $|E\rangle$ ) est décomposé sur une base choisie d'une façon adéquate notée ( $f_{mn}$ ). Cette base doit être complète et vérifie les conditions aux limites. Le champ s'écrit sous la forme suivante :

$$|E\rangle = \sum_{mn} z_{mn} i_{mn} |f_{mn} \quad (\text{III.24})$$

Avec  $i_{mn}$  : Les pondérations de courant qui correspond aux modes du guide.

$z_{mn}$  : Les impédances modales.

$f_{mn}$  : Base de décomposition.



Ainsi, nous pouvons déduire la décomposition modale de la densité de courant ( $|J\rangle$ ) à partir de :

$$|J\rangle = \sum_{mn} i_{mn} |f_{mn}\rangle \quad (\text{III.25})$$

Il existe deux possibilités :

- La base  $f_{mn}$  est orthonormée  $\langle f_{mn} | f_{m'n'} \rangle = \delta_{m,n}^{m',n'}$ , l'opérateur impédance est défini par :

$$\hat{Z} = \sum_{mn} |f_{mn}\rangle z_{mn} \langle f_{mn}| \quad (\text{III.26})$$

- La base  $f_{mn}$  n'est pas orthonormée  $\langle f_{mn} | f_{m'n'} \rangle \neq \delta_{m,n}^{m',n'}$ ,  $\langle f_{mn} | f_{m'n'} \rangle = N' \delta_{mn}$

$$\hat{Z} = \sum_{mn} \frac{|f_{mn}\rangle z_{mn} \langle f_{mn}|}{|f_{mn}\rangle \langle f_{mn}|} \quad (\text{III.27})$$

Avec  $\delta_{m,n}^{m',n'}$  le delta de Kronecker et  $N'$  la constante de normalisation.

La densité de courant  $J$  représenté sur les fonctions de base, s'exprime comme suit :

$$\vec{J}(x, y) = \sum_p^{N_e} \left[ \left( \sum_{m,n}^{N_B-TE} x_p \langle \vec{g}_p, \vec{f}_{m,n}^{TE} \rangle \vec{f}_{m,n}^{TE}(x, y) \right) + \left( \sum_{m,n}^{N_B-TM} x_p \langle \vec{g}_p, \vec{f}_{m,n}^{TM} \rangle \vec{f}_{m,n}^{TM}(x, y) \right) \right] \quad (\text{III.28})$$

Le champ électrique peut être déduit à partir du courant  $J$  par la formule suivante :

$$\vec{E}(x, y) = \sum_p^{N_e} \left[ \left( \sum_{m,n}^{N_B-TE} x_p \langle \vec{g}_p, \vec{f}_{m,n}^{TE} \rangle z_{mn}^{TE} \vec{f}_{m,n}^{TE}(x, y) \right) + \left( \sum_{m,n}^{N_B-TM} x_p \langle \vec{g}_p, \vec{f}_{m,n}^{TM} \rangle z_{mn}^{TM} \vec{f}_{m,n}^{TM}(x, y) \right) \right] \quad (\text{III.29})$$

### III.6. Modélisation d'une antenne dipôle dans un guide infini avec la méthode MCEG

Dans ce qui suit, on se propose de déterminer la relation formelle entre les sources et leurs grandeurs duales dans le cas du circuit présenté dans la Figure (III.10).

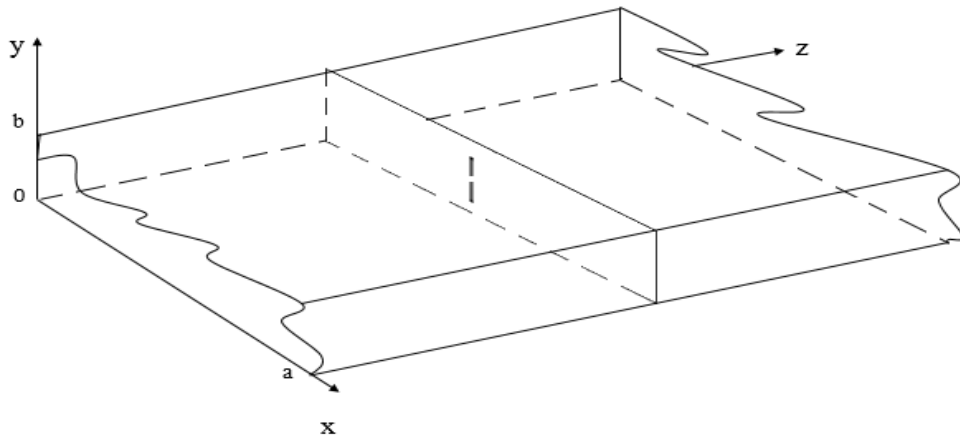


Figure III.9: Schéma démonstratif d'une antenne dipôle dans un guide rectangulaire infini

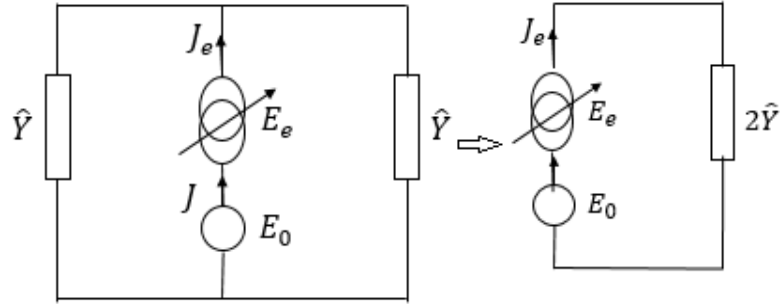


Figure III.10: Schéma équivalent d'une antenne dipôle

L'étude électromagnétique de la structure Figure (III.9) est faite en utilisant la méthode des circuits équivalents généralisés. Vu la symétrie de la structure par rapport au plan de discontinuité, les conditions aux limites peuvent être représentées schématiquement par le circuit équivalent simplifié Figure (III.10).

### III.6.1. Calcul du courant surfacique $J$ et du champ diffracté $E_e$

On se propose de déterminer la distribution du courant surfacique  $J$  et la distribution du champ diffracté  $E_e$  au niveau du motif placé dans un guide virtuel de type électrique (les quatre côtés sont de type électrique) et excité artificiellement par une source localisée.

En appliquant les lois de Kirchhoff et la loi d'Ohm au circuit de la Figure (III.10), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} J_e = J & \text{(III.28.a)} \\ E_e = \hat{Y}^{-1} J_e - E_0 & \text{(III.28.b)} \end{cases}$$

$E_0$  est la source d'excitation artificielle. Elle s'exprime en fonction des modes actifs de la base modale locale. On considère une excitation par une source localisée  $E_0 = V_0 F_0$  avec

$$F_0 = \frac{1}{\delta}$$

$\hat{Y}$  est l'admittance interne qui représente la contribution des modes localisés dans la base distribution du champ électromagnétique au niveau de la discontinuité. On a :

$$\hat{Y} = \hat{Y}_1 + \hat{Y}_2 \quad \text{(III.29)}$$

Les modes d'ordres supérieurs sont utilisés pour définir l'opérateur d'admittance

$$\hat{Y} = \sum |f_{mn}^\alpha \rangle y_{mn}^\alpha \langle f_{mn}^\alpha| \quad \text{(III.30)}$$

L'expression (III.28.a) exprime le courant en fonction du courant virtuel  $J_e$  qui est l'inconnu du problème. Pour cela on commence par la détermination du courant  $J_e$ . Puisque ce dernier est l'inconnue du problème, il est exprimé par la somme de  $N_p$  fonctions test

connues  $(g_p)_{p \in (1,2,\dots,N_e)}$  multipliées par des coefficients de pondérations inconnues  $(x_p)_{p \in (1,2,\dots,N_e)}$  comme suit :

$$J_e = \sum_{p=1}^{N_p} x_p g_p \quad (\text{III.31})$$

### III.6.1.a. Détermination de la distribution du courant $J$

Le courant  $J$  s'écrit comme étant une somme des modes de la base locale pondérés par des coefficients inconnues  $I_m$  qu'on se propose de calculer :

$$J = \sum_{m=0}^M I_m f_m \quad (\text{III.32})$$

Notons que  $f_{mn(m \in \{0,1,2,\dots,M\})}$  est la base modale relative d'un guide à mur électrique :

$$\begin{aligned} \tilde{f}_{mn}^{TE} &= \begin{cases} f_{mnx}^{TE}(x, y) = N_x^{TE} \cdot \cos\left(\frac{m \cdot \pi \cdot x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot y}{b}\right) \\ f_{mny}^{TE}(x, y) = N_x^{TM} \cdot \sin\left(\frac{m \cdot \pi \cdot x}{a}\right) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot y}{b}\right) \end{cases} \\ \tilde{f}_{mn}^{TM} &= \begin{cases} f_{mnx}^{TM}(x, y) = N_y^{TE} \cdot \cos\left(\frac{m \cdot \pi \cdot x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot y}{b}\right) \\ f_{mny}^{TM}(x, y) = N_y^{TM} \cdot \sin\left(\frac{m \cdot \pi \cdot x}{a}\right) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot y}{b}\right) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

Les constantes de normalisation sont exprimées par les équations suivantes :

$$N_X^{TE/TM} = \begin{cases} N_X^{TE} = -\frac{n \cdot \pi}{b} A_{mn}^{TE} \\ N_X^{TM} = \frac{m \cdot \pi}{a} A_{mn}^{TM} \end{cases} \quad (\text{III.33.a})$$

$$N_Y^{TE/TM} = \begin{cases} N_Y^{TE} = \frac{m \cdot \pi}{a} A_{mn}^{TE} \\ N_Y^{TM} = -\frac{n \cdot \pi}{b} A_{mn}^{TM} \end{cases} \quad (\text{III.33.b})$$

$$\text{Avec } A_{mn}^{TE} = \frac{\sqrt{\frac{\tau_m \tau_n}{ab}}}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad \text{et} \quad A_{mn}^{TM} = \frac{2}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}$$

Ainsi  $\forall n \in \{0,1,2,\dots, M\}$

$$\langle f_n, J \rangle = \left\langle f_n, \sum_{m=0}^M I_m f_m \right\rangle = I_n \quad (\text{III.34})$$

Puisque les  $f_{m(m \in N)}$  forment une base orthonormée, par conséquence, on a :

$$J = \sum_{m=0}^M \langle f_m, J \rangle f_m \quad (\text{III.35})$$

D'autre part, on dispose de la relation,  $J_e = J$  qu'on remplace dans l'équation (III.34), pour obtenir :

$$\begin{aligned} I_m &= \langle f_m, J \rangle = \langle f_m, J_e \rangle \\ &= \left\langle f_m, \sum_{p=1}^{N_p} x_p g_p \right\rangle \\ &= \sum_{p=1}^{N_p} x_p \langle f_m, g_p \rangle \\ \Rightarrow \forall m \in \{0, 1, 2, \dots, M\} \text{ on a } \quad I_m &= \sum_{p=1}^{N_p} x_p \langle f_m, g_p \rangle \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

### III.6.1.b. Détermination de la distribution du champ $E_e$

Le champ diffracté  $E_e$  s'écrit en fonction de la source d'excitation de l'opérateur admittance  $\hat{Y}$  dû aux modes localisés, et au courant  $J_e$  de la source virtuelle :

$$E_e = \hat{Y}^{-1} J_e - E_0 = \hat{Y}^{-1} J_e - V_0 F_0 \quad (\text{III.37})$$

Le système (III.28) s'écrit alors sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} J \\ E_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & \hat{Y}^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_0 \\ J_e \end{pmatrix} \quad (\text{III.38})$$

Pour résoudre ce système d'équation, il faut faire appel à l'une des méthodes existantes. On optera ici pour la méthode de Galerkin connue par la simplicité de sa formulation et la généralisation de son application.

### III.6.2. Application de la méthode de Galerkin

L'application de la méthode de Galerkin pour résoudre le problème électromagnétique d'écrit par l'équation (III.28) consiste à projeter l'équation (III.28.a) sur l'excitation  $F_0$  et à projeter l'équation (III.28.b) sur les fonctions test  $(g_p)_{p \in \{1, 2, \dots, N\}}$ .

$$\begin{aligned} J_e = J \langle F_0, J \rangle &= \langle F_0, J_e \rangle \\ \left\langle F_0, \sum_{m=0}^M I_m f_m \right\rangle &= \left\langle F_0, \sum_{p=1}^{N_p} x_p g_p \right\rangle \end{aligned} \quad (\text{III.39})$$

Or les  $(f_m)_{m \in \{0,1,\dots,M\}}$  forment une base orthonormée c-à-dire  $\langle f_n, f_m \rangle = \delta_{mn}$  ainsi

$$\text{l'équation s'écrit de la façon suivante : } I_0 = \sum_{p=1}^{N_p} x_p \langle F_0, g_p \rangle$$

$$I_0 = [X][A] \quad (\text{III.40})$$

Projetant maintenant l'équation (III.28.b)  $\forall q \in \{1,2,\dots, N_e\}$  on a :

$$\begin{aligned} E_e &= \hat{Y}^{-1} J_e - E_0 \\ \langle g_p, E_e \rangle &= \langle g_p, \hat{Y}^{-1} J_e \rangle - \langle g_p, E_0 \rangle \\ 0 &= \left\langle g_q, \hat{Y}^{-1} \sum_{p=1}^{N_p} x_p g_p \right\rangle - \langle g_q, V_0 F_0 \rangle \\ 0 &= \sum_{p=1}^{N_p} x_p \langle g_q, \hat{Y}^{-1} g_p \rangle - V_0 \langle g_q, F_0 \rangle \\ 0 &= [X][B] - V_0[A]^t \end{aligned} \quad (\text{III.41})$$

En utilisant les équations (III.39) et (III.40), on déduit l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \langle F_0, g_1 \rangle & \langle F_0, g_2 \rangle & \cdots & \langle F_0, g_{N_e} \rangle \\ -\langle g_1, F_0 \rangle & \langle g_1, \hat{Y}^{-1} g_1 \rangle & \langle g_1, \hat{Y}^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_1, \hat{Y}^{-1} g_{N_e} \rangle \\ -\langle g_2, F_0 \rangle & \langle g_2, \hat{Y}^{-1} g_1 \rangle & \langle g_2, \hat{Y}^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_2, \hat{Y}^{-1} g_{N_e} \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\langle g_{N_e}, F_0 \rangle & \langle g_{N_e}, \hat{Y}^{-1} g_1 \rangle & \langle g_{N_e}, \hat{Y}^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_{N_e}, \hat{Y}^{-1} g_{N_e} \rangle \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_e} \end{pmatrix} \quad (\text{III.42})$$

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & [A] \\ -[A]^t & [B] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ X \end{pmatrix} \quad (\text{III.43})$$

Avec  $[A]$  et  $[B]$  s'écrivent comme suit :

$$[A] = \begin{pmatrix} \langle F_0, g_1 \rangle \\ \langle F_0, g_2 \rangle \\ \vdots \\ \langle F_0, g_p \rangle \end{pmatrix} \quad (\text{III.43.a})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \langle g_1, \hat{Y}^{-1} g_1 \rangle & \langle g_1, \hat{Y}^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_1, \hat{Y}^{-1} g_{N_e} \rangle \\ \langle g_2, \hat{Y}^{-1} g_1 \rangle & \langle g_2, \hat{Y}^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_2, \hat{Y}^{-1} g_{N_e} \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle g_{N_e}, \hat{Y}^{-1} g_1 \rangle & \langle g_{N_e}, \hat{Y}^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_{N_e}, \hat{Y}^{-1} g_{N_e} \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{III.43.b})$$

$$I_0 = [A][X]$$

$$0 = [X][B] - V_0[A]^t$$

Les coefficients de pondérations  $x_p$  se calculent à partir de l'équation (III.40) comme

suit :

$$[X] = [A]' V_0 [B]^{-1} \quad (\text{III.44})$$

$$I_0 = [A]' V_0 [B]^{-1} [A] \quad (\text{III.45})$$

$\langle g_q, E_e \rangle = 0$  puisque les fonctions d'essai et le champ dual sont définis sur des domaines complémentaires.

La résolution de ce système nous permettra de calculer l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  et déterminer l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  vue par la source d'excitation. Les coefficients de pondérations ( $x_p$ ) et les distributions du courant surfacique  $J$  et du champ diffracté  $E_e$  au niveau de la surface de discontinuité.

L'équation (III.45) permet d'écrire :

$$Y_{in} = [A]' [B]^{-1} [A] \quad (\text{III.46})$$

Ainsi :

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{[A]' [B]^{-1} [A]} \quad (\text{III.47})$$

Une étude de convergence est élaborée dans la mesure où elle permet de fixer ultérieurement le nombre des fonctions d'essai et le nombre des fonctions de test (essai).

### III.6.3. Résultats numériques

#### III.6.3.a. Etude de la convergence

Nous commençons par une étude de convergence des résultats numériques afin de calculer convenablement la distribution du champ  $E$  ainsi la densité de courant  $J$  par une antenne dipôle résonant à  $f=1,8\text{GHz}$ . Pour atteindre la convergence, on a besoin d'augmenter le nombre des fonctions d'essai. La Figure (III.11) présente une étude de la convergence en fonction du nombre des fonctions d'essai ( $N_e$ ) et du nombre des fonctions de base ( $N_B$ ).

Nous constatons que la convergence est atteinte pour  $N_e = 10$  et  $N_B = 200$ . Ainsi, nous considérons ces valeurs pour modéliser les structures présentées dans la suite de ce travail.

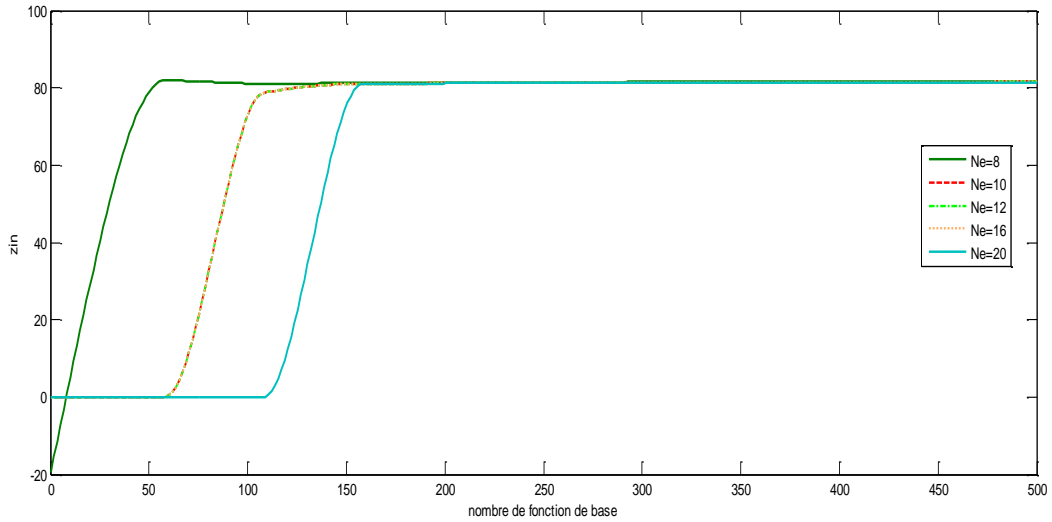


Figure III.11 : Etude de la convergence de la valeur de  $z_{in}$ .

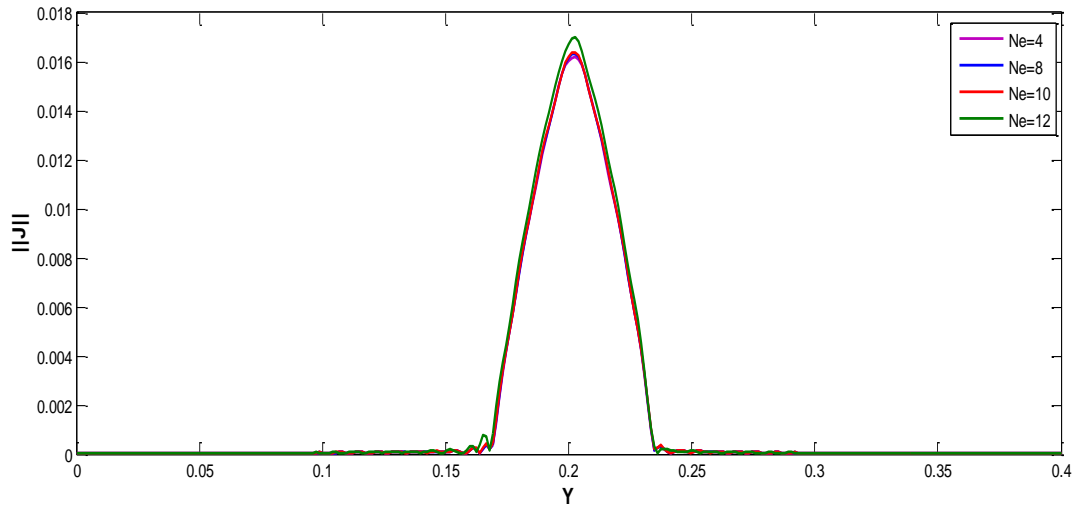


Figure III.12 : Convergence du courant  $J$  en fonction du nombre des fonctions test  $N_e$

La Figure (III.12) représente la convergence de la densité de courant par une antenne dipôle excitée par une source localisée. On remarque l'existence de l'effet de Gibbs qui s'atténue en augmentant le nombre des fonctions d'essai et de base. A la convergence, l'allure de la densité de courant et le champ diffracté est représenté par les Figure (III.13) (III.14) respectivement.

La Figure (III.15) représente la normalisation de la distribution de la densité de courant et de champ par un dipôle excité au centre et résonant a une fréquence 1,8GHz.

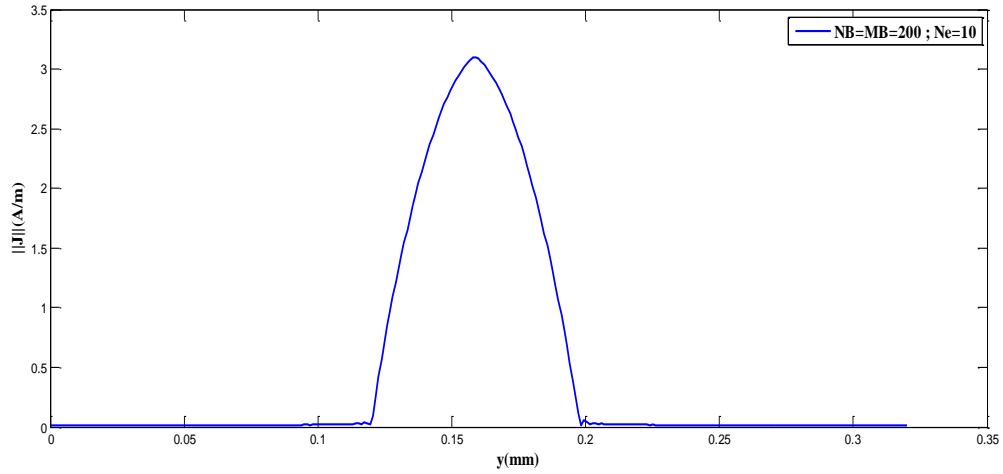


Figure III.13 : Distribution du courant  $J$  obtenue à la convergence.

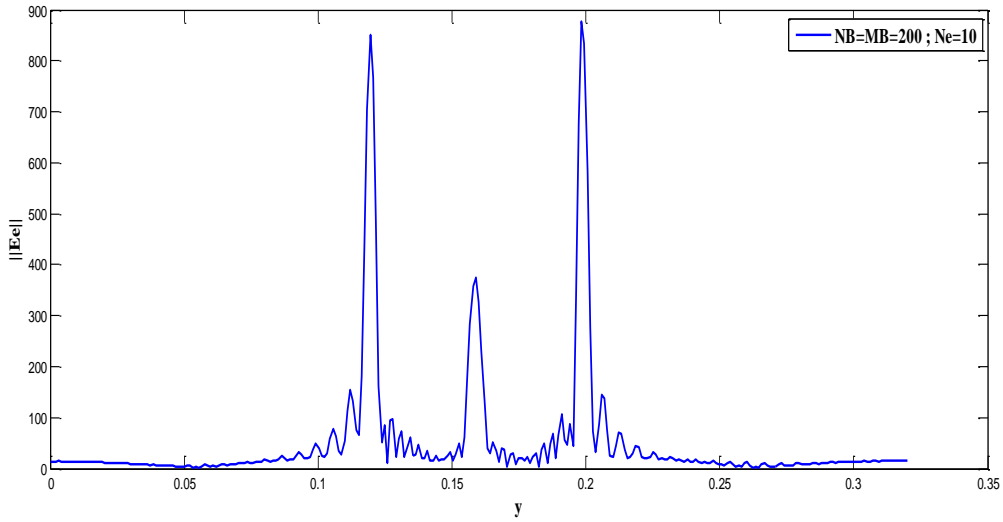


Figure III.14 : Distribution du champ  $E_e$  obtenue à la convergence.

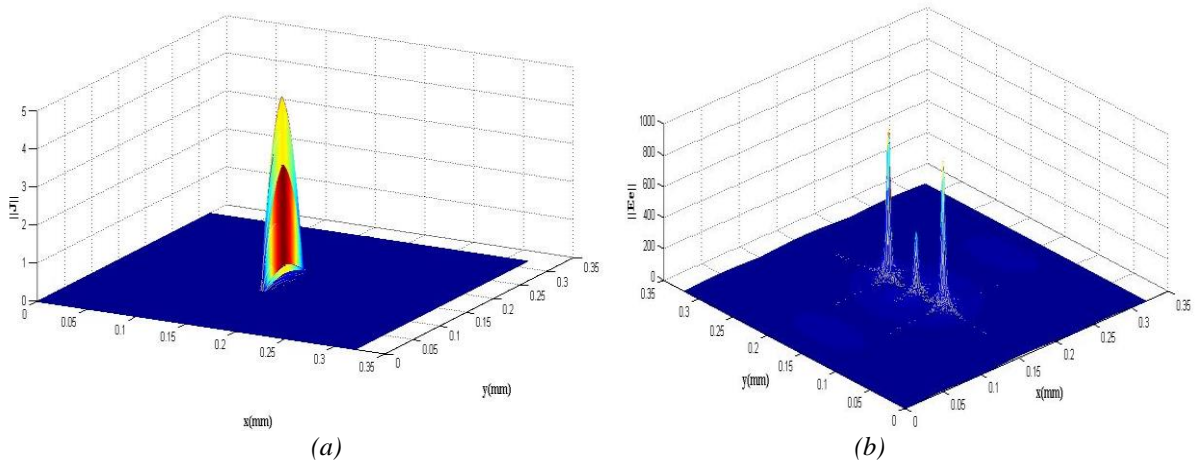


Figure III.15 : Normalisation de la distribution obtenue à la convergence a) de la densité de courant b) du champ diffracté



### III.6.3.b. Etude de l'effet de la nature des parois du guide sur la distribution du champ

L'utilisation du guide virtuel ne perturbe pas la distribution du champ électromagnétique diffracté par l'échelle étudiée mais la physique du problème peut être utile dans le choix de la nature de ce guide afin d'assurer un calcul rapide et précis avec une meilleure convergence des résultats numériques. Les parois du guide peuvent être choisies parmi les types suivants :

- Des parois électriques (EEEE).
- Des parois magnétiques (MMMM).
- Des parois périodiques (PPPP).
- Des parois électrique-périodiques (EPEP).

Une étude comparative a lieu entre les différentes parois du guide afin d'étudier l'effet de la nature du guide sur la densité du courant et du champ électrique. Les murs électriques sont choisis pour deux raisons. D'abord ces murs décrivent le mieux l'environnement à modéliser (une voiture) et puis ils présentent des conditions aux limites permettant une convergence rapide (voire Figure (III.16)).

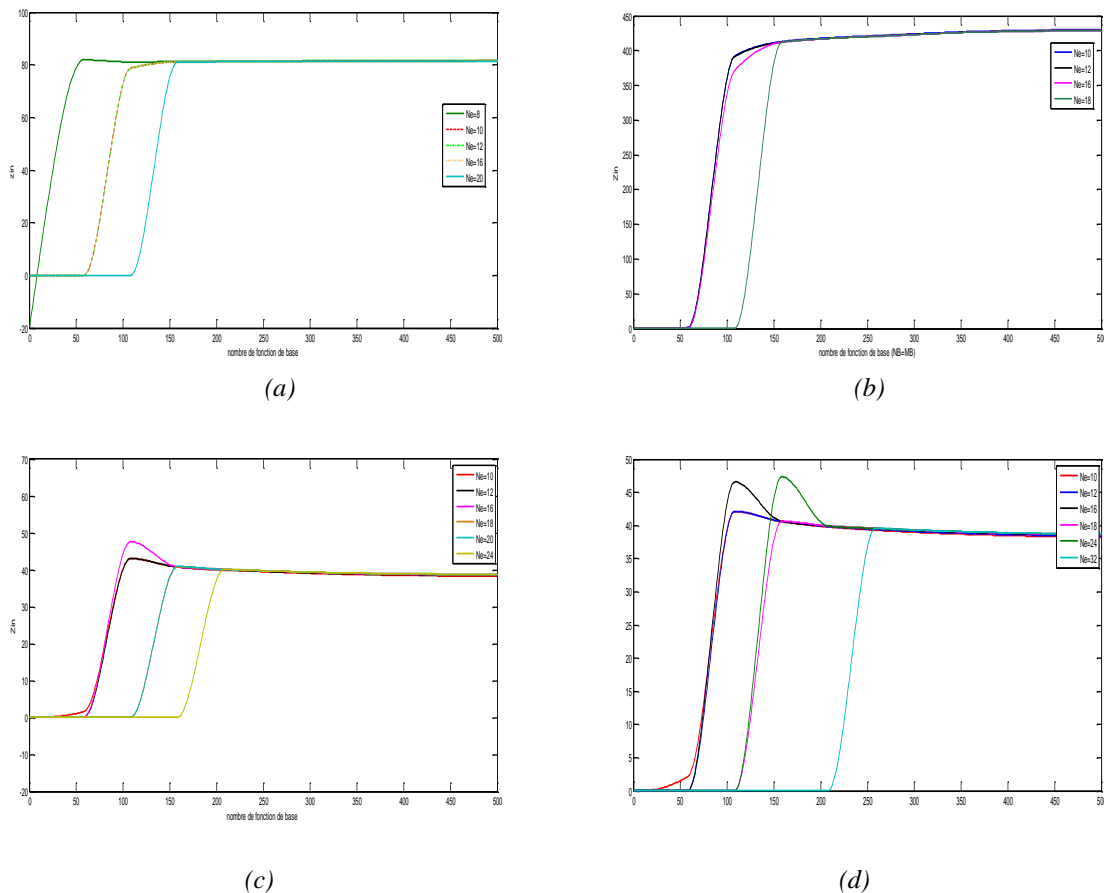


Figure III.16 : étude de la convergence pour différent nature de guide a) mur électrique b) mur magnétique c) mur électrique-magnétique d) mur électrique-périodique.

Pour valider notre choix de guide à parois électrique, nous avons représenté les distributions du champ obtenu dans les quatre cas de parois virtuelles (Figure (III.17)).

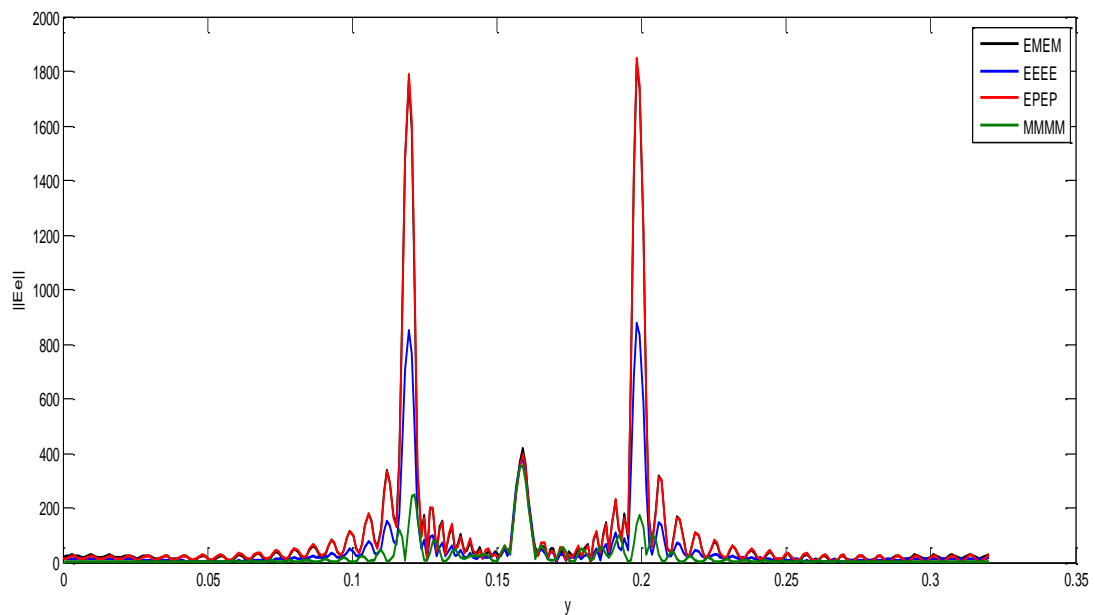


Figure III.17 : Distribution du champ pour différentes natures de guide

### III.6.3.c. Etude de l'effet de la position des parois du guide sur la densité du courant

Un autre paramètre important qui peut affecter la réponse de l'antenne est la position des parois latérales du guide d'ondes. Nous présentons en Figure (III.18), la distribution de la densité de courant le long de l'antenne dipôle pour différentes positions. Nous constatons que la répartition du courant est fortement affectée par la position des parois latérales. La distance de séparation n'a aucun effet significatif sur la densité de courant pour une valeur qui dépasse  $a = 32\text{cm}$ .

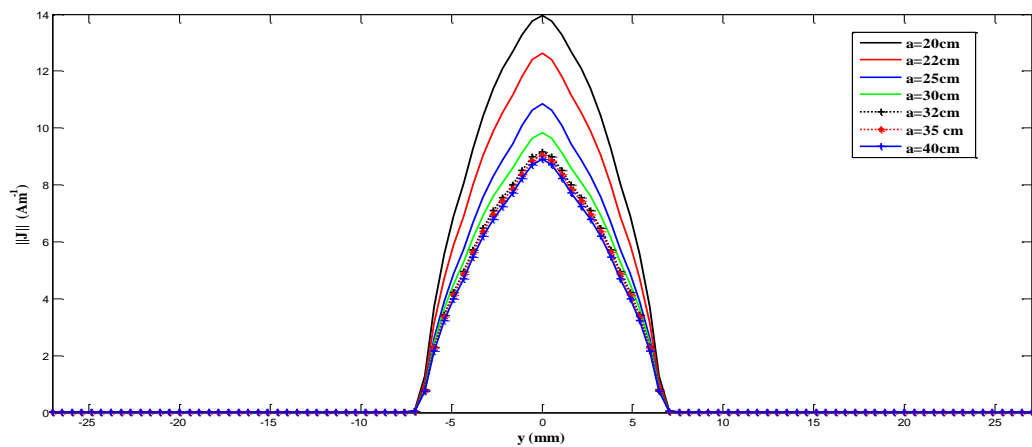


Figure III.18: La distribution de densité de courant le long de l'antenne dipôle pour différentes positions des murs latéraux.

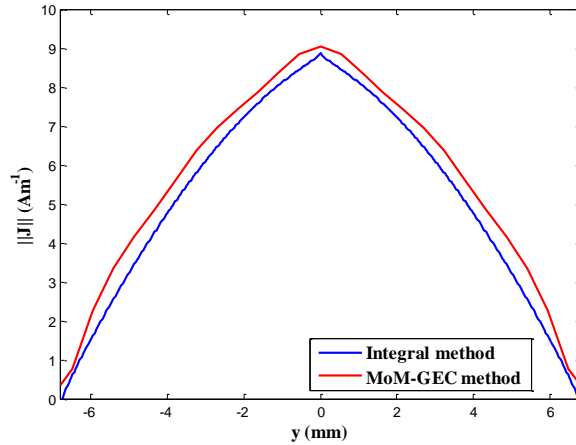


Figure III.19 : La distribution de densité de courant le long de l'antenne dipôle de longueur  $L=78.85$  mm et opérant à  $f=1,8$ GHz avec la méthode intégrale et la méthode MoM-GEC.

Comme le montre la Figure (III.19), la méthode intégrale et la méthode MoM-GEC donnent pratiquement la même distribution de courant pour une antenne dipôle de longueur  $L=78,85$ mm et résonant à une fréquence  $f=1,8$ GHz.

Dans ce qui suit, les positions des parois latérales sont fixées à  $a = 32$ cm et  $b = 32$ cm pour assurer la réduction des effets de ce paramètre à d'autres résultats.

### III.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis l'accent sur la méthode adoptée pour modéliser la structure étudiée. Cette étude est basée sur la méthode des circuits équivalents généralisés combinée à la méthode des moments (MoM-GEC). L'établissement du schéma équivalent de la structure rayonnante (antenne dipôle) et la formulation par l'opérateur admittance sont détaillés afin de pouvoir les appliquer à nos structures proposées dans le chapitre quatre. Une étude de convergence est menée en premier lieu suivie du calcul de la distribution du courant et du champ pour vérifier les conditions aux limites. L'effet de la position de parois latérales et de la nature de guide est étudié.

---

# *Chapitre IV :*

## *Application de la méthode MOM-CEG sur une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche de diélectrique dans un guide rectangulaire infini*

---

### *IV.1. Introduction*

Le phénomène d'interaction est étudié généralement en espace libre, peu d'études mettent l'accent sur l'exposition aux ondes GSM dans une voiture. Cette condition d'exposition qui est proche de la réalité et peut causer des valeurs trop intenses de champ électromagnétique qui mène à une densité de puissance absorbée plus élevée dans la tête de l'utilisateur. Dans ce chapitre, la méthode MoM-GEC sera utilisée pour modéliser le comportement d'une antenne dipôle en présence de modèle en couche de la tête dans un milieu partiellement fermé représentatif de la voiture. Deux cas seront mis en considération ; dans le premier on considère une épaisseur de couches est négligeable (épaisseur mince) et dans le second les couches sont d'épaisseur finie. Une formulation détaillée est présentée par la suite.

Par souci de clarté, nous nous plaçons dans le cas simple où une source (une antenne dipôle) et un modèle en couche sont utilisés pour étudier le phénomène d'interaction. Il convient alors de moduler le champ électromagnétique, en fonction des caractéristiques de la source, puis de déterminer le SAR dans les tissus du modèle.

### *IV.2. Une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche mince*

C'est plus pratique de considérer la tête humaine comme un modèle simple sous forme de plusieurs couches. Afin d'étudier l'effet des propriétés diélectriques des tissus nous proposons deux modèles, le premier est constitué de trois couches (Peau, Crâne et cerveau) et le second constitué de quatre couches (Peau, graisse, Crâne et cerveau). Les propriétés de réflexion et de transmission dans les différents tissus dépendent des propriétés diélectriques de ces derniers (fréquence d'opération, angle d'incidence, type de polarisation et épaisseur).

Les propriétés diélectriques des tissus biologiques utilisées pour la fréquence 1.8GHz sont présentées dans le Tableau (IV.1) :

	Permittivité $\epsilon_r$	Conductivité $\sigma$ (S/m)	Masse Densité $\rho$ (Kg/m <sup>3</sup> )	Epaisseur $\delta$ (mm)
Peau	41.36	1.21	1010	2.5
Graisse	5.35	0.078	920	5
Crâne	16.4	0.45	1810	5
Cerveau	43.22	1.29	1040	80.5

Tableau IV.1 : Propriétés diélectriques des tissus utilisées dans le modèle de tête pour  $f=1.8\text{GHz}$ .

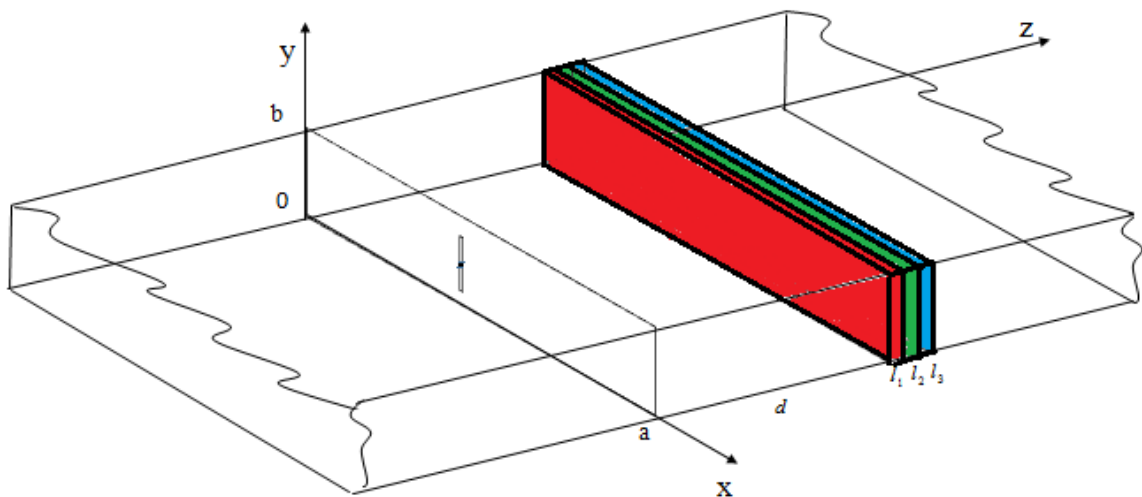


Figure IV.1 : Schéma démonstratif du modèle de tête en présence d'une antenne dipôle.

Le modèle en couche est constitué de trois couches infiniment minces de constante diélectrique  $\epsilon_i$ . Comme la couche est de faible épaisseur, la variation du champ électrique est négligeable, et la densité de courant superficielle qui en résulte s'écrit :

$$J_s = j\delta \quad (IV.1)$$

On a donc :  $\vec{J}_s = j\omega\epsilon\delta\vec{E}$

Le schéma équivalent d'une couche admittance de surface  $Y_s$  est donné par la Figure (IV.2) :

$$Y_s = j\omega\epsilon\delta \quad (IV.2)$$

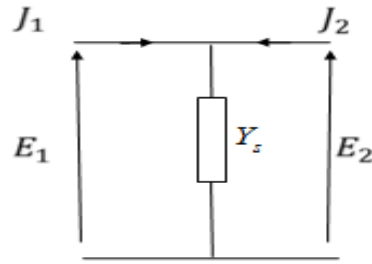


Figure IV.2: Couche mince de diélectrique

La couche est équivalente à un quadripôle dont la matrice admittance s'écrit :

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_s & \hat{Y}_s \\ \hat{Y}_s & \hat{Y}_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_1 \\ J_2 \end{pmatrix} \quad (IV.3)$$

$\hat{Y}_s$  est un opérateur équivalent à la multiplication par une matrice  $j\omega\epsilon\delta$ .

#### IV.2.1. Schéma équivalent de la structure

On positionne l'origine du repère sur le plan de discontinuité où se trouve la source d'excitation (dipôle résonant à une fréquence  $f=1.8\text{GHz}$ ) comme indiqué sur la Figure (IV.1). On souhaite déterminer l'admittance ramenée liant les champs entre le plan de discontinuité et le plan où se trouve le modèle en couche distante de 'd'.

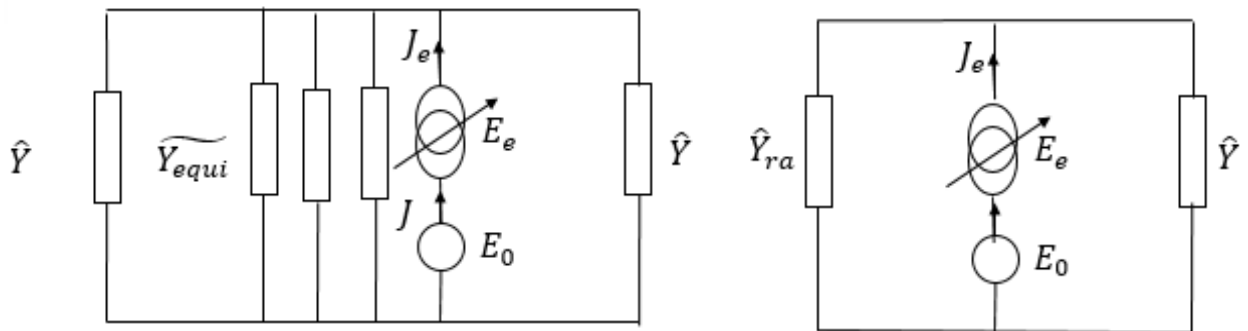


Figure IV.3: Schéma équivalent d'une source localisée et un modèle en couche (épaisseur faible).

La Figure (IV.3) représente le schéma électrique équivalent correspondant à une antenne dipôle et un modèle en couche. Nous choisissons un guide virtuel rectangulaire à parois électriques. On considère une excitation par une source localisée (décrite dans le chapitre III).

En appliquant les lois de Kirchhoff et la loi d'Ohm au circuit de la Figure (IV.2), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} J_e = J & \text{(VI.4.a)} \\ E_e = (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} J_e - E_0 & \text{(VI.4.b)} \end{cases}$$

Les opérateurs liant les champs électromagnétiques transverses pour un milieu homogène sont directement déduits des admittances ramenées ou des quadripôles de longueur de ligne. Le plan où se trouve les admittances représentatives du modèle en couche peut être considérée comme une longueur de ligne 'd' d'admittance caractéristique  $Y_M^\alpha$  fermé sur  $\tilde{Y}_{eq}$ .

### IV.2.2. Application de la méthode de Galerkin

L'application de la méthode de Galerkin consiste à projeter la relation (VI.4.a) sur les  $F_0$  et la relations (VI.4.b) sur les fonctions tests  $(g_p)_{p \in (1,2,\dots,N_e)}$ . Nous commençons par une projection de l'équation  $J_e = J$  sur l'excitation  $F_0$  on aura :

$$\begin{aligned} \langle F_0, J \rangle &= \langle F_0, J_e \rangle \\ \left\langle F_0, \sum_{m=0}^M I_m f_m \right\rangle &= \left\langle F_0, \sum_{p=1}^{N_p} x_p g_p \right\rangle \\ I_0 &= \sum_{p=1}^{N_p} x_p \langle F_0, g_p \rangle \\ I_0 &= [X][A] \end{aligned} \quad \text{(IV.5)}$$

Par la suite nous projetons l'équation  $E_e = (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} J_e - E_0$  sur les fonctions test  $(g_p)_{p \in (1,2,\dots,N_e)}$  on aura :

$$\begin{aligned} \langle g_p, E_e \rangle &= \langle g_p, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} J_e \rangle - \langle g_p, E_0 \rangle \\ 0 &= \left\langle g_p, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} \sum_{p=1}^{N_p} x_p g_p \right\rangle - \langle g_p, V_0 F_0 \rangle \\ 0 &= \sum_{p=1}^{N_p} x_p \langle g_p, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_p \rangle - V_0 \langle g_p, F_0 \rangle \\ 0 &= [X][B] - V_0[A] \end{aligned} \quad \text{(IV.6)}$$

En utilisant les équations (IV.5) et (IV.6), on déduit l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \langle F_0, g_1 \rangle & \langle F_0, g_2 \rangle & \cdots & \langle F_0, g_{N_e} \rangle \\ -\langle g_1, F_0 \rangle & \langle g_1, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_1 \rangle & \langle g_1, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_1, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_{N_e} \rangle \\ -\langle g_2, F_0 \rangle & \langle g_2, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_1 \rangle & \langle g_2, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_2, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_{N_e} \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\langle g_{N_e}, F_0 \rangle & \langle g_{N_e}, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_1 \rangle & \langle g_{N_e}, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_{N_e}, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_{N_e} \rangle \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_e} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

$$[A] = \begin{pmatrix} \langle F_0, g_1 \rangle \\ \langle F_0, g_1 \rangle \\ \vdots \\ \langle F_0, g_p \rangle \end{pmatrix} \quad (\text{IV.7.a})$$

$$[B] = \begin{pmatrix} \langle g_1, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_1 \rangle & \langle g_1, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_1, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_{N_e} \rangle \\ \langle g_2, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_1 \rangle & \langle g_2, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_2, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_{N_e} \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \langle g_{N_e}, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_1 \rangle & \langle g_{N_e}, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_2 \rangle & \cdots & \langle g_{N_e}, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_{N_e} \rangle \end{pmatrix} \quad (\text{IV.7.b})$$

Dans la Figure (IV.5) nous détaillons la procédure de calcul de l'admittance ramenée afin de calculer la matrice  $[B] = \langle g_q, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_p \rangle$  pour un guide infini :

$$\hat{Y} = \sum |f_{mn}^\alpha \rangle y_{mn}^\alpha \langle f_{mn}^\alpha | = 2\hat{Y}_{CO} \quad (\text{IV.8})$$

$\hat{Y}_{CO}$  est l'opérateur admittance représentant un guide rectangulaire infini exprimé par l'équation (VI.8)

$$\hat{Y}_{CO} = \sum |f_{mn}^\alpha \rangle y_{mn}^\alpha \langle f_{mn}^\alpha | \quad (\text{VI.8})$$

$$y_{mn}^\alpha = y_{M1-co}^{TE} + y_{M1-co}^{TM} \quad (\text{VI.9})$$

Les admittances caractéristiques sont :  $y_{M1-co}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0}$  et  $y_{M1-co}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}}$

$\hat{Y}_{ra}$  est l'opérateur admittance ramenée à une distance  $d$  exprimé par l'équation (IV.10) :

$$\hat{Y}_{ra} = \sum |f_{mn} \rangle Y_{ra}^\alpha \langle f_{mn} | \quad (\text{VI.10})$$

$$Y_{ra} = Y_{CO}^\alpha + \tilde{Y}_{eq} \quad (\text{VI.11})$$



Les admittances caractéristiques des modes  $TE$  et  $TM$  :  $Y_{M1}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0}$  et  $Y_{M1}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}}$

L'admittance de surface équivalente (pour les trois couches) s'écrit  $\tilde{Y}_{eq} = \sum_{i=1}^3 j\omega\epsilon_i \delta_i$  et la

constante de propagation s'écrit :  $\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0}$

Projetons sur la fonction test :

$$\begin{aligned} [B] &= \left\langle g_p, \sum |f_{mn}\rangle (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} \langle f_{mn} | g_p \right\rangle \\ &= \left\langle g_p, \sum |f_{mn}\rangle \frac{1}{y_{mn}^\alpha + Y_{ra}^\alpha} \langle f_{mn} | g_p \right\rangle \end{aligned} \quad (IV.12)$$

### IV.3. Une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche d'épaisseur $l$

Dans cette section les couches du modèle de la tête sont considérées comme une couche de diélectrique à épaisseur finie (voir Tableau (IV.1)). Tous les milieux sont homogènes et sont représentés par des opérateurs admittances. Les dimensions  $a$  et  $b$  du guide sont les mêmes pour toutes les couches.

Les couches (1), (2) et (3) sont considérées comme des lignes de transmission de longueurs respectives  $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$ . On construit une ligne de transmission équivalente, en identifiant le plan ( $xoy$ ) au plan transverse et l'axe ( $oz$ ) à l'axe longitudinal. Par conséquent, la structure est traitée comme la discontinuité entre une ligne de transmission à milieu homogène (les couches superposées) de longueur  $d$  et une ligne de transmission circuit-ouvert en ( $z > 0$ ) et ( $z < 0$ ). Pour cela, nous devons d'abord établir un schéma équivalent de la discontinuité (Figure IV.4).

### IV.3.1. Schéma équivalent de la structure

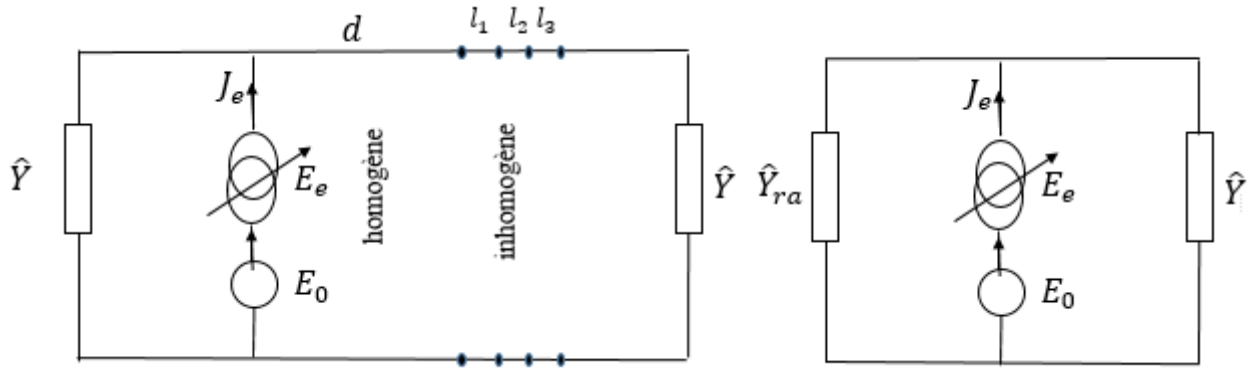


Figure IV.4 : Schéma équivalent d'une source localisée et un modèle en couche (longueur de ligne  $l_i$ ).

Deux longueurs de ligne en cascade dont les constantes diélectriques sont différentes, mais sans modification du boîtier forment un quadripôle d'opérateurs. Il n'est pas nécessaire dans ce cas de prendre des fonctions d'essai à l'interface. L'admittance ramenée est donc exprimée par :

$$\hat{Y}_i^\alpha = \sum |f_{mn}\rangle y_{i+1}^\alpha \langle f_{mn}| \quad (\text{VI.13})$$

$$y_{i+1}^\alpha = Y_{M_i}^\alpha \frac{Y_{M_i}^\alpha + y_{i+1}^\alpha \coth(\gamma_i l_i)}{y_{i+1}^\alpha + Y_{M_i}^\alpha \coth(\gamma_i l_i)} \quad (\text{VI.14})$$

$$Y_{i+1}^\alpha = \begin{cases} Y_{i+1}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{i+1}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r(i+1)}}{\gamma_{mn}} \end{cases} \quad (\text{VI.14.a})$$

$$Y_{M_i}^\alpha = \begin{cases} Y_{M_i}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M_i}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r(i)}}{\gamma_{mn}} \end{cases} \quad (\text{VI.14.b})$$

$\gamma_{mni}$  est la constante de propagation du  $i^{\text{ème}}$  segment de la ligne de transmission et  $l_i$  est la longueur de cette section.

### IV.3.2. Application de la méthode de Galerkin

En appliquant la loi d'ohm et les lois de Kirchhoff au CEG de la Figure (IV.4) et en appliquant la méthode de Galerkin, nous obtenons l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & [A] \\ -[A]^t & [B] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ X \end{pmatrix} \quad (\text{VI.15})$$

avec  $[A] = \langle F_0, g_p \rangle$  calculé de la même manière que la section précédente. La matrice  $[B] = \langle g_q, (\hat{Y} + \hat{Y}_{ra})^{-1} g_p \rangle$  est établie par admittance ramenée que nous représentons dans la Figure (IV.5).

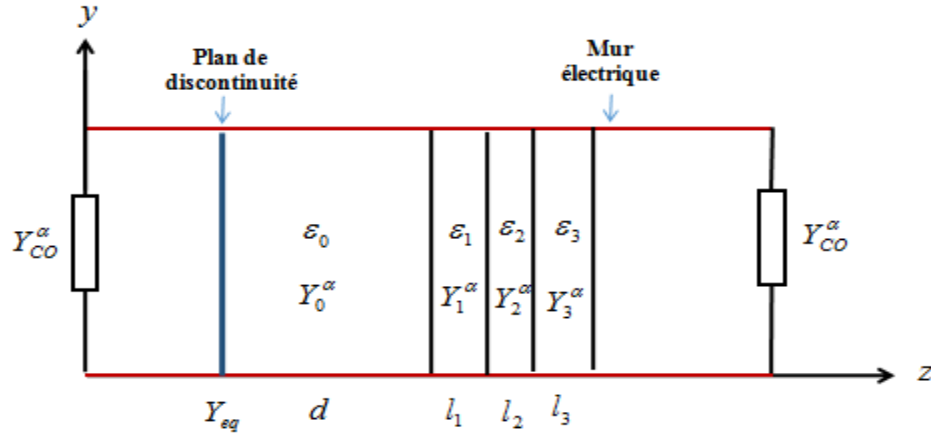


Figure IV.5: Schéma équivalent d'une source localisée et un modèle en couche (longueur de ligne  $l_i$ ) appelé quadripôle équivalent.

Le calcul de l'admittance du guide infini  $\hat{Y}_{CO}$  est détaillé précédemment. En appliquant la formule (VI.12) pour calculer l'admittance ramenée  $\hat{Y}_{ra} = y_3^\alpha$  nous obtenons les relations de passage d'un plan à un autre :

Terminaison-couche 3 :

$$y_3^\alpha = Y_{M3}^\alpha \frac{Y_{M3}^\alpha + Y_{CO}^\alpha \coth(\gamma_{mn3} l_3)}{Y_{CO}^\alpha + Y_{M3}^\alpha \coth(\gamma_{mn3} l_3)} \quad (\text{VI.16})$$

Les admittances caractéristiques sont :

$$Y_{CO}^\alpha = \begin{cases} Y_{CO}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{CO}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}} \end{cases} \quad (\text{VI.16.a})$$

$$Y_{M3}^\alpha = \begin{cases} Y_{M3}^{TE} = \frac{\gamma_{mn3}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M3}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r3}}{\gamma_{mn3}} \end{cases} \quad (\text{VI.16.b})$$

$$\gamma_{mn3} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{r3}} \quad (\text{VI.16.c})$$

Couche 3-couche 2 :

$$y_2^\alpha = Y_{M2}^\alpha \frac{Y_{M2}^\alpha + y_3^\alpha \coth(\gamma_{mn2} l_2)}{y_3^\alpha + Y_{M2}^\alpha \coth(\gamma_{mn2} l_2)} \quad (\text{VI.17})$$

$$Y_{M2}^\alpha = \begin{cases} Y_{M2}^{TE} = \frac{\gamma_{mn2}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M2}^{TM} = \frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{r2}}{\gamma_{mn2}} \end{cases} \quad (\text{VI.17.a})$$

$$\gamma_{mn2} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_{r2}} \quad (\text{VI.17.b})$$

Couche 2- couche 1 :

$$y_1^\alpha = Y_{M1}^\alpha \frac{Y_{M1}^\alpha + y_2^\alpha \coth(\gamma_{mn1} l_1)}{y_2^\alpha + Y_{M1}^\alpha \coth(\gamma_{mn1} l_1)} \quad (\text{VI.18})$$

$$Y_{M1}^\alpha = \begin{cases} Y_{M1}^{TE} = \frac{\gamma_{mn1}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M1}^{TM} = \frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{r1}}{\gamma_{mn1}} \end{cases} \quad (\text{VI.18.a})$$

$$\gamma_{mn1} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_{r1}} \quad (\text{VI.18.b})$$

Couche1 – distance d :

$$y_0^\alpha = Y_{M0}^\alpha \frac{Y_{M0}^\alpha + y_1^\alpha \coth(\gamma_{mn} d)}{y_1^\alpha + Y_{M0}^\alpha \coth(\gamma_{mn} d)} \quad (\text{VI.19})$$

$$Y_{M0}^\alpha = \begin{cases} Y_{M0}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \\ Y_{M0}^{TM} = \frac{j\omega\varepsilon_0}{\gamma_{mn}} \end{cases} \quad (\text{VI.19.a})$$

$$\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0} \quad (\text{VI.19.b})$$

## IV.4. Résultats numériques

### IV.4.1. Distribution du courant et du champ

Nous étudions dans cette partie l'effet de présence d'un modèle en couche sur la densité de courant et du champ. Nous constatons que la densité de courant diminue dans le modèle en couche à épaisseur fini tandis qu'elle devient plus intense en présence du modèle

sans épaisseur (Figure (IV.6) Figure (IV.7)). Cela est dû principalement à l'épaisseur des couches qui est considéré comme négligeable pour le deuxième cas. Alors qu'avec des couches de diélectriques à épaisseur fini des pertes et des absorptions sont obtenues et qui ne sont pas négligeable.

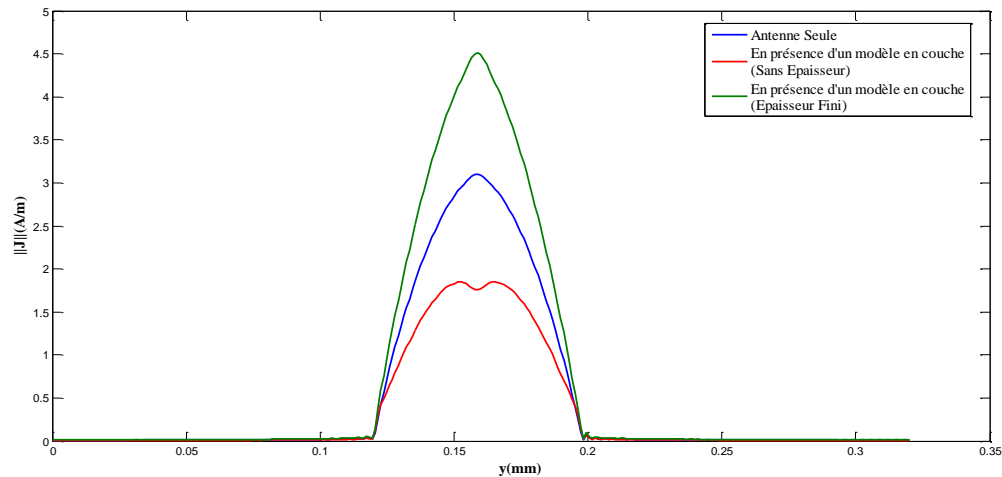


Figure IV.6 : Courant  $J$  pour une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche sans épaisseur et avec épaisseur dans un guide infini

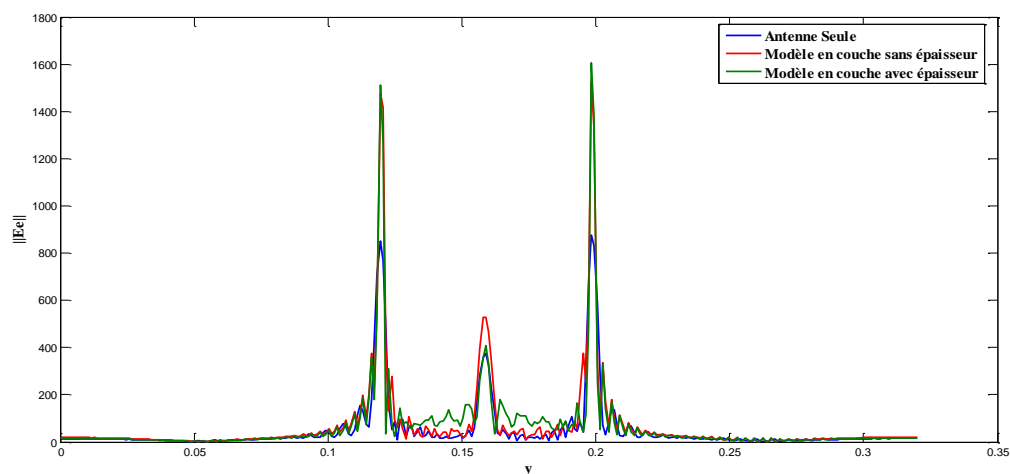


Figure IV.7 : Champ  $E_e$  pour une antenne dipôle en présence d'un modèle en couche sans épaisseur et avec épaisseur dans un guide infini

#### IV.4.2. Distribution du débit d'absorption spécifique SAR

Lorsque le tissu est soumis à un champ RF, une partie du champ est réfléchi, et l'autre pénètre dans l'organisme. Le rayonnement produit par cette interaction doit être quantifié. La quantité d'énergie absorbée par le tissu semble être le paramètre le plus important pour étudier les interactions avec les tissus.

Nous sommes intéressés par l'étude de la distribution du débit d'absorption spécifique (SAR) exprimé par :

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} E^2 \quad (VI.20)$$

Avec  $E$  le champ électrique exprimé par (III.29),  $\sigma$  est la conductivité de chaque tissu et  $\rho$  est la densité volumique du tissu (voir Tableau (IV.1)).

Deux modèles seront mis en considération, le premier modèle est constitué de trois couches (peau, crâne et cerveau) et le deuxième modèle est constitué de quatre couches (peau, graisse, crâne et cerveau) pour montrer l'effet des propriétés diélectriques des tissus et leurs rôles importants pour la protection du cerveau.

La Figure (IV.8) représente la variation du débit d'absorption spécifique (SAR) dans un modèle constitué de trois couches. La valeur de SAR diminue en pénétrant dans les couches. La valeur maximale du SAR est produite au niveau de la couche Peau.

La Figure (IV.9) représente la variation dans un modèle de quatre couches. La présence de la couche "graisse" réduit la valeur de SAR qui augmente de nouveau dans les couches "Crâne" et "cerveau", cela est dû à la conductivité du tissu trop faible ( $\sigma_{Graisse} = 0,078 S/m$ ). Nous pouvons dire aussi que la couche "graisse" joue un rôle de barrière contre la pénétration des ondes.

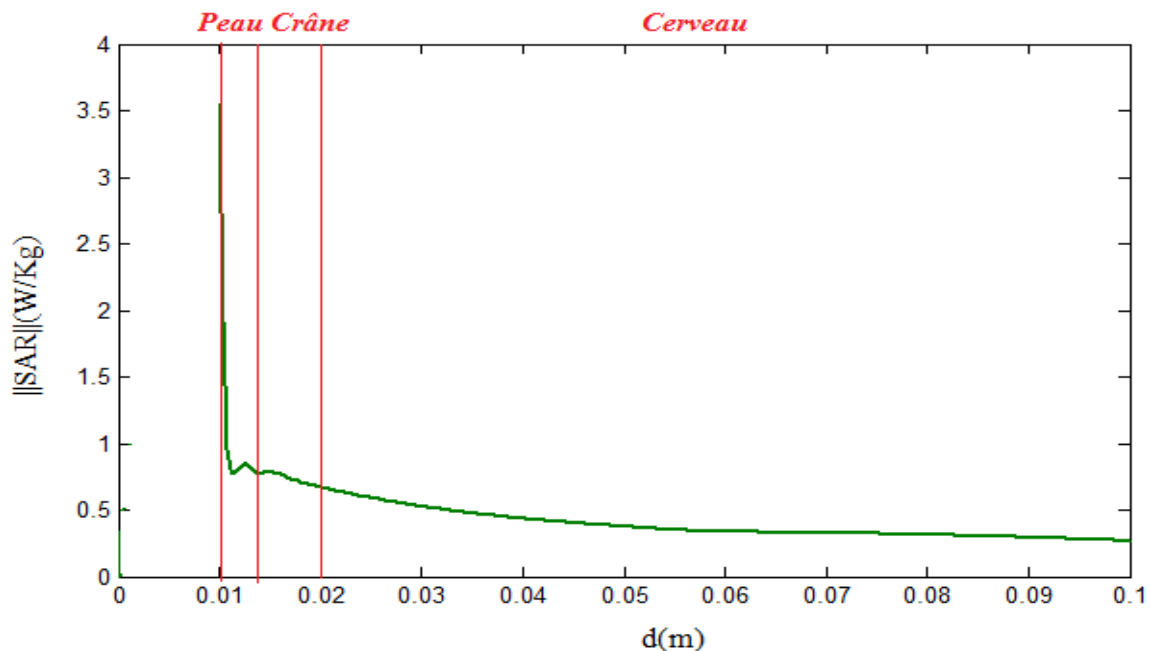


Figure IV.8 : Variation du SAR dans un modèle de trois couches

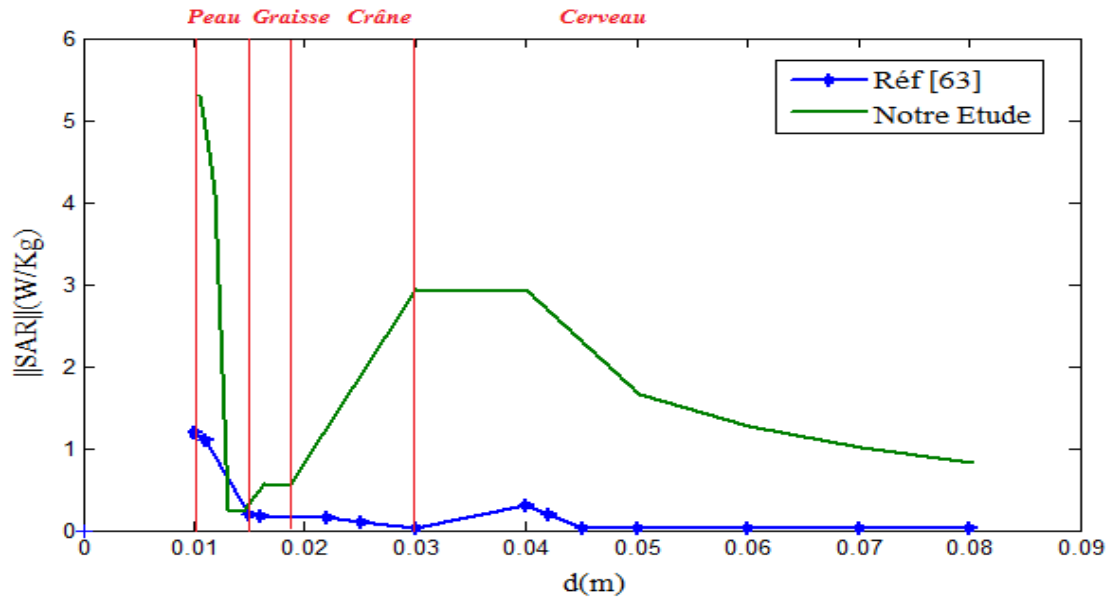


Figure IV.9: Variation du SAR dans un modèle de quatre couches

Dans [63] l'auteur utilise la méthode FDTD pour modéliser le phénomène d'interaction entre une antenne résonant à une fréquence  $f=1,8\text{GHz}$  et un modèle de tête constitué de quatre couches (peau, graisse, crâne et cerveau) en espace libre. On peut déduire de la Figure (IV.9) que l'exposition est plus intense dans un milieu partiellement fermé comme dans une voiture (c'est le cadre de notre étude).

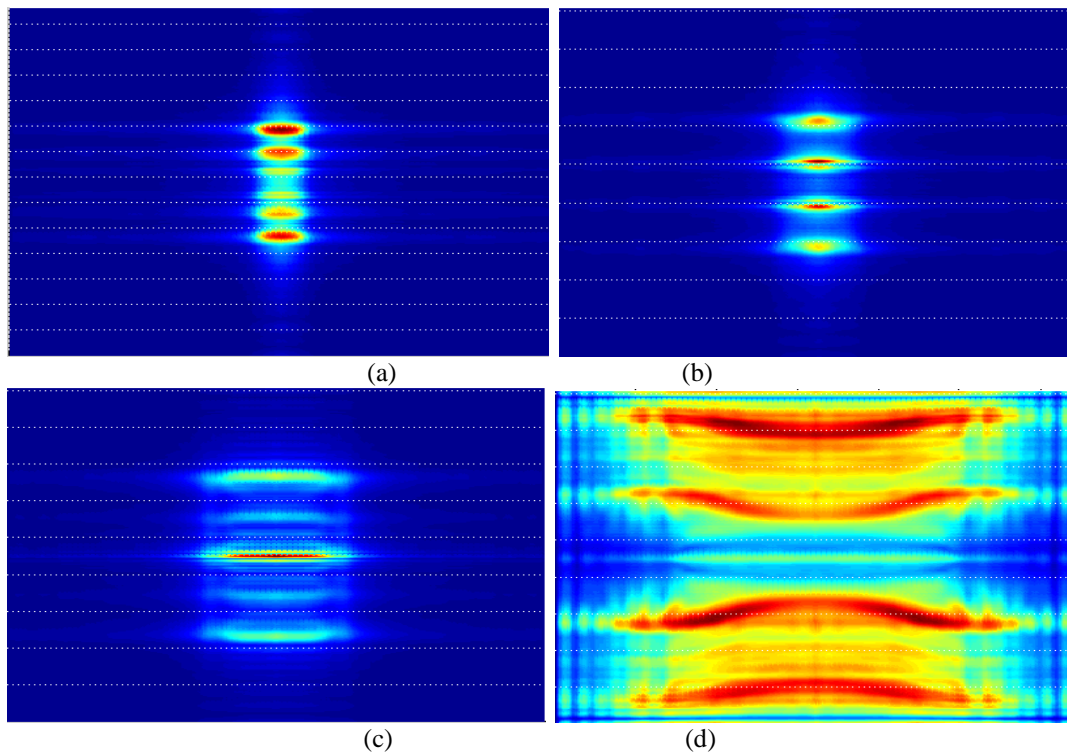


Figure IV.10 : Distribution du SAR dans un modèle de trois couches. a) à la surface de la couche peau b) au centre de la couche peau c) au centre de la couche crâne d) au centre de la couche cerveau.

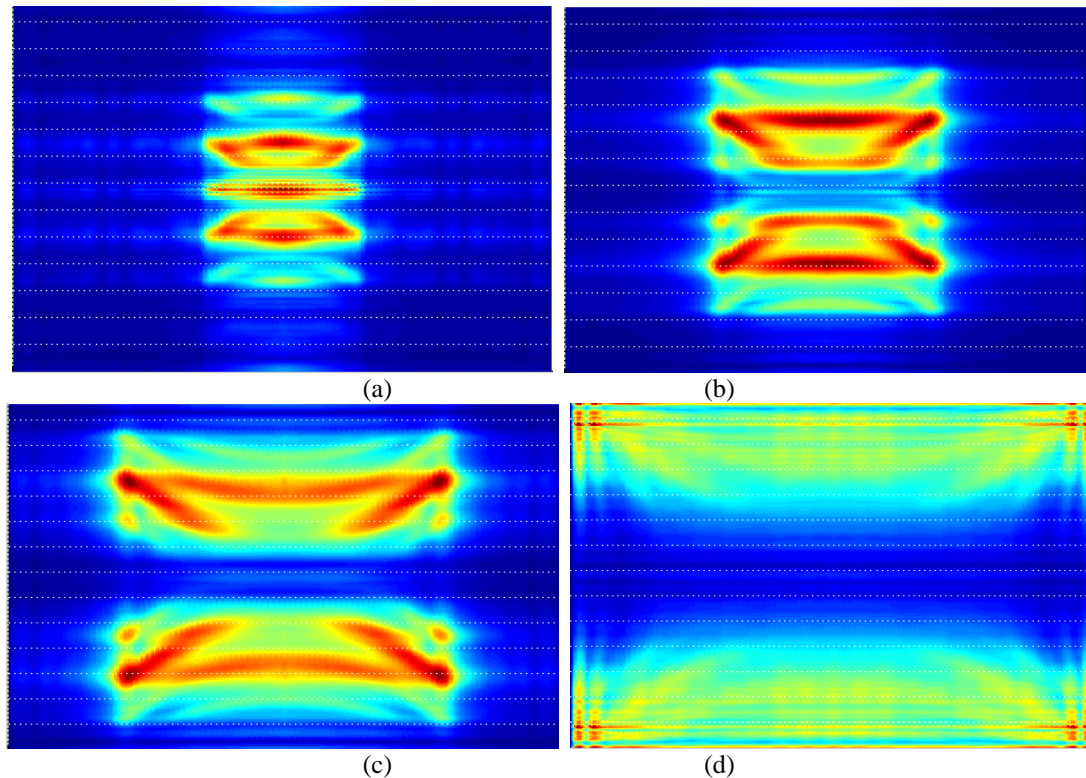


Figure IV.11 : Distribution du SAR dans un modèle de quatre couches. a) au centre de la couche peau b) au centre de la couche graisse c) au centre de la couche crâne d) au centre de la couche cerveau.

Nous distinguons que la majeure partie de l'énergie est absorbée par la peau ce qui se traduit par une valeur élevée du SAR et une distribution plus intense au niveau de cette couche comparé à une distribution plus étroite dans le reste des couches particulièrement le cerveau (Figures (IV.10) et (IV.11)).

Comme le montre le Tableau (IV.2), la valeur SAR est supérieure à 1,6 W / kg (la limite ANSI), Ceci est dû à l'environnement choisie, (l'intérieur d'une voiture) où l'exposition est plus élevée par rapport à celui de l'espace libre.

	SAR (W/Kg)
Limitation ANSI	1,6
Modèle homogène (Cerveau)	5.653
Modèle en trios couches (Peau, Crâne et Cerveau)	3.5
Modèle en quatre couches (Peau, Graisse, Crâne et Cerveau)	5.297

Tableau IV.2 : Valeurs de SAR pour différents modèles de la tête

La distance entre l'antenne et la tête est un paramètre très important à mettre en considération. Tableau IV.3 montre l'intensité de SAR pour différent distance. Nous



distinguons qu'à une proximité trop proche ( $d=0,5\text{cm}$ ) la valeur de SAR est très élevée et diminue en s'éloignant de l'antenne.

Distance (cm)	SAR (W/Kg)
0,5	8,89
1	3,5
2	0,64

*Tableau IV.3 : Valeurs de SAR pour différentes distances de séparation entre antenne et la tête*

## *IV.6. Conclusion*

Le dernier chapitre été consacré pour étudier le comportement d'une antenne dipôle en présence d'un modèle équivalent de la tête humaine. Deux cas sont mis en considération, le premier lorsque le modèle est sans épaisseur et le second lorsque le modèle présente une épaisseur  $l$ .

Une formulation détaillée de la modélisation du phénomène d'interaction est développée afin d'étudier l'effet du modèle multicouches sur la densité du courant et le champ électrique. Ainsi on peut observer la distribution du débit d'absorption spécifique SAR dans les différentes couches.

# *Conclusion générale*

L'objectif de nos recherches est de modéliser le phénomène d'interaction onde/personne plus précisément entre le des téléphones mobiles (onde GSM) modélisés par leurs antennes et la tête humaine modélisée par un modèle en couches.

Nous avons commencé par l'étude des différents facteurs qui participent à cette interaction en donnant une description du milieu biologique et en soulignant les difficultés de la caractérisation de ses propriétés diélectriques. Nous avons alors établi un état de l'art présentant les différents résultats des recherches effectuées et montrant les différents effets sur la santé humaine. Pour évaluer ces effets, nous avons distingué deux types d'études : études épidémiologiques (sur les animaux) et études dosimétriques (sur des fantômes) en donnant une idée sur l'état d'expérience épidémiologique à ce sujet et l'avis des rapports. Nous avons également souligné les limites de chacune de ces études.

Par la suite, nous avons dressé une comparaison entre les différentes méthodes numériques intégrales et différentielles utilisées en électromagnétisme et particulièrement pour les structures antennaires afin de justifier notre choix quant à l'application de la méthode intégrale résolue par la méthode de circuits équivalents généralisés.

L'étude du phénomène d'interaction des ondes GSM avec l'être vivant se fait soit au champ proche soit au champ lointain. Dans cette étude, on choisit d'étudier le cas d'une antenne de téléphone portable qui se trouve à une proximité de la tête de l'utilisateur. Les fréquences mises en considération pour étudier le phénomène induit dans le corps humain peuvent être des basses fréquences ou des hautes fréquences. Des méthodes numériques (FDTD, FEM et MoM) sont essentiellement utilisées pour modéliser l'interaction aux hautes fréquences et d'autres méthodes utilisées pour étudier les basses fréquences (DF et IM.). Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. Ainsi, des hybridations entre ces méthodes (FDTD-MoM, FEM-MoM...) s'avère utile pour garder à la fois les avantages de la méthode des moments (MoM) appropriée pour établir un modèle d'une source d'onde électromagnétique, et celle de la méthode FDTD appropriée pour établir un modèle du corps

humain. Nous proposons notre méthode hybride qui nous permet d'étudier le phénomène d'interaction entre source et modèle de tête en utilisant un simple circuit électrique.

Par la suite, nous avons mis l'accent sur la méthode adoptée pour modéliser la structure étudiée. Il s'agit de la méthode des circuits équivalents généralisés combinée à la méthode des moments (MoM-GEC). L'établissement du schéma équivalent de la structure rayonnante (antenne dipôle) et la formulation par l'opérateur admittance sont détaillés afin de pouvoir les appliquer aux structures à modélisées. Une étude de convergence est menée en premier lieu suivie du calcul de la distribution du courant et du champ pour vérifier les conditions aux limites. L'effet de la position de parois latérales et de la nature de guide a également été analysé.

Pour étudier l'interaction entre l'onde GSM et la tête humaine, nous avons modélisé le téléphone portable par une antenne dipôle et la tête humaine par un modèle équivalent. Le modèle retenu sera alors étudié par une méthode numérique permettant de calculer les différents paramètres intervenant dans l'effet de l'interaction. Deux cas ont été considérés, le premier suppose que le modèle de la tête est sans épaisseur et le second fait intervenir une épaisseur finie ' $l$ '. Suite à l'application de la méthode MoM-GEC, nous avons développé une formulation détaillée afin d'étudier l'effet du modèle multicouches sur la densité du courant et sur le champ électrique. Ainsi nous avons observé la distribution du débit d'absorption spécifique SAR dans les différentes couches.

## Calcul des intégrales suivant la nature de guide

Dans cette annexe nous présentons un calcul intégral détaillé de notre cas d'étude (source dipôle) pour les différents types de guide.

La fonction test que nous utilisons est :

$$g_p = \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi \left(y - \frac{b}{2}\right)\right) \quad (\text{A.1})$$

$y_m$  sont les admittances des modes  $f_m$ .

$Z_{mn\_CO}$		$Z_{mn\_CC}$	
$Z_{mn\_CO}^{TE} = \frac{i\omega\mu_0}{\gamma_{mn}}$	$Z_{mn\_CO}^{TM} = \frac{\gamma_{mn}}{i\omega\epsilon_0}$	$Z_{mn\_CC}^{TE} = \frac{i\omega\mu_0}{\gamma_{mn}} \tanh(\gamma_{mn}H)$	$Z_{mn\_CC}^{TM} = \frac{\gamma_{mn}}{i\omega\epsilon_0} \tanh(\gamma_{mn}H)$
$Y_{mn\_CO}$		$Y_{mn\_CC}$	
$Y_{mn\_CO}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{i\omega\mu_0}$	$Y_{mn\_CO}^{TM} = \frac{i\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}}$	$Y_{mn\_CC}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{i\omega\mu_0} \tanh(\gamma_{mn}H)$	$Y_{mn\_CC}^{TM} = \frac{i\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}} \tanh(\gamma_{mn}H)$

### 1. Murs électriques (EEEE)

Les bases modales :

$$\begin{aligned}
 TE_{mn} &= \begin{vmatrix} \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \\ -\frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \end{vmatrix} \\
 TM_{mn} &= \begin{vmatrix} -\frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \\ \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \end{vmatrix} \\
 TE_{m0} &= \begin{vmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_x x) \end{vmatrix} \\
 TE_{0n} &= \begin{vmatrix} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_y y) \\ 0 \end{vmatrix}
 \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Les modes  $TM_{0n}$  et  $TM_{m0}$  n'existe pas.

Donc les fonctions intégrales sont les suivantes pour les modes existants :

$$\text{TE}_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = -\frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \sin(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.3})$$

$$\text{TE}_{m0} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = -\sqrt{\frac{2}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \sin(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.4})$$

$$\text{TM}_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = -\frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \sin(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} J &= \sum_{m=0}^M I_m^\alpha f_{mn}^\alpha = I_m^{TE} f_{mn}^{TE} + I_m^{TM} f_{mn}^{TM} \\ &= I_m^{TE} \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) + I_m^{TM} \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

## 2. Murs magnétique (MMMM)

$$\begin{aligned} \text{TE}_{mn} &= \begin{cases} -\frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \\ \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \end{cases} \\ \text{TM}_{mn} &= \begin{cases} \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \\ \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \end{cases} \\ \text{TM}_{0n} &= \begin{cases} 0 \\ \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_y y) \end{cases} \\ \text{TM}_{m0} &= \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_x x) \\ 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Les modes  $\text{TE}_{0n}$  et  $\text{TE}_{m0}$  n'existe pas.

Donc les fonctions intégrales sont les suivantes pour les modes existants :

$$\text{TE}_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \cos(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \sin(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.8})$$

$$\text{TM}_{0n} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = \omega \sqrt{\frac{2}{ab}} \int_{s_1}^{s_2} \sin(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.9})$$

$$\text{TM}_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \cos(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \sin(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{aligned} J &= \sum_{m=0}^M I_m^\alpha f_{mn}^\alpha = I_m^{TE} f_{mn}^{TE} + I_m^{TM} f_{mn}^{TM} \\ &= I_m^{TE} \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) + I_m^{TM} \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Avec

$$k_x = \frac{m\pi}{a}$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}$$

### 3. Murs électriques-magnétiques (EMEM)

Les bases modales :

$$\begin{aligned} TE_{mn} &= \begin{vmatrix} \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \\ \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \end{vmatrix} \\ TM_{mn} &= \begin{vmatrix} \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \\ -\frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \end{vmatrix} \\ TE_{m0} &= \begin{vmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos(k_x x) \end{vmatrix} \\ TM_{0n} &= \begin{vmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{2}{ab}} \cos(k_y y) \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Donc les fonctions intégrales sont les suivantes pour les modes existants :

$$\text{TE}_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \cos(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.13})$$

$$\text{TE}_{m0} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = \sqrt{\frac{2}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \cos(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.14})$$

$$\text{TM}_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = -\frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \cos(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.15})$$

$$TE_{0n} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = -\omega \sqrt{\frac{2}{ab}} \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (A.16)$$

$$\begin{aligned} J &= \sum_{m=0}^M I_m^\alpha f_{mn}^\alpha = I_m^{TE} f_{mn}^{TE} + I_m^{TM} f_{mn}^{TM} \\ &= I_m^{TE} \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \cos(k_y y) + I_m^{TM} \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{4}{ab}} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \end{aligned} \quad (A.17)$$

Avec

$$k_x = \frac{m\pi}{a}$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}$$

#### 4. Murs électriques-périodiques (EPEP)

Les bases modales :

$$\begin{aligned} TM_{mn} &= \begin{cases} -\frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \\ j \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \end{cases} \\ TE_{mn} &= \begin{cases} \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \\ j \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \end{cases} \\ TE_{m0} &= \begin{cases} 0 \\ j \sqrt{\frac{1}{ab}} \sin(k_x x) \end{cases} \\ TEM = TE_{00} &= \begin{cases} 0 \\ j \sqrt{\frac{1}{ab}} \end{cases} \end{aligned} \quad (A.18)$$

$TM_{m0}$  et  $TE_{00}$  n'existe pas.

Donc les fonctions intégrales sont les suivantes pour les modes existants :

$$TE_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = j \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \sin(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (A.19)$$

$$TE_{m0} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = j \sqrt{\frac{1}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \sin(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (A.20)$$

$$TM_{mn} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = j \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \int_{x_1}^{x_2} \sin(k_x x) dx \int_{s_1}^{s_2} \cos(k_y y) \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (A.21)$$

$$\text{TEM} : \langle g_q, f_{mn} \rangle = j\omega \sqrt{\frac{1}{ab}} \int_{s_1}^{s_2} \cos\left(\frac{(2p-1)}{l} \pi(y - \frac{b}{2})\right) dy \quad (\text{A.22})$$

$$\begin{aligned} J &= \sum_{m=0}^M I_m^\alpha f_{mn}^\alpha = I_m^{\text{TE}} f_{mn}^{\text{TE}} + I_m^{\text{TM}} f_{mn}^{\text{TM}} \\ &= I_m^{\text{TE}} j \frac{k_x}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) + I_m^{\text{TM}} j \frac{k_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Avec

$$k_x = \frac{2m\pi}{a}$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}$$



# Références

---

- [1] P. Clayton, Introduction to electromagnetic compatibility. Vol. 184. John Wiley & Sons, 2006.
- [2] Alain Charoy, "Parasites et perturbations des électroniques Tome 1: Sources Couplage Effets." *Dunod tech* (2000).
- [3] J. Malmivuo, R. Plonsey, 'Bioelectromagnetism: Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields', Oxford University Press, New York, 1995.
- [4] André Vander Vorst, Arye Rosen, and YoujiKotsuka, 'RF/Microwave Interaction with Biological Tissues', John Wiley & Sons 2006.
- [5] M.I. Buzdugan, H. Bălan, 'Towards a new concept: Electromagnetic Biocompatibility', International Conference on Advancements of Medicine and Health Care through Technology Volume 26 of the series IFMBE Proceedings pp 351-354, 2009.
- [6] C.Furse, D. A. Christensen, C.H. Durney, 'Basic Introduction to Bioelectromagnetics (Second Edition), 2009 by Taylor & Francis Group, LLC.
- [7] A.Bossavit, 'A theoretical approach to the question of biological effects of low frequency fields. IEEE Transactions on Magnetic, Vol 29, No 2, March 1993.
- [8] J.M. Aran, J.Ch. Bolomey, P. Buser, R. Seze, M. Hours, I. Lagroye, B. Veyret, "Téléphonie mobile et santé", Rapport à l'Agence Française de Sécurité Sanitaire Environnementale, 21 mars 2003.
- [9] T.Tagu, 'Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment', Chap5 in Analysis, Design and Measurement of small and low-profile antennas. K.Haneishi, EDS. Norwood, MA: ArtechHouse ,pp161-180, 1992
- [10] Y. Li, Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de technique d'adaptation, Thèse de doctorat, Décembre 2009.

- [11] B.Derat, 'Analyse modale de l'influence du coefficient de réflexion au port d'entrée de l'antenne d'un téléphone mobile sur l'exposition d'un fantôme SAM ou plan, 'document interne de SAGEM 2007.
- [12] N. KUSTER, "Energy absorption mechanism by biological bodies in the near fields of dipole antennas as above 300MHz", IEEE Trans on vehicular technologies, Vol41, pp 17-23, February 1992.
- [13] L. Bernard. Caractérisation électrique des tissus biologiques et calcul des phénomènes induits dans le corps humain par des champs électromagnétiques de fréquence inférieure au GHz. Modélisation et simulation. Ecole Centrale de Lyon; Universida de federal de Minas Gerais, 2007
- [14] ICNIRP (1998). Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). Health Physics, 44 :1630–1639.
- [15] CENELEC (2001). Norme européenne Basic Standard for Measurement of Specific Absorption Rate related to Human Exposure. CENELEC EN 50361.
- [16] J. PILETTE, 'Antennes de téléphonie mobile, technologie sans fil et santé'. pp 1-63, Mars 2007.
- [17] Marco Pietteur, 'Téléphones mobiles cellulaires et stations relais, les risques pour la santé : Arguments scientifiques et conseils pratiques', 2ème édition 1998.
- [18] M. SAUREN, R.J. MCKENZIE, and I. COSIC, "Determining the Influence of Population Variation on Compliance with Radiofrequency Exposure Limits: Proposed Study", 2006.
- [19] CENELEC, 'Human exposure to electromagnetic fields : High frequency (10 kHz to 300 GHz). European Committee for ElectroTEchnical standardization, European Prestandard ENV 50166-2 - Jan. 1995.
- [20] A. Taflove, 'Application of the finite-difference time- domain method to sinusoidal steady state electromagnetic penetration problems, IEEE transaction on Electromagnetic compatibility, vol 22, No 3, August 1980.

- [21] C.T.M. Choi, A.Konard, 'Finite element modeling of the RF heating process, IEEE trans. Mag. Vol. 27, NO. 5 (1991), pp 4227-4230.
- [22] C.Geuzaine, J.F.RemacleGMSH : A three-dimensional finite element mesh generator with built- in pre – and post – processing facilities, version 2.0.8, July 13 2007.
- [23] Harrington R. F. "Field Computation by Moment Method", The Mac-Millan Company New- York, 1968.
- [24] PierrickKersaudy, 'Modélisation statistique de l'exposition humaine aux ondes radiofréquences', Statistiques [math.ST]. Université Paris-Est, 2015.
- [25] S Gabriel, R.W Lau, and E Corthout. 'The dielectric properties of biological tissues : I. literature survey'. Phys. Med. Biol, 41 :2231–2249 (electronic), 1996.
- [26] SM Michaelson, "Biological effects and health hazards of RF and MW energy: Fundamentals and overall phenomenology", In: Biological effects and dosimetry of nonionizing radiation, radiofrequency and microwave energies; NATO advanced study institutes series, Plenum Press, NY, 1983.
- [27] AW Guy, History of Biological Effects and Medical Applications of Microwave Energy, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 9, Sep. 1984.
- [28] H.P Schwan, 'Biological effects of non-ionizing radiation: Cellular properties and interactions, Ann Biomed Eng, 16: 245 - 263, 1988.
- [29] Behari, J., Biological Effects and Health Implication of Radiofrequency and Microwave, International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility'99, 6-8 Dec. 1999, New Delhi, India; p.449-52.
- [30] M.A .Stuchly, "Fundamentals of the Interactions of Radio-frequency and Microwave Energies with Matter," In: Biological effects and dosimetry of nonionizing radiation, radiofrequency and microwave energies; NATO advanced study institutes series, Plenum Press, NY, 1983.
- [31] M.A.Jensen, Y.Rahmet-Samii, 'EM interactions of handset antennas and a human in personal communications', Proceedings of the IEEE, Vol.83, NO.1, Jan.1995.

- [32] Blank, M., *Electromagnetic fields: biological interactions and mechanisms*. Washington, DC: American Chemical Soc., p. 498, 1995.
- [33] M Okoniewski, *A Study of the Handset Antenna and Human Body Interaction*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 10, Oct. 1996.
- [34] T.Huang, K.R.Bolye, 'User interaction studies on handset antennas', ProcEuCAP, Edinburgh, UK, 12-17 Nov. 2007.
- [35] L. Nicolas, N. Burais, F. Buret, O. Fabr`egue, L. Kr`ahenb`uhl, A. Nicolas, C. Poignard, R. Scoretti, N. Siauve, and C Vollaire. Interactions between electromagnetic field and biological tissues : Questions, some answers and future trends. International Compu mag Society News-letter, 10(2), 2003.
- [36] Dimbylow P J and Mann S M, 'SAR calculations in an anatomically realistic model of the head for mobile communication transceivers at 900 MHz and 1.8', GHz Phys. Med. Biol. 39 1537–53 1994.
- [37] Hombach V, Meier K, Burkhardt M, Kuhn E and Kuster N 1996 The dependence of EM energy absorption upon human head modeling at 900 MHz *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 44 1865–73
- [38] Gandhi O P and Kang G 2002 Some present problems and a proposed experimental phantom for SAR compliance testing of cellular telephones at 835 and 1900 MHz *Phys. Med. Biol.* 47 1501–18.
- [39] Beard B, 'Comparisons of computed mobile phone induced SAR in the SAM phantom to that in anatomically correct models of the human head *IEEE Trans. Electromag. Compat.* 48 397–407, 2006.
- [40] Keshvari J and Lang S 2005 Comparison of radio frequency energy absorption in ear and eye region of children and adults at 900, 1800 and 2450 MHz *Phys. Med. Biol.* 50 4355–69.
- [41] Schoenborn F, BurkhardtMandKuster N 1998 Differences in energy absorption between heads of adults and childrenin the near field of sources *Health Phys.* 74 160–8.

- [42] Keshvari J, Keshvari R and Lang S 2006 The effect of increase in dielectric values on specific absorption rate (SAR) in eye and head tissues following 900, 1800 and 2450 MHz radio frequency (RF) exposure *Phys. Med.Biol.* 51 1463–77.
- [43] Taflove, A. and Hagness, S. C. (2005). *Computational Electrodynamics. The Finite Difference Time Domain Method*. Artech House, Boston, 3rd edition.
- [44] K.Chari, S.J. Salon, ‘Numerical methods in electromagnetism’, Academic Press, 2000.
- [45] W. Wang and S.R Eisenberg. A three-dimensional finite method for computing magnetically induced currents in tissues. *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol 30, No 6, Nov 1994.
- [46] J.F.Deford, O.P.Gandhi, ‘An impedance method to calculate currents induced in biological bodies exposed to quasi-static electromagnetic fields. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 27, No 3, August 1985.
- [47] Y.Han, Y.Li, J. Zhang, B.Yang, ‘A 3-D impedance method to compute current induced in human body exposure to power lines, 2005 IEEE International symposium on Microwave, antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings..
- [48] L.H. Hoang, ‘Contribution à la modélisation tridimensionnelle des interactions champs électromagnétique- corps humain en basses fréquences’, École centrale de Lyon, Écully, France 2007.
- [49] M.A.Stuchly, O.P.Ghandi, Inter-laboratory comparison of numerical dosimetry for human exposure to 60Hz electric and magnetic fields, *Bioelectromagnetics* 21, 167-174 (2000).
- [50] Beard, B., Kainz, W., Onishi, T., Iyama, T., Watanabe, S., Fujiwara, O., Wang, J., Bit-Babik, G., Faraone, A., Wiart, J., Christ, A., Kuster, N., Kyoung Lee, A., Kroeze, H., Siegbahn, M., Keshvari, J., Abrishamkar, H., Simon, W., Manteuffel, D., and Nikolovski, N. (2006). ‘Comparisons of computed mobile phone induced SAR in the SAM phantom to that in anatomically correct models of the human head’. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 48(2):397–407.

- [51] Maia Sauren, 'Determining the influence of population variation on compliance with radiofrequency exposure limits', A thesis in Electrical and Computer Engineering College of Science, Engineering and Health RMIT University June 2011.
- [52] T. Ben Salah, « Analyse d'une antenne planaire : utilisation des fonctions d'attache dans la méthode de Galerkin », Rapport de Mastère, Ecole Nationale d'Ingénieurs deTunis, Septembre 2003.
- [53] S. Mili, Thèse, Approche des Circuits Equivalents Généralisés Multi-Echelles Combinées a la Théorie de Groupe de Renormalisation pour la Modélisation Électromagnétique des Structures Fractales Passives et Actives , École Nationale d'Ingénieurs de Tunis, Tunisie, 2011.
- [54] Emmanuelle Conil, ' Propagation électromagnétique en milieu complexe: du champ proche au champ lointain. Physics. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. France.
- [55] Baudrand, H., "Representation by equivalent circuit of the integral methods in microwave passive elements," European Microwave Conference, Vol. 2, 1359–1364, Budapest, Hungary, Sep. 10–13, 1990.
- [56] T. AGUILI, Thèse, Modélisation des composantes SFH planaires par la méthode des circuits équivalents généralisés , École Nationale d'Ingénieurs de Tunis, Tunisie, mai 2000.
- [57] S. Mili, Thèse, Approche des Circuits Equivalents Generalises Multi-Echelles Combinees a la Theorie de Groupe de Renormalisation pour la Modelisation Electromagnetique des Structures Fractales Passives et Actives , École Nationale d'Ingénieurs de Tunis, Tunisie, 2011.
- [58] Z. Mekkioui, Thèse, Contribution à l'analyse d'antennes diélectriques microruban à ondes de fuite unidimensionnelle et bidimensionnelle à motif métallique quelconque , Faculté des sciences Université Abou Bekr Belkaidde Tlemcen , Algerie, 2004.
- [59] H. Baudrand, "Representation by equivalent circuit of the integral methods in microwave passive elements, " European Microwave conference, Vol. 2, 1359-1364, Budapest, Hungary, Sep. 10-13, 1990.

- [60] H. Baudrand, and Aubert, H., "l'«électromagnétisme par les schémas équivalents, " editionsCepadues, 2003.
- [61] H. Baudrand, and D. Bajon, "Equivalent circuit representation for integral formulations of electromagnetic problems," International Journal of Numerical Modelling-Electronic Networks Devices and Fields, Vol.15, pp. 23-57, January 2002.
- [62] Khelladi Abdellatif, 'Contribution à l'Etude des Caractéristiques de Rayonnement et Performances d'Antennes Diélectriques Microruban à Ondes de fuite Non Uniformes. Application au Balayage Electronique', Mémoire de Magistère 2009.
- [63] Moumen Cherif, ' Effets Des Radiations Electromagnetiques Sur Le Corps Humain', Thèse Doctorat , 2014.