

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR & DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département d'Electronique

Projet de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electronique

Thème :

**Antennes multistandards pour
communications mobiles**

Réalisé par :

OULARBI Mohamed Rabie

Encadré par :

Pr R. AKSAS

Promotion :

Juin 2007

Résumé :

Face à la prolifération des normes dans le domaine des communications mobiles et des réseaux sans fil, l'idée de concevoir des antennes qui réussissent à couvrir plusieurs de ces standards s'est imposée. Ces antennes doivent satisfaire différents critères (fonctionnement multibande et large bande, diagramme de rayonnement omnidirectionnel, encombrement minimum, coût) qui sont souvent difficiles à mettre en oeuvre de façon simultanée. Dans ce mémoire, on présente les différentes techniques utilisables pour satisfaire ces contraintes. L'application de certaines de ces techniques, a conduit à l'élaboration d'une antenne monobande couvrant trois standards de télécommunications DCS/ PCS / DECT, et d'une antenne bibandes couvrants plusieurs standards de réseaux sans fil à savoir : le bluetooth, le WiFi 802.11 b/g, le WiFi 802.11 a et l'HiperLan 2. Toutes les structures conçues et simulées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique IE3D, ont montré des caractéristiques de rayonnement et de rendement adaptées à une utilisation en réseaux sans fil, qui laisse présager à une possible application dans la pratique.

Mots clés : Réseaux sans-fil, antennes miniatures, PIFA, antennes multibandes.

Abstract:

Front of the diversity of the telecommunications standards, the idea of designing an antenna which covers many of these standards impose itself. Such antennas must satisfy different criteria (multi and large band operation, omnidirectional radiating pattern, minimum obstruction) which are difficult to implement in a simultaneous way. In this thesis, we present the various techniques usable to satisfy these constraints. The application of some of these techniques, led to the development of a monoband antenna covering three telecommunication standards DCS/ PCS / DECT, and of biband antenna covering several wireless networks standards : bluetooth, WiFi 802.11 b/g, WiFi 802.11 a and HiperLan 2. All the structures designed and simulated thanks to the electromagnetic simulator IE3D, showed characteristics of radiating and efficiency that lets predict to a possible application in practice.

Key words: Wireless networks, small antennas, PIFA, multiband antennas.

مُلخَص :

نظراً لتعدد معايير التواصلات اللاسلكية، فكرة تصميم هوائي يتمكّن من تغطيته عدد كبير من هذه المعايير تفرض نفسها. هذه الهوائيات يجب ان تخضع لعدة موازين (خدمة في عدة اشربة، شريط نافذ عريض، ادنى تراحم، سعر منخفض) و هم في أغلب الأحيان صعبة التحقيق في نفس الوقت. في هذه المذكرة نُقدّم عدة تقنيات مُستعملة لحل هذه الصعوبات. تطبيق بعض من هذه التقنيات أدّى إلى تصميم هوائي وحيد الشريط النافذ يُغطي ثلاث معايير للاتصالات اللاسلكية، و هوائي ثنائي الأشربة الذي يُغطي عدة معايير للشبكات اللاسلكية. كل الهوائيات المُصمّمة بيّنت عن إمكانية تطبيقها.

كلمات المفتاح: شبكات لاسلكية، هوائيات مُصغّرة، يفا، هوائي مُتعدد الأشربة.

Remerciements

Au terme de ce travail, je tiens à présenter mes remerciements :

- aux membres du jury, qui m’ont fait l’insigne honneur d’examiner ce modeste travail ;
- à mon encadreur, qui a sacrifié son temps pour m’accompagner dans l’aboutissement de ce sujet ;
- à mes parents, pour m’avoir inculqué l’amour du savoir et l’esprit du travail ;
- à toutes les personnes qui m’ont permis d’accomplir ce travail, en particulier : Dr Jian-X. Zheng (Zeland Software), Abdoullahi (Benha High Institute of Technology, Égypte), Pr J-P. Damiano (LEAT), Pr Belmokhtar, Pr Zitoun, Dr Amirat et le Pr Adane, qu’ils trouvent dans ces quelques lignes toute ma gratitude ;
- ainsi qu’à toute autre personne m’ayant aidé de près ou de loin et dont j’ai oublié de citer le nom.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- à ma mère, mon père et ma soeur, qui ont toujours cru en moi ;
- à mes grand parents que dieu leur prête vie ;
- à mes tantes et oncles ;
- à mes cousins et cousines ;
- à mes amis ainsi qu'à tous les membres de ma promotions.

Table des matières

Liste des figures	x
Liste des tableaux	xv
Sigles et abbreviations	xvii
Symboles	xix
Introduction	1
1 Généralités sur les réseaux sans fil	3
1.1 Définition d'un réseau sans fil	3
1.2 Les catégories de réseaux sans fil	4
1.3 Wireless Personal Area Network	4
1.3.1 Le Bluetooth (IEEE 802.15)	5
1.3.2 Les réseaux WiMedia, UWB et WUSB	6
1.3.3 Les réseaux ZigBee	6
1.4 Wireless Local Area Network	6
1.4.1 Wi-Fi (ou IEEE 802.11b) :	6
1.4.2 HiperLAN :	7
1.5 Wireless Metropolitan Area Network	8
1.5.1 WiMax (IEEE 802.16)	8
1.5.2 HiperMAN	8
1.6 Wireless Wide Area Network	9
1.6.1 Technologies de première génération (1G)	10
1.6.2 Technologies de deuxième génération (2G)	10
1.6.3 Technologies de troisième génération (3G)	11
1.6.4 Technologies de quatrième génération (4G)	12
1.7 Conclusion	12
2 Miniaturisation des antennes	15

2.1	État de l'art des antennes pour terminaux mobiles	15
2.1.1	Les antennes imprimées	15
2.1.2	Antennes fractales	16
2.1.3	Antennes hélicoïdales	17
2.1.4	Antenne PIFA	18
2.2	Caracteristiques des antennes miniatures	18
2.3	Techniques de miniaturisation et d'élargissement des bandes	20
2.3.1	Géométrie de l'élément	20
2.3.2	Substrat à haute constante diélectrique	22
2.3.3	Courts-circuits verticaux entre élément et plan de masse	22
2.3.4	Résonateurs parasites	23
2.3.5	Fentes dans les éléments rayonnants	25
2.3.6	Chargement capacitif	28
2.4	Conclusion	29
3	Plannar inverted-F antenna	31
3.1	Introduction de l'antenne PIFA	31
3.2	Étude paramétrique d'une antenne PIFA	33
3.2.1	mise au point	33
3.2.2	Outil de simulation	34
3.2.3	Influence du résonateur et du court-circuit	35
3.2.4	Influence du plan de masse	40
3.2.5	Influence de la position et de l'orientation d'un résonateur monté sur un plan de masse fini	48
3.3	conclusion	52
4	Antenne DCS/PCS/DECT	53
4.1	Géometrie de la PIFA	53
4.2	Etude des performances de l'antenne	55
4.2.1	Caractéristiques dépendant du champ proche	55
4.2.2	Caractéristiques du champs lointain	56
4.3	Conclusion	61
5	Antenne bibande 2.4 GHz/ 5 GHz	63
5.1	Géométrie de l'antenne	63
5.2	Procédure de conception	65
5.3	Etude des performances de l'antenne	65
5.3.1	Caractéristiques dépendant du champ proche	65

5.3.2	Caractéristiques du champ lointain	67
5.4	Conclusion	67
	Conclusion générale et perspectives	71
	Bibliographie	72
A	Définition du système de coordonnées sphériques	77
B	Le modèle de la cavité	79
C	La Méthode des Moments	87

Table des figures

1.1	Les différentes catégories des réseaux sans fil [41]	4
1.2	Les canaux Bluetooth [40].	5
1.3	Canaux WiFi [4]	7
1.4	Figure représentant un motif élémentaire d'un réseau (à gauche) et un ensemble de motifs (à droite)[10]	9
1.5	Bandes de fréquences utilisées dans les réseaux RF [40].	14
2.1	Structure de l'antenne et évolution du module de S_{11} en fonction de la fréquence [58].	16
2.2	Exemple d'une antenne de Sierpinski de type monopole [50].	17
2.3	TOS simulé de l'antenne fractale de Sierpinski d'ordre 5 [50].	17
2.4	Antenne hélicoïdale GSM/DCS [59].	18
2.5	Antenne en forme noeud-papillon [9].	21
2.6	La technique de repliement [9].	21
2.7	Méandres latéraux [9].	21
2.8	Méandres latéraux et verticaux [9].	21
2.9	Court circuit filaire [9].	22
2.10	Court circuit plan [9].	22
2.11	Court circuit languette [9].	22
2.12	Antenne fils-plaques [9].	23
2.13	Résonateur parasite juxtaposé [9].	24
2.14	Résonateur parasite superposé [9].	24
2.15	Principe de Babinet [8].	26
2.16	Fente demi-onde non débouchante [8].	26
2.17	Fente débouchante quart d'onde [8].	27
2.18	Insertion de fentes [58].	27
2.19	Différents types de chargement capacitif inséré en bout d'élément [8].	28
2.20	Différents types de chargement capacitif inséré dans l'élément [8]. . .	29
3.1	Structure d'une antenne PIFA.	31

3.2	Structure d'une antenne ILA [20].	32
3.3	Structure de l'antenne IFA [20].	32
3.4	Structure de l'antenne PIFA étudiée.	33
3.5	Bande passante et fréquence de résonance.	34
3.6	Fréquence de résonance normalisée en fonction de W/L_1	35
3.7	Fréquence de résonance normalisée en fonction de W , pour différents rapports L_1/L_2	36
3.8	Circuit équivalent lors de l'ajout de la languette de court circuit.	36
3.9	Variation des courants sur la surface inférieure du résonateur pour plusieurs valeurs de L_1 et W [18].	37
3.10	Evolution de la fréquence de résonance en fonction de H	38
3.11	Bandes passantes simulées pour $W = L_1$ en fonction de la hauteur H du court-circuit.	39
3.12	Influence du rapport L_1/L_2 sur la bande passante.	39
3.13	Effet du rapport W/L_1 sur la bande passante.	40
3.14	Schéma de la languette	40
3.15	Géométrie de l'antenne avec plan de masse fini.	41
3.16	Fréquences de résonance simulées pour différentes valeurs de L/L_1	42
3.17	Bande passante simulée pour différentes valeurs de L en terme de longueur d'onde.	42
3.18	Gain simulé pour différentes valeurs de L en terme de longueur d'onde.	43
3.19	Diffraction de l'onde électromagnétique sur le bord du plan de masse.	43
3.20	Champs E_{total} rayonné par l'antenne.	44
3.21	E_{total} simulé à la fréquence de résonance dans le plan xz	45
3.22	Comparaison des composantes polaires et contrapolaires dans le plan yz	46
3.23	Comparaison des composantes polaires et contrapolaires dans le plan xz	46
3.24	Composantes longitudinales et transversales du courant le long du résonateur.	47
3.25	Champs E_{left} et E_{right} dans le plan xz	47
3.26	Géométries possibles d'une PIFA montée sur un plan de masse rectangulaire.	49
3.27	Performances de l'antennes de la figure 3.26 a, en fonction de C_x pour différentes valeurs de C_y	50
3.28	Performances de l'antennes de la figure 3.26 b, en fonction de C_y pour différentes valeurs de C_x	51
4.1	Antenne DCS/PCS/DECT (vue en perspective)	54
4.2	Dimensions de l'antenne DCS/PCS/DECT.(Toutes les dimensions sont en mm)	54

4.3	Évolution en fonction de la fréquence du T.O.S et du coefficient S_{11} .	55
4.4	Les différentes normes couvertes.	56
4.5	Champs E_{total} dans le plan $\varphi=90^\circ$	57
4.6	Champs E_{total} dans le plan $\varphi=0^\circ$	58
4.7	Champs E_{total} dans le plan $\theta =90^\circ$	59
4.8	Comparaison des composantes E_{left} et E_{right} à la fréquence centrale (f=1.86 GHz).	60
4.9	Rendement de l'antenne monobande.	60
5.1	Vue en perspective de l'antenne bibandes.	64
5.2	Dimensions de l'antennes bibandes (en mm).	64
5.3	Évolution en fonction de la fréquence du module de S_{11} et du T.O.S.	66
5.4	Diagrammes de rayonnement de l'antenne (Champs total).	68
5.5	Champs E_{left} et E_{right} de l'antenne bibande dans les 3 plans.	69
5.6	Rendement de l'antenne bibande.	70
A.1	Système de coordonnées sphériques.	77

Liste des tableaux

1.1	Les fréquences centrales des 14 canaux WiFi [38]	7
1.2	Les standards WiMAX [23].	8
1.3	Les plus importantes normes de communication sans fil et les bandes de fréquences associées.	13
2.1	Synthèse des techniques de miniaturisation et d'élargissement des bandes des antennes [8]	30
4.1	Synthèse des performances de l'antenne monobande.	62
5.1	Normes et fréquences couvertes par l'antenne bibande conçue.	63
5.2	Synthèse des performances de l'antenne bibande.	70

Sigles et abbreviations

8PSK	8 Phase Shift Keying
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMPS	Advanced Mobile Phone System
ART	Autorité de Régulation des Télécommunications
ASK	Amplitude Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CMS	Composant Monté en Surface
D-AMPS	Digital Advanced Mobile Phone System
DCS	Digital Communication System
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
EGPRS	Enhanced General Packet Radio Services
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FSK	Frequency Shift Keying
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Services
GSM	Global System for Mobile communications
HIPERLAN	High Performance Radio Local Area Network
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFA	Inverted-F Antenna
ILA	Inverted-L Antenna
IMT-2000	International Mobile Telecommunication 2000
IP	Internet Protocol
LAN	Local Area Network
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MMS	Multimedia Message Service
PCB	Printed Circuit Board
PCS	Personal Communication Services
PDA	Personal Digital Assistant
PDC	Personal Digital Cellular
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

Rx	Réception
SMS	Short Message Service
TACS	Total Access Communications System
TD-CDMA	Time Division-Code Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
TOS	Rapport d'Ondes Stationnaires
Tx	Transmission
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	World Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WML	Wireless Markup Language
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network

Symboles

BP	bande passante.
$C(c_x, c_y)$	position du résonateur sur le plan de masse.
C	capacité du condensateur créé entre le plan de masse et le résonateur.
e	épaisseur du métal.
\vec{E}	champs électrique rayonné (lointain).
E_θ	composante selon θ du champs électrique.
E_φ	composante selon φ du champs électrique.
E_{total}	module du champs électrique = $\sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}$.
E_{left}	= $(E_\theta + jE_\varphi)/\sqrt{2}$
E_{right}	= $(E_\theta - jE_\varphi)/\sqrt{2}$
E_{cross}	composante contrapolaire du champs électrique.
E_{co}	composante copolaire du champs électrique.
ϵ	permittivité du matériaux.
f_r	fréquence de résonance.
f_l	fréquence de coupure basse.
f_h	fréquence de coupure haute.
\vec{H}	champs magnétique rayonné (lointain).
H	hauteur du court circuit.
\vec{J}	vecteur densité de courant.
L_1	largeur de résonateur.
L_2	longueur du résonateur.
L'	dimension du plan de masse.
L_{cc}	inductance de la languette de court-circuit.
μ	perméabilité du matériaux.
$P(x_p, y_p)$	position de la sonde d'alimentation.
R_{cc}	résistance de languette de court-circuit.
S_{11}	Élément (1,1) de la matrice chaîne.
W	largeur du court circuit.
Z_c	Impédance caractéristique de la sonde d'alimentation.

Introduction

Depuis son invention, le téléphone a fait du chemin et il est maintenant possible d'effectuer et de recevoir des appels de n'importe quel endroit du globe, d'accéder à Internet et même à la télévision.

Ainsi, on assiste de nos jours, à une évolution fulgurante dans le domaine des télécommunications, et les normes et services à haut débit ne cessent de se multiplier, donnant naissance à des standards utilisant des bandes de fréquence différentes.

Devant cette prolifération des normes de réseaux mobiles et sans fil, les différents opérateurs de service de technologie de l'information n'ont pas pu faire face à un développement aussi rapide. Il est évident, qu'un passage de manière abrupte entre les différentes générations de service ne peut s'établir, nous assistons alors à une certaine co-existence des différentes normes sur le marché des télécommunications.

Cependant, pour être en mesure d'utiliser plusieurs de ces standards à la fois, il est nécessaire de disposer de composants, de circuits et d'antennes susceptibles de fonctionner dans différentes bandes de fréquence. Notre projet de fin d'études s'insère dans cette problématique globale, et prend en charge la partie antenne. Cet élément doit satisfaire de nombreuses contraintes dont l'association est souvent difficile à mettre en oeuvre. Nous pouvons différencier deux groupes de contraintes : les contraintes liées à l'encombrement de l'antenne et celles liées à ses performances.

Le but de notre travail est de concevoir une antenne qui doit satisfaire les critères suivants :

- dimension réduite (miniature) ;
- multi-bandes ;
- chaque bande doit être aussi large que possible afin de couvrir l'ensemble des canaux disponibles ;
- coût réduit afin de maintenir un prix de terminal compétitif.

Ainsi, notre mémoire présente la conception, l'optimisation et l'analyse d'antennes miniatures destinées à des applications dans les domaines des communications mobiles et des communications sans fil.

Aussi, pour mieux comprendre les besoins actuels en antennes miniatures et multistandards, le premier chapitre présentera d'un point de vue historique et technique, les différents types de réseaux sans fil.

Le deuxième chapitre, relatif à l'énumération des différentes antennes utilisables dans le domaine des communications mobiles, justifie le choix du type d'antenne conçu (Planar Inverted-F Antenna) et illustre les différentes techniques de miniaturisation applicables à ce type d'antennes en particulier.

Dans le troisième chapitre, nous exposerons les résultats d'une étude paramé-

trique effectuée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique IE3D de Zeland Software.

Le quatrième chapitre présentera la conception d'une antenne monobande, couvrant trois standards de télécommunication *DCS*, *PCS* et *DECT*, réalisée à l'aide d'une structure PIFA conventionnelle.

Enfin, le cinquième chapitre est consacré à la conception d'une antenne bibande 2.4/ 5GHz, couvrant quatre standards de réseaux locaux sans fil : *le bluetooth*, *le WiFi 802.11 b/g*, *le WiFi 802.11 a* et *l'HiperLan 2*.

Chapitre 1

Généralités sur les réseaux sans fil

Dans ce chapitre, nous allons introduire la notion de réseau mobile et sans fil, et donner les différentes normes, en essayant de les énumérer par ordre chronologique dans le but de suivre leur évolution.

1.1 Définition d'un réseau sans fil

Un réseau sans fil (en anglais wireless network) est, comme son nom l'indique, un réseau dans lequel au moins deux terminaux peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu, c'est la raison pour laquelle on entend parfois parler de "mobilité".

Les réseaux sans fil sont basés sur une liaison utilisant des ondes radio-électriques ou infrarouges. Il existe plusieurs technologies se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée et d'autre part par le débit et la portée.

Les réseaux sans fil permettent de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. De plus, l'installation de tels réseaux ne demande pas de lourds aménagements des infrastructures existantes comme c'est le cas avec les réseaux filaires (creusement de tranchées pour acheminer les câbles sous-terrains, équipements des bâtiments en câblage, goulottes et connecteurs), ce qui représente un avantage certain dans de nombreux cas, à savoir :

- la mise en place d'un réseau dans un bâtiment classé "monument historique" ;
- la mise en place d'un réseau de courte durée (chantiers, expositions, locaux loués, formations) ;
- l'accès aux informations enregistrées sur chaque patient pendant les visites dans les hôpitaux ;
- l'accès à une connexion Internet pour les usagers des aéroports, gares ...
- la lecture de codes barres dans les supermarchés ;
- la réalisation d'une liaison par voie hertzienne entre deux bâtiments ayant chacun son réseau câblé.

Néanmoins il est important de souligner qu'une mobilité totale est rarement indispensable, et surtout pas toujours réalisable, ce qui a permis la réalisation de réseaux à mobilité restreinte, plus ou moins étendue selon la nécessité.

1.2 Les catégories de réseaux sans fil

On distingue habituellement quatre catégories de réseaux sans fil [41], selon le périmètre géographique offrant une connectivité (appelé zone de couverture), à savoir :

- les réseaux personnels sans fil : Wireless Personal Area Network (WPAN) ;
- les réseaux locaux sans fil : Wireless Local Area Network (WLAN) ;
- les réseaux métropolitains sans fil : Wireless Metropolitan Area Network (WMAN) ;
- les larges réseaux sans fil : Wireless Wide Area Network (WWAN).

Plusieurs gammes de produits sont actuellement commercialisées, mais la normalisation pourrait encore modifier les choses. Les groupes de travail chargés de cette normalisation proviennent de l'IEEE¹ aux États-Unis et de l'ETSI² en Europe. Les quatre catégories et les normes correspondantes sont illustrées dans la figure 1.1.

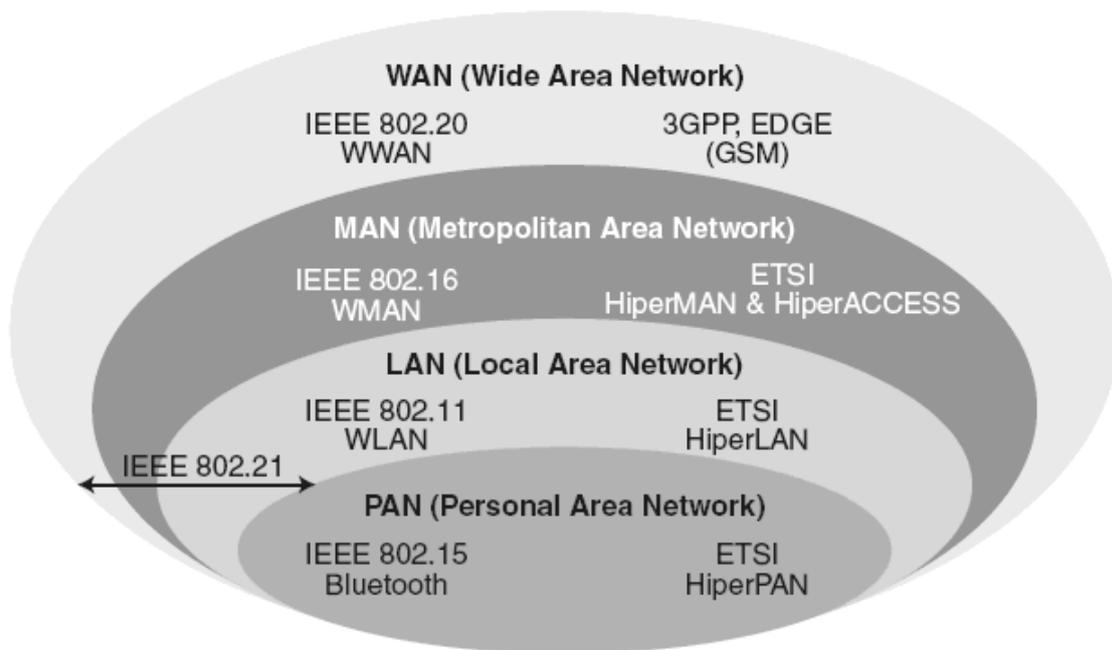


FIG. 1.1 – Les différentes catégories des réseaux sans fil [41]

1.3 Wireless Personal Area Network

Les réseaux personnels sans fil concernent les réseaux ayant une très faible portée de l'ordre de quelques mètres. Ils sont surtout utilisés pour interconnecter du matériel informatique de proche en proche comme les PDA³ (assistant personnel numérique), les téléphones mobiles et même les ordinateurs portables ...[23]

Nous présenterons dans ce paragraphe les gammes de produits les plus importantes.

¹Institute of Electrical and Electronics Engineers.

²European Telecommunications Standards Institute.

³Personnal Assistant Digital

1.3.1 Le Bluetooth (IEEE 802.15)

D'une portée de 10 à 20 mètres, son point fort réside dans sa faible consommation d'énergie et sa facilité d'intégration. Très répandu de nos jours, on le rencontre le plus souvent dans les PDA ainsi que dans les téléphones mobiles [40].

" Bluetooth " se traduit par " dent bleue " qui était le surnom du roi danois Harald II (910-986) qui unifia la Suède et la Norvège et introduisit le christianisme dans les pays scandinaves.

Pourquoi une référence à une personnalité scandinave pour cette technologie ? tout simplement parce que le Bluetooth a été mis au point par l'entreprise suédoise Ericsson en 1994. Le logo de Bluetooth est d'ailleurs composé des runes nordiques H et B.

Historique

Les grandes étapes du développement de cette technologies se présentent comme suit :

- **1994** : Création par le fabricant suédois Ericsson.
- **1998** : Plusieurs grandes sociétés (Agere, IBM, Intel, Microsoft, Motorola, Nokia et Toshiba) s'associent pour former le Bluetooth Special Interest Group (SIG).
- **juillet 1999** : Sortie de la spécification 1.0.
- **Le 28 mars 2006**, le " Bluetooth Special Interest Group " (SIG) annonce la prochaine génération de la technologie sans fil Bluetooth, qui sera capable d'assurer des débits allant de 1 Mb/s à 100 Mb/s. Cette nouvelle norme incorporera une nouvelle technologie radio, connue comme l'Ultra wideband ou UWB.

Bande de fréquences et technique de codage

La technologie Bluetooth utilise la partie de la bande de fréquence ISM⁴ de 2,402 à 2,480 GHz. Elle est divisée en 79 canaux séparés de 1 Mhz (fig 1.2) et le codage de l'information se fait par sauts de fréquence. La période étant de $625\mu s$ ce qui permet 1600 sauts par seconde. Le débit est de 1Mbps.

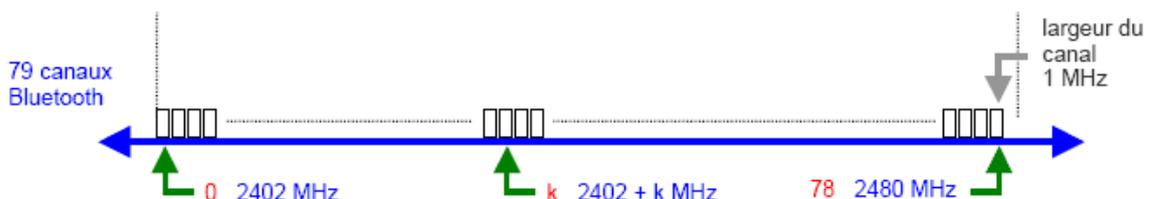


FIG. 1.2 – Les canaux Bluetooth [40].

⁴Industrial,Scientific and Medical

1.3.2 Les réseaux WiMedia, UWB et WUSB

WiMedia est une initiative visant à réaliser un environnement sans fil à très haut débit (480 Mbit/s) pour un réseau personnel. L'objectif est d'éliminer tous les fils connectant les équipements vidéo, audio et de données que l'on peut rencontrer dans un bureau ou un salon [41]. Cette solution prend comme base la normalisation des réseaux personnels de l'IEEE, et plus particulièrement d'IEEE 802.15.3 UWB.

Une solution matérielle sera apportée par l'interface WUSB (Wireless USB), dont l'objectif est de remplacer les interfaces métalliques USB 2 par une interface sans fil à la même vitesse de 480 Mbit/s.

Dans le groupe de travail IEEE 802.15.3, deux solutions ont été développées, une sur la bande classique des 2,4 GHz, qui atteindra une vitesse de 54 Mbit/s effective, et l'autre qui utilise l'ensemble de la bande passante entre 3,1 et 10,7 GHz, mais à une puissance très faible.

1.3.3 Les réseaux ZigBee

Les réseaux ZigBee sont l'inverse des réseaux UWB. Leur objectif est de consommer extrêmement peu d'énergie, de telle sorte qu'une petite batterie puisse tenir presque toute la durée de vie de l'interface, mais avec une vitesse extrêmement faible [41].

Deux types de transfert sont privilégiés dans ZigBee : la signalisation et la transmission de données à bas débit.

Dans la normalisation, ZigBee peut avoir trois vitesses possibles :

- 250 Kbit/s avec la bande classique des 2,4 GHz ;
- 20 Kbit/s avec la bande des 868 MHz disponible en Europe ;
- 40 Kbit/s avec la bande des 915 MHz disponible en Amérique du Nord.

1.4 Wireless Local Area Network

Les réseaux locaux sans fil sont de plus en plus utilisés au sein des entreprises et des réseaux locaux particuliers. Ils permettent par exemple la couverture d'un bâtiment entier. Les normes les plus importantes à présenter sont le WiFi et l'HiperLan.

1.4.1 Wi-Fi (ou IEEE 802.11b) :

Largement utilisé de nos jours, il possède une portée allant de 10 à 200 mètres selon l'environnement, ainsi qu'un débit théorique de 11Mb/s, qui lui aussi est fonction de l'environnement.

Le terme WIFI est une contraction de Wireless Fidelity qui correspond au nom donné à la certification délivrée par la WI-FI Alliance. Cet organisme est chargé de maintenir l'interopérabilité entre les matériels répondant à la norme 802.11. Ainsi un réseau Wifi est en réalité un réseau répondant à la norme 802.11. La norme IEEE 802 est un standard international décrivant les caractéristiques d'un réseau local sans fil [34].

Applications

Grâce au Wi-Fi, il est possible de créer des réseaux locaux sans fil à haut débit pour peu que la station à connecter ne soit pas trop distante du point d'accès. Dans la pratique, le Wi-Fi permet de relier des ordinateurs portables, des machines de bureau, des assistants personnels (PDA) ou tout type de périphérique à liaison haut débit (11 Mbps ou supérieur) sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres en intérieur (généralement entre une vingtaine et une cinquantaine de mètres) à plusieurs centaines de mètres en environnement ouvert [2].

Bande de fréquences

Le WiFi travaille dans la bande ISM qui s'étend de 2,4 à 2,487 GHz donc sur une largeur de 87 MHz découpée en 14 canaux de 20 MHz (Tab 1.1).

canal	1	2	3	...	11	12	13	14
Fréquence(GHz)	2.412	2.417	2.422	...	2.462	2.467	2.472	2.484

TAB. 1.1 – Les fréquences centrales des 14 canaux WiFi [38]

Les canaux 1 à 13 sont séparés de 5 MHz chacun, quant au canal 14 il est centré à la fréquence 2.484 GHz et n'est disponible qu'au Japon (fig 1.3).

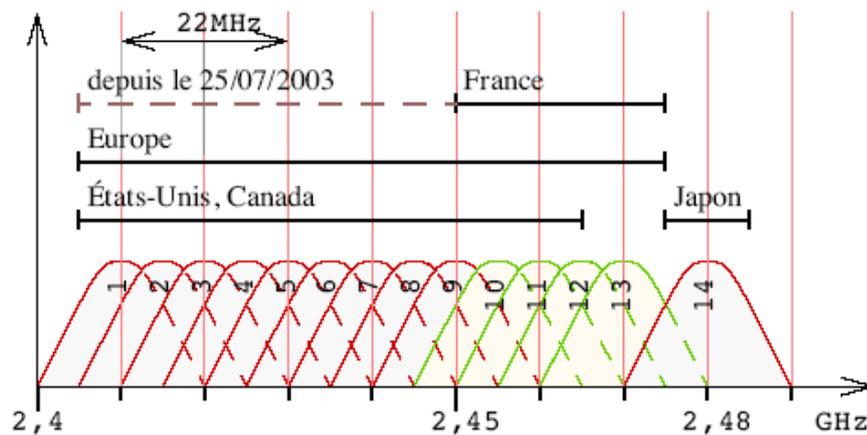


FIG. 1.3 – Canaux WiFi [4]

1.4.2 HiperLAN :

Développé par l'ETSI, ce standard utilise une fréquence de 5 GHz, avec un débit théorique proche de 20 Mb/s pour la version HiperLAN1 et de 54 Mb/s pour l'HiperLAN2. La zone de couverture dépend du milieu, car pour de telles fréquences la portée se trouve particulièrement affectée par les obstacles. Cependant dans des milieux dégagés il pourrait offrir des performances supérieures au Wi-Fi [12].

1.5 Wireless Metropolitan Area Network

Les réseaux métropolitains sans fil permettent d'avoir des connexions à débits relativement élevés pour des portées de l'ordre du kilomètre.

1.5.1 WiMax (IEEE 802.16)

WiMAX est l'abréviation pour Worldwide Interoperability for Microwave Access. Il s'agit d'un standard de réseau sans fil métropolitain créé par les sociétés Intel et Alvarion en 2002 et ratifié par l'IEEE sous le nom IEEE-802.16. Plus exactement, WiMAX est le label commercial délivré par le WiMAX Forum aux équipements conformes à la norme IEEE 802.16, afin de garantir un haut niveau d'interopérabilité entre ces différents équipements [4].

Objectifs du WiMAX

L'objectif du WiMAX est de fournir une connexion internet à haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon. En théorie, le WiMAX permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres. Le standard WiMAX possède l'avantage de permettre une connexion sans fil entre une station de base (BTS⁵) et des milliers d'abonnés sans nécessiter de ligne visuelle directe (LOS⁶). Dans la réalité le WiMAX ne permet de franchir que de petits obstacles tels que des arbres ou une maison mais ne peut en aucun cas traverser des collines ou des immeubles. Le débit réel en présence d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s [23].

Principe de fonctionnement du WiMAX

Le coeur de la technologie WiMAX est la station de base, c'est-à-dire l'antenne centrale chargée de communiquer avec les antennes d'abonnés (subscribers antennas). On parle ainsi de liaison point-multipoints pour désigner le mode de communication du WiMAX. Le tableau 1.2 montre les différents standards du WiMax.

Standard	Bande de fréquence	Débit Portée
WiMAX fixe (802.16-2004)	2-11 GHz	75 Mbits/s 10 km
WiMAX mobile (802.16e)	2-6 GHz	30 Mbits/s 3,5 km

TAB. 1.2 – Les standards WiMAX [23].

1.5.2 HiperMAN

High Performance Radio Metropolitan Area Network (HiperMAN) est un standard développé par l'ETSI pour développer une alternative européenne au WiMax.

⁵En anglais Base Transceiver Station.

⁶en anglais Line Of Sight.

Ce standard ressemble en de nombreux points au WiMax et opère sur la bande de fréquences entre 2 GHz and 11 GHz. Il prévoit plusieurs services comme : la qualité de service, la transmission sans fil rapide, la sécurité ...[57]

1.6 Wireless Wide Area Network

Ces systèmes sont plus connus sous le nom de réseaux de téléphonie mobile et sont basés sur la notion de cellules, c'est-à-dire des zones circulaires se chevauchant afin de couvrir une zone géographique [10]. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une station de base (reliée au Réseau Téléphonique Commuté, RTC) à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite, sommairement nommés fréquences. Afin d'éviter les interférences, ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans des cellules adjacentes (En pratique, une distance minimale de deux cellules sépare deux cellules utilisant la même fréquence). Ainsi, on définit des motifs, appelés *clusters* où chaque cellule est entourée de 6 cellules voisines dans lesquels chaque fréquence est utilisée une seule fois. La figure 1.4 montre un tel motif en guise d'exemple.

Il existe une autre technique qui permet d'éviter les interférences entre des cellules de même fréquences mais éloignées cette fois-ci. Elle consiste à asservir la puissance émise de la station de base vers l'utilisateur en fonction de la distance qui les sépare.

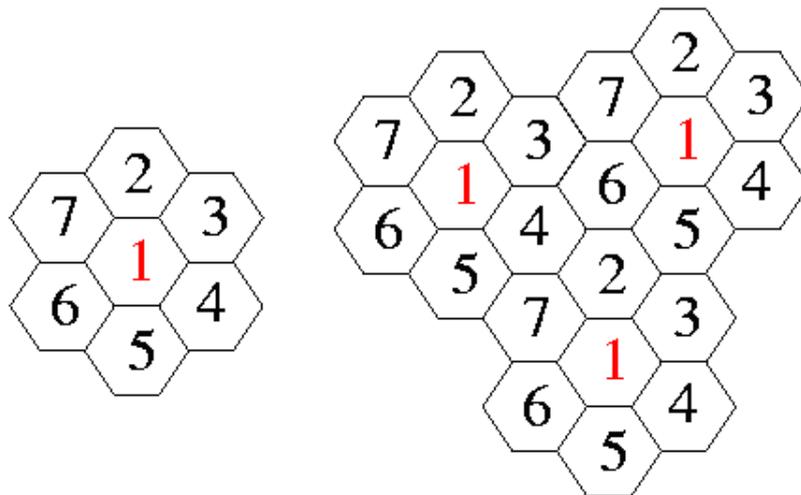


FIG. 1.4 – Figure représentant un motif élémentaire d'un réseau (à gauche) et un ensemble de motifs (à droite)[10]

En générale, on représente une cellule sous forme d'un hexagone, qui est une forme proche d'un cercle, en pratique les cellules n'ont pas toujours une forme circulaire et se chevauchent de 10 à 15% pour permettre à un utilisateur de passer d'une cellule à une autre sans coupure de communication.

Dans ce qui suit nous exposerons les différentes technologies de réseaux de mobiles par ordre chronologique d'apparition.

1.6.1 Technologies de première génération (1G)

La première génération de téléphonie mobile (notée 1G) possédait un fonctionnement analogique et était constituée d'appareils relativement volumineux. Il s'agissait principalement des standards suivants :

- AMPS (Advanced Mobile Phone System), apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.
- TACS (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence de 900 MHz, ce système fut notamment largement utilisé en Angleterre.
- ETACS (Extended Total Access Communication System) est une version améliorée du standard TACS, développé au Royaume-Uni, utilisant un nombre plus important de canaux de communication.

Les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique [10].

1.6.2 Technologies de deuxième génération (2G)

La seconde génération de réseaux mobiles (notée 2G) a marqué une rupture avec la première génération de téléphones cellulaires grâce au passage de l'analogique vers le numérique. Les principaux standards de téléphonie mobile 2G sont le GSM, le GPRS et l'EDGE.

Le standard GSM

Le réseau GSM (Global System for Mobile communications) constitue au début du 21ème siècle le standard de téléphonie mobile le plus utilisé. Baptisé « Groupe Spécial Mobile » à l'origine de sa normalisation en 1982, il est devenu une norme internationale nommée « Global System for Mobile communications » en 1991. En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz. Aux Etats-Unis par contre, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz. Ainsi, on qualifie de tri-bande (parfois noté tribande), les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 kbps, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (SMS, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (MMS, pour Multimedia Message Service) [27].

La bande de fréquences autour de 1800 MHz est dite DCS (Digital Cellular System) et celle autour de 1900 MHz est dite PCS (Personal Communication System).

Le standard GPRS

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution de la norme GSM, ce qui lui vaut parfois l'appellation GSM++ (ou GSM 2+). Étant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant de faire la

transition vers la troisième génération (3G), on parle généralement de 2.5G pour classer le standard GPRS. Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, avec des débits théoriques maximums de l'ordre de 171,2 kbit/s (en pratique jusqu'à 114 kbit/s). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions de données n'utilisent le réseau que lorsque c'est nécessaire. Le standard GPRS permet donc de facturer l'utilisateur au volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût. Ainsi, le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) [28].

Le standard EDGE

Le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution.) est une évolution de la norme GSM, modifiant le type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile (3G). On parle ainsi de 2.75G pour désigner le standard EDGE. EDGE utilise une modulation différente de la modulation utilisée par le GSM (8-PSK), ce qui implique une modification des stations de base et des terminaux mobiles. L'EDGE permet ainsi de multiplier par un facteur 3 le débit des données avec une couverture plus réduite. Dans la théorie, le standard EDGE permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 384 kbit/s pour les stations fixes (piétons et véhicules lents) et jusqu'à 144 kbit/s pour les stations mobiles (véhicules rapides) [23].

1.6.3 Technologies de troisième génération (3G)

Les spécifications IMT-2000⁷ de l'Union Internationale des Communications (UIT), définissent les caractéristiques de la 3G (troisième génération de téléphonie mobile). Ces caractéristiques sont notamment les suivantes :

- Un haut débit de transmission :
 - 144 Kbps avec une couverture totale pour une utilisation mobile,
 - 384 Kbps avec une couverture moyenne pour une utilisation piétonne,
 - 2 Mbps avec une zone de couverture réduite pour une utilisation fixe.
- Compatibilité mondiale,
- Compatibilité des services mobiles de 3^e génération avec les réseaux de seconde génération.

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 kbit/s, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visio-conférence ou l'accès à internet haut débit. Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G, utilisée en Europe s'appelle UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), utilise un codage W-CDMA⁸.

La technologie UMTS utilise la bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbps à 2 Mbps.

⁷International Mobile Telecommunications for the year 2000

⁸Wideband Code Division Multiple Access

La technologie HSDPA ⁹ est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé *3.5G* permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s. La technologie HSDPA utilise la bande de fréquence 5 GHz et utilise le codage W-CDMA [23].

1.6.4 Technologies de quatrième génération (4G)

Les services de téléphonie 3G à peine mis en oeuvre, que des travaux sont déjà orientés vers la prochaine génération : la 4G. Celle-ci, caractérisée par un coeur de réseau IP¹⁰, sera à la convergence des réseaux 3G et des diverses technologies radio complémentaires présentées au chapitre précédent. A ce propos, pour justement souligner la continuité avec les réseaux actuels, certains réfutent l'appellation 4G et préfèrent parler de 3G améliorée ou de Beyond 3G (B3G). Avec le réseau 4G, un utilisateur accédera à ses données où qu'il se trouve : à l'intérieur des locaux avec par exemple Bluetooth, Wi-Fi ou UWB et à l'extérieur avec les normes 3G ou les hot spots Wi-Fi. L'objectif est d'assurer à l'utilisateur une mobilité maximale. Une fois connecté en utilisant le réseau disponible, celui-ci pourra passer d'un réseau à l'autre sans interruption de la communication et avec une qualité de service identique à tout moment. Le réseau 4G devra également assurer des débits nettement supérieurs : entre 20 et 100 Mbit/s dans les réseaux à longue portée (réseaux 3G) et jusqu'à 1 Gbit/s dans les réseaux locaux comme les hot spots Wi-Fi. Ces débits assureront la transmission de contenus multimédias de plus en plus riches et permettront d'établir plusieurs sessions en parallèle [26].

1.7 Conclusion

Dans ce qui précède on a pu énumérer les différents types de réseaux sans fil ainsi que les normes et bandes de fréquences associées à chaque standard.

La figure 1.5 et le tableau 1.3 résument les différents standards disponibles actuellement et leurs bandes de fréquences (liste non exhaustive). Si un utilisateur désire utiliser un certain nombre de ces standards sans pour autant changer de terminal, il devra disposer d'un terminal pouvant fonctionner sur ces différentes bandes de fréquences. Il est maintenant bien claire que l'idée de concevoir une antenne multi-bande réussissant à couvrir la majorité de ces normes s'impose.

⁹High-Speed Downlink Packet Access

¹⁰Internet Protocol

Réseaux personnels sans fil	
La norme	Bandes de fréquences
Le Bluetooth	2400-2483,5 MHz
UWB	3,1 à 10,6 GHz
Réseaux locaux sans fil	
La norme	Bandes de fréquences
Wi-Fi	<i>b/g</i> : 2400-2483,5 MHz <i>a/h</i> : 5150-5250 MHz(indoor) 5250-5350 MHz(outdoor) 5725-5825 MHz(outdoor)
HIPERLAN/1 HIPERLAN/2	5150-5350 MHz(indoor) 5470-5725 MHz(outdoor)
Réseaux métropolitains sans fil	
La norme	Bandes de fréquences
WiMax	(802.16-2004) 2-11 GHz (802.16e) 2-6 GHz
Réseaux cellulaires	
La norme	Bandes de fréquences
1^{re} Génération	
-AMPS (<i>Advanced Mobile Phone System</i>)	Rx : 869-894 MHz Tx : 824-849 MHz
-TACS (<i>Total Access Communications System</i>)	Rx : 935-960 MHz Tx : 890-915 MHz
2^e Génération	
-GSM (<i>Global System for Mobile communications</i>)	Rx : 925-960 MHz Tx : 880-915 MHz
-DCS (<i>Digital Cellular System</i>)	Rx : 1805-1880 MHz Tx : 1710-1785 MHz
-PCS (<i>Personal Communication System</i>)	Rx : 1930-1990 MHz Tx : 1850-1910 MHz
3^e Génération	
-W-CDMA(<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>)	<i>IMT-2000</i> : Rx : 1920 - 1980 MHz Tx : 2110 - 2170 MHz

TAB. 1.3 – Les plus importantes normes de communication sans fil et les bandes de fréquences associées.

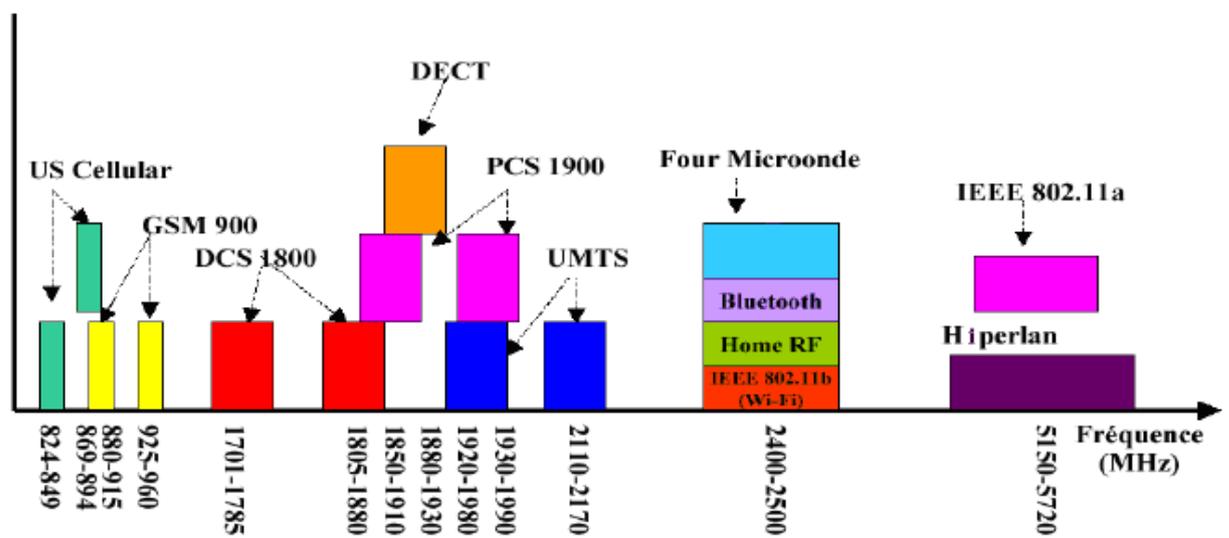


FIG. 1.5 – Bandes de fréquences utilisées dans les réseaux RF [40].

Chapitre 2

Miniaturisation des antennes

L'emploi d'antennes miniatures s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes, notamment, dans le domaine des communications mobiles et sans fil. Des antennes de faible encombrement et à faible coût, répondant à des contraintes d'intégration dans des terminaux portatifs de poche, sont devenues alors indispensables. De plus, l'augmentation du nombre de standards de ces systèmes mobiles et sans fil a conduit à la recherche et à la réalisation d'antennes multi-fréquences et à larges bandes.

2.1 État de l'art des antennes pour terminaux mobiles

Dans ce paragraphe, nous passons en revue les différents types d'antennes utilisables en communications mobiles.

2.1.1 Les antennes imprimées

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950, mais il faudra attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade grand public [51].

Une antenne imprimée est constituée d'un patch (élément résonnant), d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique (fig 2.1 a).

Récemment ce type d'antenne a été appliqué pour les communications mobiles. En utilisant une paire de fentes sur le patch, une antenne bi-bande a été conçue (fig 2.1 a). Chaque fente est composée de deux parties de longueur l_s chacune et de largeur w_1 et w_2 tel que $w_2 > w_1$. En faisant varier le rapport w_2/w_1 , on peut agir sur les fréquences de résonance f_1 et f_2 afin de les accorder sur des fréquences désirées. La figure 2.1b montre les résultats obtenus pour w_1 fixé à 1 mm et w_2 variant de 2 à 10 mm et avec $\epsilon_r = 4.4$, $h = 1.6\text{mm}$, $L = 38\text{mm}$, $W = 25\text{mm}$, $l_s = 18\text{mm}$, et plan de masse dimensions $75\text{mm} \times 75\text{mm}$ [58].

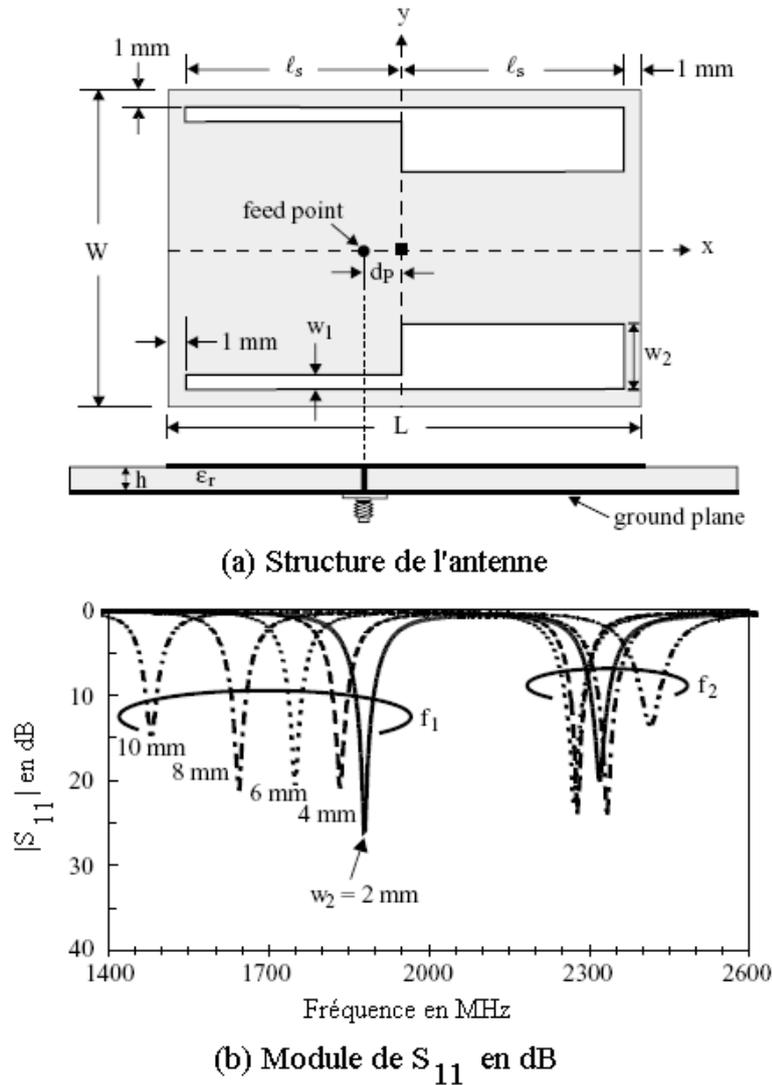


FIG. 2.1 – Structure de l'antenne et évolution du module de S_{11} en fonction de la fréquence [58].

2.1.2 Antennes fractales

Les fractales sont générées d'une façon itérative. On part d'une forme géométrique initiale appelée 'initiateur' ou 'générateur'. Comme première itération, chaque partie de l'initiateur est remplacée par une forme réduite de l'initiateur, c'est-à-dire qu'on procède à une diminution d'échelle. Comme résultat on aura une nouvelle structure qui globalement ressemble à l'initiateur, et dont les détails sont analogues à ceux de l'initiateur. Pour la deuxième itération, on reprend le même procédé avec les nouvelles petites parties des initiateurs réduits, et ainsi de suite. On remarque bien qu'on est en train de développer une structure complexe infinie, qui s'accroît et s'affine dans un espace limité. Cette structure est dite fractale.

L'Antenne triangle de Sierpinski (fig 2.2) est certainement la plus populaire des antennes fractales multi-bandes. Elle se présente sous la forme d'un triangle équilatéral dans lequel on enlève itérativement des triangles équilatéraux de plus petites tailles.

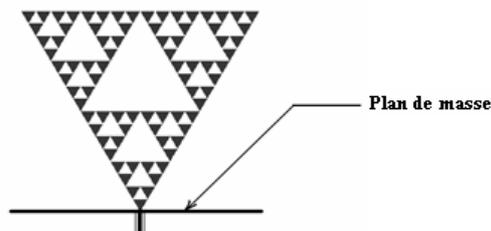


FIG. 2.2 – Exemple d’une antenne de Sierpinski de type monopole [50].

Ses fréquences de résonance sont distribuées d’une manière log-périodique (fig 2.3) à partir de la deuxième fréquence (en partant de la plus basse). L’angle au sommet du triangle permet d’ajuster les fréquences de résonance et les largeurs de bandes passantes [17].

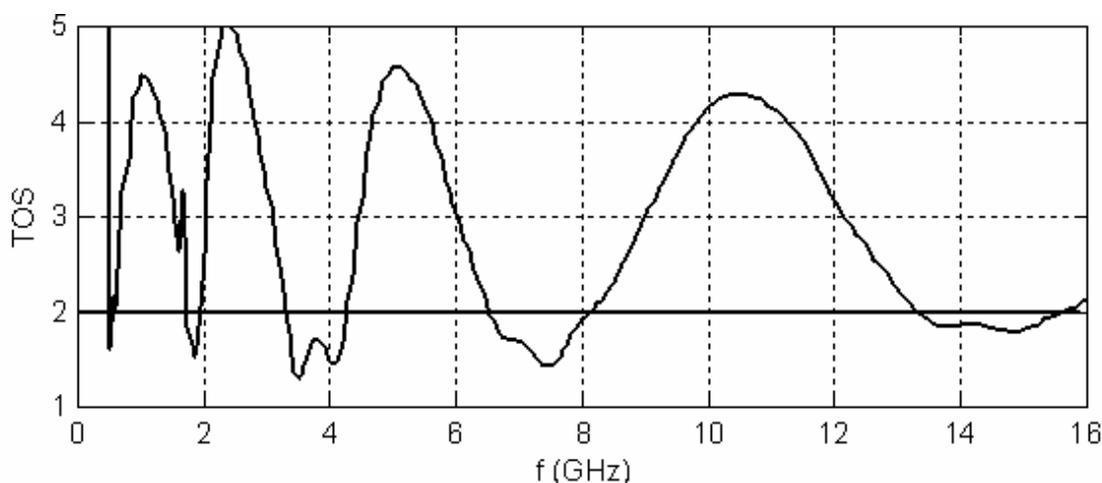


FIG. 2.3 – TOS simulé de l’antenne fractale de Sierpinski d’ordre 5 [50].

Malheureusement les antennes fractales étudiées à ce jour ne permettent généralement pas de concevoir des éléments rayonnants multi-bandes pour lesquels les rapports entre les différentes fréquences de fonctionnement sont indépendants et aisément contrôlables [17]. Ce qui fait que très rares sont les antennes fractales multi bandes opérant dans le domaine des communications mobiles.

2.1.3 Antennes hélicoïdales

Une antenne monopole quart d’onde opérant à la fréquence 900 MHz devrait avoir une longueur $l = 83\text{mm}$. A cause de cette taille il est impossible d’intégrer ce type d’antenne dans un terminale mobile. Afin de réduire le volume qu’occupe l’antenne, on utilise des monopoles de forme hélicoïdale. Plusieurs recherches ont été faites pour concevoir des antennes de ce type pour couvrir les bandes 900/1800 MHz [15, 60, 16, 33, 29]. Une antenne bibande GSM/DCS est illustrée à la figure 2.4.

Il est aussi possible de combiner les deux types d’antenne fractale et hélicoïdale, pour réduire le volume d’un monopole. Dans un premier temps, on agit sur le monopole en lui appliquant la technique fractale ensuite on l’enroule sur un cylindre d’un

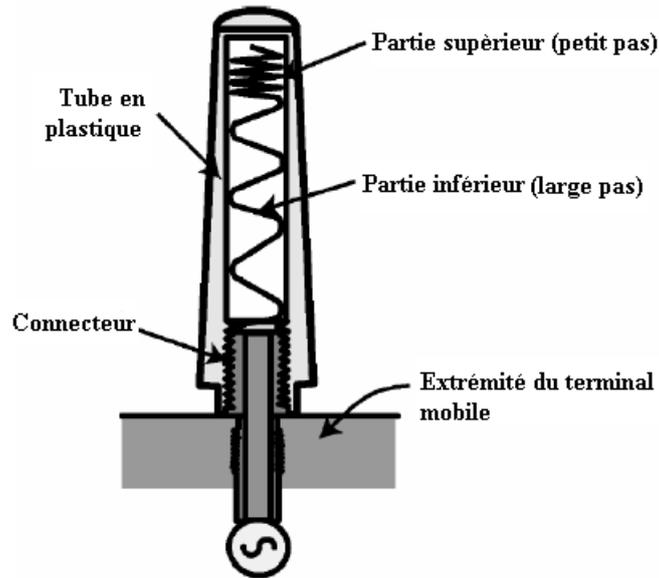


FIG. 2.4 – Antenne hélicoïdale GSM/DCS [59].

diamètre donné. Ce type d'antennes offre de nombreux avantages tels que leur faible poids, leur faible coût, leur qualité de polarisation circulaire ainsi que la possibilité de former les diagrammes de rayonnement en variant simplement ses paramètres géométriques.

Néanmoins, Malgré tous les efforts effectués pour réduire le volume qu'occupent les antennes monopoles, elles restent tout de même encombrantes, ce qui fait que ce type d'antenne a été abandonné pour laisser place aux antennes planes.

2.1.4 Antenne PIFA

La Planar Inverted-F Antenna, est l'antenne la plus utilisée actuellement car elle est la plus adéquate de par ses performances pour des applications multibandes. Son faible coût, son faible volume et sa facilité de réalisation ont fait d'elle l'antenne par excellence, dans le domaine des communications mobiles et sans fil.

C'est ce type d'antenne que nous avons choisi de concevoir dans le cadre de ce travail.

2.2 Caractéristiques des antennes miniatures

Une antenne électriquement petite est un élément rayonnant contenu dans une sphère de rayon inférieur à $\lambda/2\pi$ [56]. Cette valeur correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où l'énergie électromagnétique est rayonnée. Généralement, on considère qu'une antenne est miniature si elle présente des dimensions inférieures au quart de la longueur d'onde.[8]

Les antennes miniatures ont cependant la particularité de présenter des performances très médiocres qui se dégradent au fur et à mesure que leurs dimensions

se réduisent. En effet, la réduction de la taille d'une antenne se traduit généralement par une adaptation délicate, une réduction importante de la bande passante et une diminution de son efficacité en rayonnement. L'explication physique de ce phénomène est que la réduction des dimensions du dispositif rayonnant entraîne une augmentation de l'intensité des champs électromagnétiques au voisinage de la structure. Les phénomènes de résonance, qui s'y produisent, présentent alors un fort coefficient de qualité qui rend délicat l'adaptation de l'aérien et interdit l'obtention de larges bandes de fonctionnement [8].

De plus, l'intégration de l'antenne dans un terminal de téléphonie mobile la rend sensible aux éléments constituant son environnement proche. Les matériaux métalliques et diélectriques ainsi que les éléments corporels de l'utilisateur sont susceptibles de perturber le fonctionnement de l'antenne en modifiant ses performances radioélectriques (impédance d'entrée, bande passante, rayonnement, rendement). Ces perturbations sont décrites brièvement dans ci-dessous :

- les éléments métalliques, tels que la batterie vont d'une part, participer au rayonnement global de l'antenne, et d'autre part, créer des effets capacitifs susceptibles de perturber son impédance d'entrée (réduction des bandes passantes et des fréquences de résonance, adaptation plus difficile) [36] ;
- les éléments diélectriques, tels que le boîtier plastique constituant le terminal portatif [35] ou les éléments corporels de l'utilisateur [46] modifient les performances de l'antennes proprement dite, aussi bien celles dépendant du champs lointain (diagramme de rayonnement) que celles dépendant du champs proche (impédance d'entrée). Le rendement et l'adaptation s'en trouvent aussi affectés ;
- afin de réduire les dimensions globales de l'antenne, la taille du plan de masse doit obligatoirement être diminuée. Or les courants présents à la surface d'un plan de masse réduit ne s'atténuent plus suffisamment, créant ainsi des courants de retour importants sur la partie extérieure du câble d'alimentation. Le câble devient ainsi un élément rayonnant à part entière [11], ce qui peut provoquer des modifications sur le rayonnement et l'impédance d'entrée de l'antenne.

Cependant, l'obligation d'utiliser un plan de masse réduit dans les applications en téléphonie mobile présente tout de même des avantages.

En effet, la réduction des dimensions du plan de masse, rend le rayonnement de la structure beaucoup plus omnidirectionnel [19]. D'autre part, les performances d'une antenne en terme de bande passante, sont largement définies par le fonctionnement combiné de l'antenne et du plan de masse. En particulier, la largeur de bande dépend de la position et de l'orientation de l'antenne sur le plan de masse et de la longueur de celui-ci [20]. Si ces trois facteurs convergent vers le meilleur choix, l'antenne possédera alors la bande passante la plus large possible.

Enfin, une antenne intégrée à un terminal de téléphonie mobile doit présenter une sensibilité aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale des ondes électromagnétiques. En effet, en milieu urbain, un terminal et son antenne sont rarement en vue directe d'une station de base. Ainsi, lors de leur propagation, les ondes électromagnétiques émises par une station fixe subissent plusieurs phénomènes physiques avant d'être reçues par un téléphone portable : il s'agit de réflexions multiples sur les parties métalliques (carrosseries de voitures, armatures métalliques d'immeubles...) et de la diffraction par les arrêtes vives (toits d'immeubles, angles de

mur...). Ces phénomènes engendrent, en environnement urbain, une dépolarisation des ondes électromagnétiques, c'est-à-dire un changement de polarisation. Le fait qu'une antenne ait un niveau de polarisation croisé assez élevé constitue dans ce cas d'application un avantage car cela permet de maintenir un niveau de puissance reçue toujours optimal au niveau du terminal mobile [46].

2.3 Techniques de miniaturisation et d'élargissement des bandes

Comme cité précédemment, le but consiste à concevoir des antennes capables de couvrir de multiples normes, et qui soient le moins encombrantes possible afin d'être intégrées dans des terminaux de poches. Ces contraintes nous amènent à chercher des techniques appropriées à savoir :

- les techniques de miniaturisation ;
- les techniques pour un fonctionnement large bande ;
- les techniques pour un fonctionnement multibande.

Plusieurs techniques existent de nos jours, et certaines d'entre elles permettent non pas de répondre à un des critères imposés mais parfois même à deux, voire à trois dans certains cas.

Les principales techniques utilisées sont les suivantes :

- la modification de la forme de l'élément rayonnant ;
- l'utilisation d'un substrat à haute constante diélectrique ;
- l'ajout de courts-circuits verticaux (plans, filaires ou de type languettes) entre l'élément rayonnant et le plan de masse ;
- l'ajout de résonateurs parasites juxtaposés ;
- l'ajout de résonateurs parasites superposés ;
- l'ajout de courts-circuits verticaux entre les éléments rayonnants superposés ;
- l'insertion de fentes dans le pavé rayonnant ;
- l'utilisation d'un chargement capacitif inséré en bout de l'élément rayonnant ou dans l'élément ;
- l'emploi combiné de plusieurs de ces techniques.

Nous allons maintenant voir en détail les principes de ces différentes techniques. Nous ne nous intéresserons qu'aux techniques applicables au type d'antenne que nous avons choisi de concevoir, à savoir l'antenne PIFA.

2.3.1 Géométrie de l'élément

La première technique que nous traiterons concerne une modification de la forme de l'élément rayonnant. Le principe de base recherché par cette technique est d'allonger les trajets en courants à la surface du pavé afin de diminuer les fréquences de résonance du mode fondamental et des modes supérieurs de cet élément. Ainsi, une modification de la forme de l'élément rayonnant faisant appel à ce seul principe est l'obtention d'antennes en forme de noeud-papillon [13] (figure 2.5).

Si l'on souhaite obtenir une diminution en fréquence plus importante, d'autres techniques connues font appel non seulement à l'allongement des longueurs électriques mais aussi à la création de couplages capacitifs. Basées sur ces deux prin-

cipes, les solutions envisageables sont la réalisation de méandres verticaux [32], le repliement de la structure rayonnante (fig 2.6) ou encore la réalisation de méandres latéraux (fig 2.7) ou latéraux et verticaux (fig 2.8) par des lignes métalliques très étroites repliées. Les deux premières solutions présentent l'inconvénient d'une augmentation de la hauteur de l'antenne. Quant aux deux dernières, l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants conduit à des antennes à la fois miniatures, larges bandes et multibandes certes, mais les résonateurs utilisés sont tellement fins que ces antennes présentent un faible rendement [35].

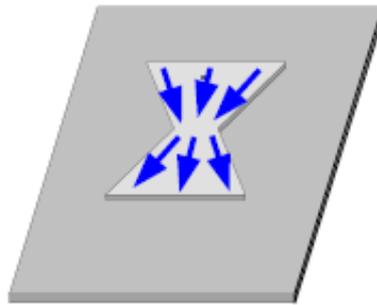


FIG. 2.5 – Antenne en forme noeud-papillon [9].

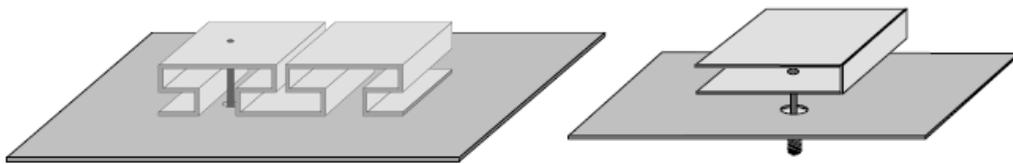


FIG. 2.6 – La technique de repliement [9].

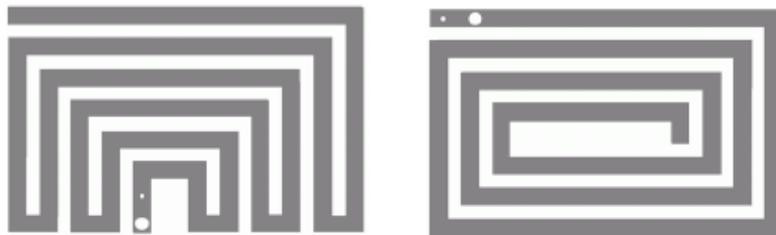


FIG. 2.7 – Méandres latéraux [9].

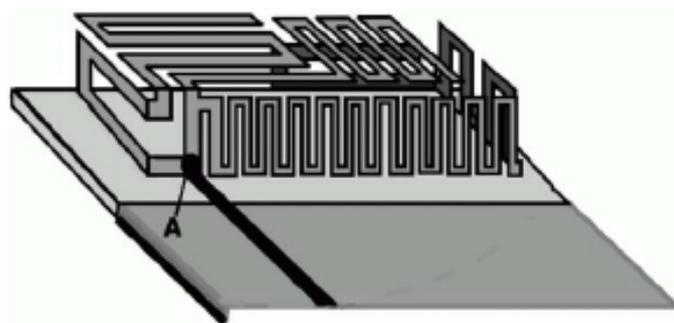


FIG. 2.8 – Méandres latéraux et verticaux [9].

2.3.2 Substrat à haute constante diélectrique

En se basant sur le modèle de la cavité (Annexe B), les fréquences de résonance des modes fondamentale et supérieur sont données par l'équation [51] :

$$f_{mn} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a} + \frac{n\pi}{b}} \quad (2.1)$$

Où a et b sont les dimensions de l'élément rayonnant.

Ainsi, on remarque bien que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la permittivité relative du matériau diélectrique sur lequel est imprimé l'élément rayonnant. Il est évident, qu'augmenter la constante diélectrique du substrat, revient à augmenter artificiellement les longueurs de l'élément rayonnant. En contrepartie, cela revient aussi à augmenter les pertes diélectriques d'où une augmentation du facteur de qualité Q de l'antenne. Les conséquences sur le fonctionnement de l'antenne sont une diminution de largeur de bande et du rendement, ainsi qu'une augmentation du coût de fabrication de l'antenne [22].

2.3.3 Courts-circuits verticaux entre élément et plan de masse

Les courts-circuits verticaux ajoutés entre l'élément rayonnant et le plan de masse peuvent être de types filaires [54] (fig 2.9), plans [6] (fig 2.10) ou languettes (fig 2.11) [20].

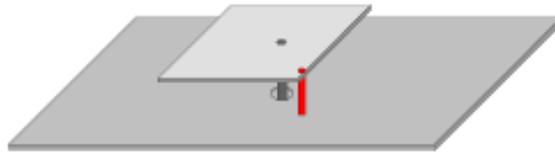


FIG. 2.9 – Court circuit filaire [9].

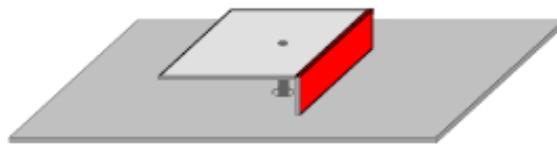


FIG. 2.10 – Court circuit plan [9].

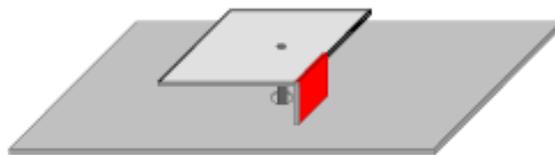


FIG. 2.11 – Court circuit languette [9].

Ils sont utilisés pour réduire les dimensions de l'antenne et engendrent des phénomènes différents sur les modes de cavité qui sont fonction du type, du nombre, et

de leur position sur l'élément rayonnant, mais aussi de la forme et des dimensions de cet élément.

Comme les antennes utilisées en téléphonie mobile sont de plus en plus amenées à être à larges bandes et multistandards, le principal inconvénient des courts-circuits est malheureusement d'éliminer certains modes de cavité.

L'ajout d'un court-circuit entraîne l'addition d'une inductance, dont la valeur est directement liée aux dimensions de celui-ci. De manière générale, plus un court-circuit est long et fin, plus l'effet selfique qu'il engendre est important. L'inductance différente créée par chaque type de court-circuit et la position de celui-ci par rapport à l'alimentation permet de contrôler à la fois l'impédance d'entrée de l'antenne et sa fréquence à la résonance. L'impédance d'entrée d'une antenne possédant un ou plusieurs courts-circuits sera donc plutôt inductive.

Au niveau du rayonnement, les antennes possédant des courts-circuits présentent une sensibilité aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale car elles sont composées d'éléments —le pavé et les courts-circuits —rayonnant suivant ces deux directions. Cette propriété en fait des antennes très attractives pour les communications mobiles où d'une part, le portable et son antenne intégrée ne sont jamais immobiles, et d'autre part, coexistent en milieu urbain les deux types de polarisation.

Les principales applications de l'insertion de courts-circuits dans un aérien positionné sur un plan de masse réduit sont les antennes PIFA¹ et les antennes fils-plaques (figure 2.12).

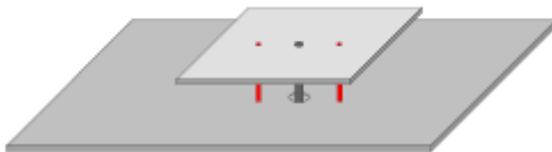


FIG. 2.12 – Antenne fils-plaques [9].

Les premières présentent un rayonnement quasi-omnidirectionnel avec un niveau assez élevé de polarisation croisée (de l'ordre de la composante principale). Les deuxièmes, en raison du rayonnement prépondérant de leurs courts-circuits filaires, présentent un rayonnement de type dipolaire à symétrie de révolution (champ lointain nul dans l'axe de l'antenne).

2.3.4 Résonateurs parasites

Une des techniques permettant d'obtenir un fonctionnement large bande et/ou multibande est de réaliser une antenne constituée de plusieurs résonateurs. Un seul résonateur est alimenté, les autres, excités par couplage électromagnétique, sont considérés comme des résonateurs parasites. Tous ces résonateurs créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieure. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs de chaque pavé du même ordre

¹Planar Inverted-F Antenna

de grandeur. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois larges bandes et multibandes. L'association de plusieurs éléments rayonnants peut se faire de deux façons différentes : soit les pavés sont juxtaposés (fig 2.13) dans le même plan, soit ils sont empilés (fig 2.14) les uns sur les autres.

Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais là nous ne sommes plus dans le domaine des antennes miniatures pour la téléphonie mobile car une augmentation importante du volume global de l'antenne n'est pas appropriée.

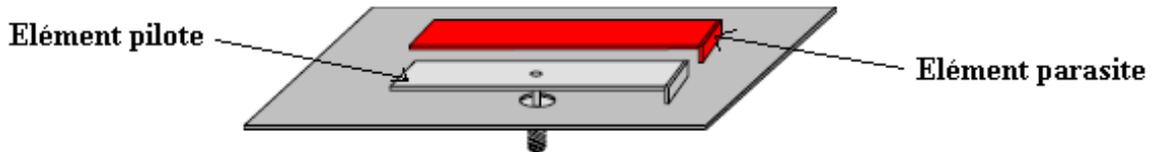


FIG. 2.13 – Résonateur parasite juxtaposé [9].

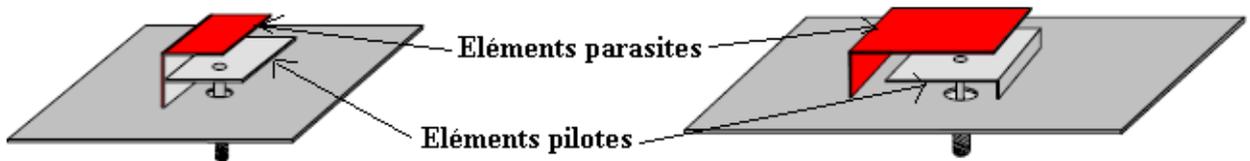


FIG. 2.14 – Résonateur parasite superposé [9].

Résonateurs parasites juxtaposés

Les premières configurations larges bandes à partir d'éléments juxtaposés ont été réalisées à l'aide de plusieurs résonateurs demi-onde. L'inconvénient majeur de telles structures est une augmentation importante de la taille globale de l'antenne. Pour réduire les dimensions des antennes, des courts-circuits plans ont été alors ajoutés, d'abord sur les éléments parasites seuls [7] puis simultanément sur les résonateurs parasites et alimenté [24]. Afin d'allonger les trajets en courants à la surface des pavés et d'obtenir une miniaturisation encore plus prononcée, des courts-circuits de type languettes [52] ou filaires [53] ont ensuite été utilisés aussi bien sur les éléments parasites que sur le pilote.

Les principaux avantages de ces antennes sont un bon rendement ainsi qu'un rayonnement relativement identique sur toute la large bande couverte. Il est évident que ce type de rayonnement n'est obtenu que si tous les résonateurs ont la même orientation et excités sur le même mode de cavité. Malgré les efforts de miniaturisation effectués, l'inconvénient majeur de ces structures reste toujours un encombrement trop important.

Résonateurs parasites superposés

Afin d'obtenir une antenne moins volumineuse, une solution consiste à empiler les résonateurs (à condition bien sûr que la hauteur globale de l'antenne ne soit

pas trop conséquente). Comme dans le cas des résonateurs parasites juxtaposés, ce sont tout d'abord des éléments rayonnants superposés de type demi-onde qui ont permis d'obtenir une large bande passante [14]. L'ajout de courts-circuits plans à la fois entre l'élément rayonnant inférieur et le plan de masse et entre les éléments superposés a permis une réduction des dimensions ; des antennes larges bandes et multibandes ont ainsi été réalisées [61]. Afin d'allonger les longueurs électriques des éléments, des courts-circuits de type filaires ont aussi été utilisés [54].

Les avantages énoncés pour les éléments rayonnants juxtaposés sont également valables lorsqu'ils sont empilés.

2.3.5 Fentes dans les éléments rayonnants

(Références générales pour ce paragraphe [8], [25], [58], [59])

L'insertion de fentes dans les pavés rayonnants est utilisée pour :

- créer de nouvelles résonances ;
- allonger les longueurs électriques ;
- obtenir une combinaison de deux des effets précédents.

Le point commun de toutes ces techniques est de créer des effets capacitifs bords à bords répartis tout autour de la fente. Ces effets rentrent également en compte dans la diminution en fréquence des modes de fonctionnement des résonateurs.

Création de nouvelles résonances

La découpe de fentes dans certaines parties d'un élément rayonnant peut permettre l'émergence de nouveaux résonateurs. Nous pouvons par exemple citer l'utilisation d'une fente non débouchante en forme de U ou l'utilisation de fentes débouchantes de formes quelconques.

1. Principe des fentes rayonnantes :

Si l'on pratique une ouverture de forme quelconque dans une surface conductrice et que l'on applique une différence de potentiel entre deux bords opposés de cette ouverture, on obtient un système rayonnant appelé fente. Dans le cas général, la fente rayonne de façon identique dans les deux demi-espaces délimités par la surface conductrice. Si l'on désire que la fente rayonne seulement vers un demi-espace, il est nécessaire de blinder le côté opposé à ce demi-espace en adossant la fente à une cavité.

L'étude théorique des antennes à fente se simplifie considérablement grâce à l'utilisation du principe de **Babinet**². En effet, ce principe indique qu'il y a équivalence entre le comportement radioélectrique d'un plan conducteur infini sur lequel on a découpé une figure et cette figure conductrice seule. Dans le cas simple de la figure 2.15, on compare une fente et un dipôle élémentaire de même dimension. Ainsi, la fente a le même diagramme de rayonnement que le dipôle élémentaire à condition d'inverser les plans E et H (le plan E est le plan y-z pour le dipôle et x-y pour la fente). Suivant l'orientation de la fente, le champ rayonné peut être polarisé verticalement ou horizontalement. Si l'orientation de la fente est verticale (respectivement horizontale), le champ rayonné

²Jacques BABINET est un physicien français né à LUSIGNAN (Vienne) en 1794, et mort à Paris en 1872

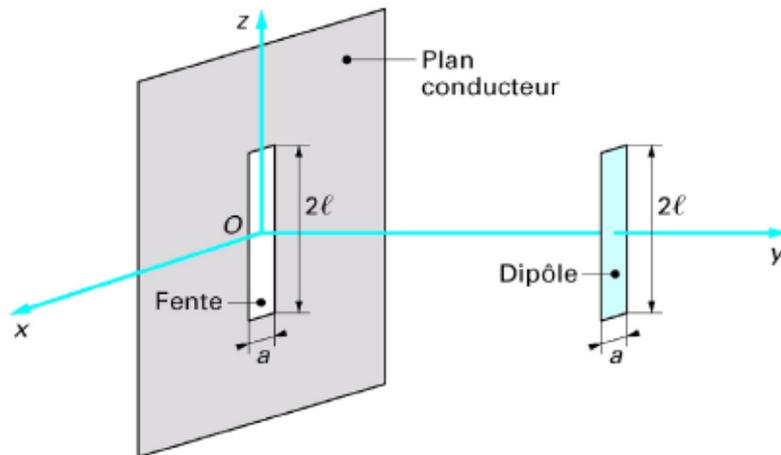


FIG. 2.15 – Principe de Babinet [8].

par cette fente sera polarisé horizontalement (respectivement verticalement). La plupart des fentes rayonnantes ne sont pas réalisées dans des plans conducteurs infinis, mais comme le montre la figure 2.15, dans des plaques dont les dimensions sont de l'ordre de grandeur de celles de la fente. Ainsi, le caractère fini des dimensions du plan conducteur suivant x peut modifier le diagramme de rayonnement à grande distance, en raison des phénomènes de diffraction présents sur les bords du plan conducteur. La longueur de la fente et la position de l'excitation sont quant à elles déterminantes pour la fréquence de résonance et l'impédance d'entrée.

2. Fentes demi-onde ou fentes non débouchantes :

La fréquence de résonance d'une telle fente (fig 2.16) est donnée par [8] :

$$f_r = \frac{c}{2l} \quad (2.2)$$

avec $\begin{cases} c = \text{vitesse de la lumière} \\ l = \text{longueur de la fente} \end{cases}$

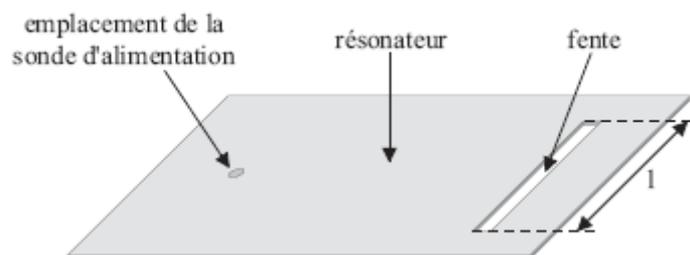


FIG. 2.16 – Fente demi-onde non débouchante [8].

Le principal inconvénient de la fente demi-onde est un encombrement trop important si l'on souhaite la faire fonctionner aux fréquences GSM (typiquement 163 mm à 920 MHz). En conséquence, l'élément rayonnant dans lequel est inséré la fente devra lui aussi avoir des dimensions importantes ce qui n'est pas propice à une intégration de l'antenne dans un boîtier de téléphone portable.

La solution généralement utilisée est donc d'insérer une fente résonnante en forme de U dans l'élément rayonnant mais bien souvent la résonance qu'elle crée est encore positionnée trop haut en fréquence. Ainsi, pour les applications en téléphonie mobile, la fente demi-onde n'est pas utilisée pour créer de nouvelle résonance mais pour allonger les trajets des courants à la surface des résonateurs ou pour créer de nouvelles résonances.

3. Fentes quart d'onde ou fentes "débouchantes" :

La fréquence de résonance d'une telle fente (fig 2.17) est donnée par [8] :

$$f_r = \frac{c}{4.l} \quad (2.3)$$

avec $\begin{cases} c = \text{vitesse de la lumière} \\ l = \text{longueur de la fente} \end{cases}$

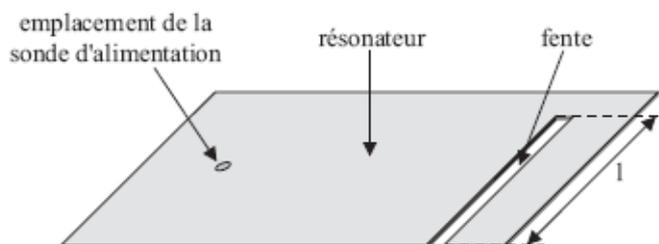


FIG. 2.17 – Fente débouchante quart d'onde [8].

L'avantage de cette fente par rapport à une fente demi-onde est bien entendu son utilisation à une fréquence deux fois moindre pour la même longueur.

Allongement des longueurs électriques :

Le principe utilisé est de forcer les courants conditionnant les fréquences de résonance à contourner les fentes inscrites, ce qui permet d'allonger leur trajet et d'engendrer une diminution des fréquences de résonances.

Une des techniques consiste à disposer des fentes rectilignes (fig 2.18) : une première fente est tout d'abord insérée sur un des bords, puis une deuxième sur le bord opposé ; ceci obligeant en fait les courants à accomplir des " zigzags " à la

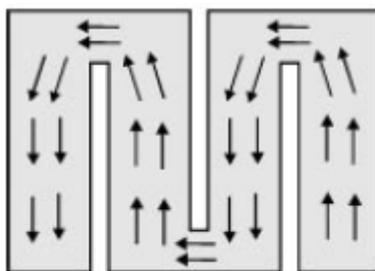


FIG. 2.18 – Insertion de fentes [58].

surface du résonateur . C'est la généralisation de ce principe au cas à n fentes qui a mené à réaliser certaines des antennes à méandres latéraux très étroits.

Combinaison des effets :

Il est également possible d'obtenir simultanément deux des effets précédents. Des fentes débouchantes de formes quelconques créent chacune leur propre résonance quart d'onde et permettent un allongement des longueurs électriques .

2.3.6 Chargement capacitif

En bout d'élément

Une des techniques également utilisée dans la miniaturisation des antennes est le chargement capacitif inséré en bout d'élément rayonnant. Différentes configurations sont présentées (fig 2.19) :

- le chargement capacitif avec toit consiste en une descente métallique verticale à laquelle une plaque métallique horizontale parallèle au plan de masse est reliée ;
- le chargement capacitif avec toit intérieur est réalisé par pliage, le toit venant se placer sous le résonateur ;
- le chargement capacitif sans toit enfin consiste seulement en une descente verticale du résonateur.

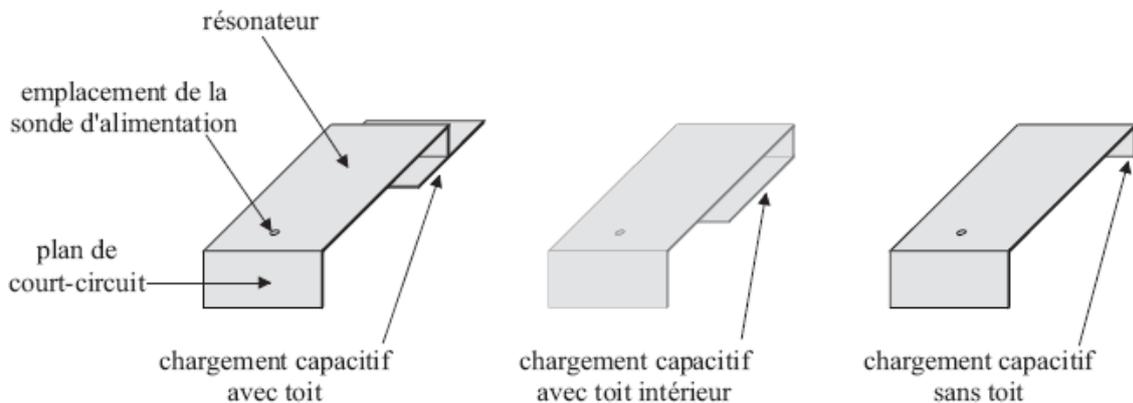


FIG. 2.19 – Différents types de chargement capacitif inséré en bout d'élément [8].

Ce principe permet un allongement électrique réduisant ainsi les fréquences de résonance du mode fondamental et des modes d'ordre supérieur, et créé un effet capacitif qui lui aussi diminue les fréquences de résonances. L'expression (2.4) de la capacité montre qu'on peut contrôler cette réduction.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{H} \quad (2.4)$$

Avec $\left\{ \begin{array}{l} \epsilon_0 = \text{permittivité du vide} = 8,85 \cdot 10^{-12} F \cdot m^{-1} \\ \epsilon_r = \text{permittivité relative} = 1 \text{ dans notre cas} \\ S = \text{aire des surfaces de métal en regard l'une de l'autre} \\ H = \text{distance entre les deux plaques de métal} \end{array} \right.$

Dans l'élément

Récemment, une nouvelle technique d'insertion de chargement capacitif a été réalisée. Celle-ci consiste à insérer la capacité dans l'élément rayonnant. La figure 2.20 montre deux configurations possibles de cette méthode : En plus de l'allongement des trajets des courants, cette méthode donne lieu à l'émergence de résonateurs parasites, et par conséquent un élargissement de la bande passante de la structure rayonnante globale.

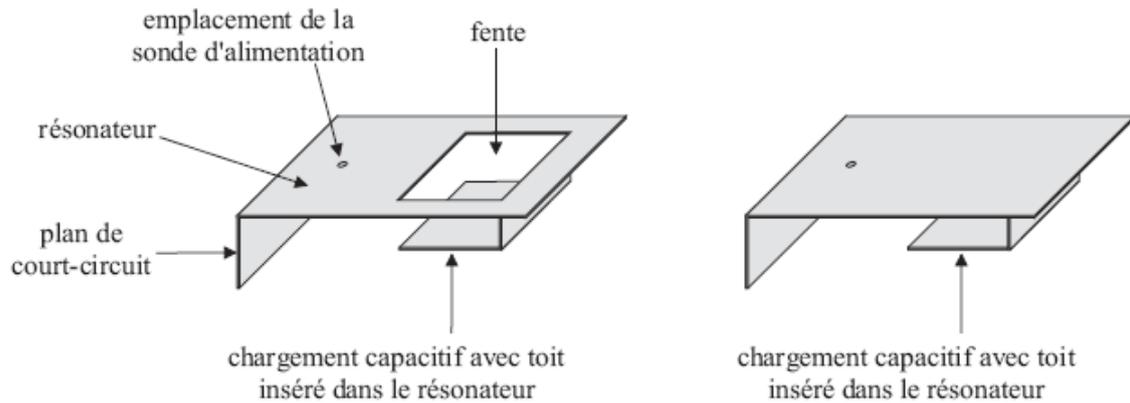


FIG. 2.20 – Différents types de chargement capacitif inséré dans l'élément [8].

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé brièvement les différents types d'antennes pour communications mobiles et les différentes techniques de miniaturisation appliquées dans ce domaine. Le tableau 2.1 donne un résumé des performances de l'antenne obtenue après application de l'une de ces techniques.

Techniques	Objectifs		
	Miniaturisation	Large bande	Multibande
Modification de la forme de l'élément rayonnant :			
-en forme de noeud-papillon	✓		✓
-méandres verticaux ou repliement de la structure	✓		✓
-méandres latéraux ou verticaux très étroits	✓	✓	✓
Utilisation d'un substrat à haute constante diélectrique	✓	✓	✓
Ajout de courts-circuits verticaux entre l'élément rayonnant et le plan de masse	✓		✓
Ajout de résonateurs parasites :			
-juxtaposés		✓	✓
-juxtaposés avec ajout de courts-circuits	✓	✓	✓
-superposés		✓	✓
-superposés avec ajout de courts-circuits	✓	✓	✓
Insertion de fentes dans l'élément rayonnant pour :			
-la création de nouvelles résonances	✓	✓	✓
-l'allongement des longueurs électriques	✓		✓
-la création de nouveaux résonateurs	✓	✓	✓
Utilisation d'un chargement capacitif inséré :			
-en bout d'élément	✓		✓
-dans l'élément	✓	✓	✓

TAB. 2.1 – Synthèse des techniques de miniaturisation et d'élargissement des bandes des antennes [8]

Chapitre 3

Plannar inverted-F antenna

3.1 Introduction de l'antenne PIFA

La PIFA (Plannar inverted-F antenna), illustrée en figure 3.1, est actuellement l'antenne intégrée la plus utilisée dans les terminaux mobiles.

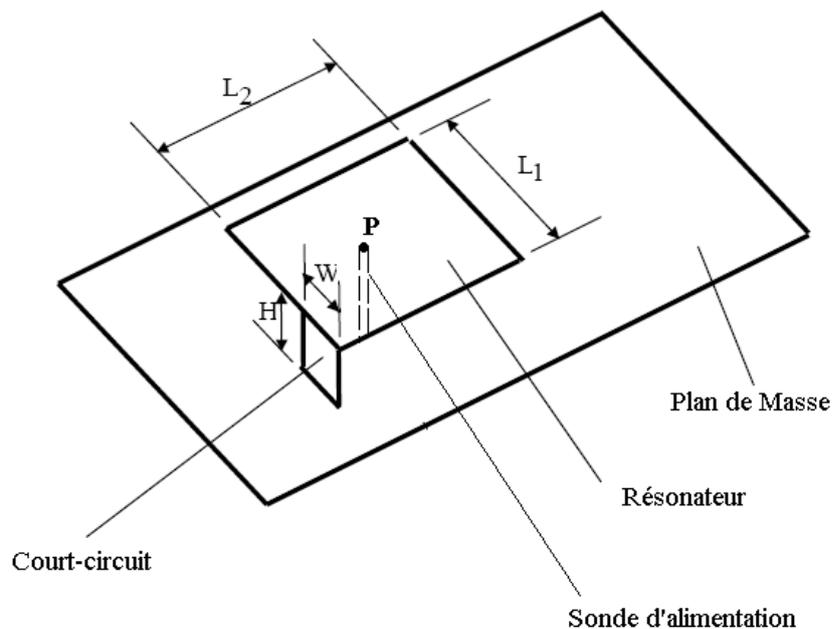


FIG. 3.1 – Structure d'une antenne PIFA.

Une antenne PIFA est constituée d'un élément plan rectangulaire (Résonateur) situé au dessus d'un plan de masse, d'un court circuit et d'un mécanisme d'alimentation pour le résonateur. Les différents éléments sont constitués par le même métal.

Cette structure découle en réalité de l'antenne ILA (Inverted-L antenna, fig 3.2). L'antenne ILA est constituée d'un monopole vertical (de courte longueur) et d'un élément horizontal filaire rattaché à l'extrémité du monopole.

Le faible volume qu'occupe l'antenne ILA est dû à la faible hauteur de l'élément verticale qui est une fraction de la longueur d'onde. Cette caractéristique en volume

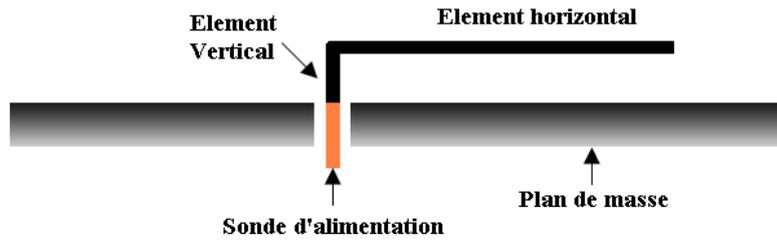


FIG. 3.2 – Structure d’une antenne ILA [20].

occupé a permis à l’antenne ILA d’être classifiée comme étant une antenne miniature, ce qui va encourager les chercheurs à la développer pour lui apporter certaines modifications dans le but de satisfaire les exigences des constructeurs.

La longueur total de l’ILA étant très faible devant la longueur d’onde, il s’en suit une diminution du rendement due à une désadaptation avec la ligne d’alimentation d’impédance caractéristique égale à 50Ω .

Pour y remédier, il faut trouver un moyen d’augmenter la longueur de l’antenne ce qui donnera naissance à l’antenne IFA (Inverted-F antenna) qui possède un L inversé additionnel attaché à l’antenne ILA (fig 3.3).

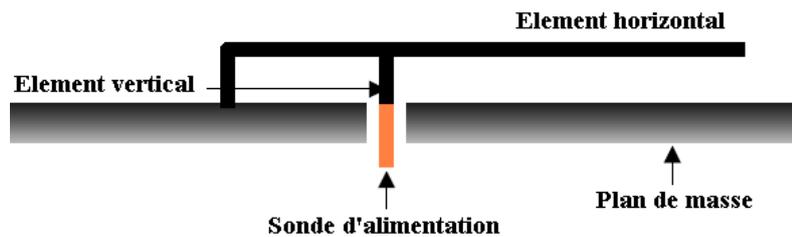


FIG. 3.3 – Structure de l’antenne IFA [20].

Une dernière modification sera apportée, où l’élément horizontal filaire sera remplacé par un élément plan rectangulaire et on aboutit à l’antenne PIFA (Plannar inverted-F antenna).

Cependant, l’appellation PIFA est parfois aussi, donnée à une antenne Micro ruban court-circuitée du fait de la similitude de leurs configurations.

La PIFA est devenue aussi attractive dans le domaine des communications mobiles grâce à ses performances dont on peut citer :

- la facilité d’intégration ;
- un SAR¹ minimale qui lui permet d’être en accord avec les normes de sécurité imposées ;
- sa sensibilité aux polarisations verticale et horizontale, qui lui permet un fonctionnement optimal en environnement urbain, indépendamment de la position dont l’utilisateur tient son terminal.

¹ Sigle signifiant Specific Absorption Rate. Indicateur permettant de mesurer la quantité d’énergie de radiation absorbée pendant l’utilisation d’un téléphone mobile. Il utilise le ratio entre l’énergie en Watts et la masse exposée, en l’occurrence la tête et son contenu. Plus le téléphone est éloigné de la borne relais à laquelle il est connecté, plus devra émettre en puissance, et plus l’indicateur SAR sera élevé. Dans l’Union européenne, la maximale de l’indicateur SAR est $2W/kg$ [47].

3.2 Étude paramétrique d'une antenne PIFA

Dans la littérature spécialisée dans ce domaine y compris les articles les plus récents, il n'existe pas d'étude analytique proprement dite d'une antenne PIFA. On a alors beaucoup plus coutume de se référer aux résultats de simulation numérique effectuées à l'aide de logiciels puissants.

Dans ce paragraphe nous proposons de faire une étude paramétrique d'une antenne PIFA, c'est-à-dire faire varier les dimensions de l'antenne et voir l'influence de cette variation sur ses caractéristiques (fréquence de résonance, bande passantes, gain).

Cette étude nous permettra de comprendre et de cerner le dimensionnement de l'antenne pour la suite.

Nous proposons tout d'abord d'étudier la structure de la PIFA schématisée par la figure 3.4, le métal² utilisé est partout le même et a une conductivité $\sigma = 1.1 \times 10^7 S/m$ et une épaisseur $e=0.3$ mm. La PIFA est alimentée au point $P(x_p, y_p)$ par un coaxial d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$, dont le diamètre de l'âme centrale est $\Phi = 1.2mm$.

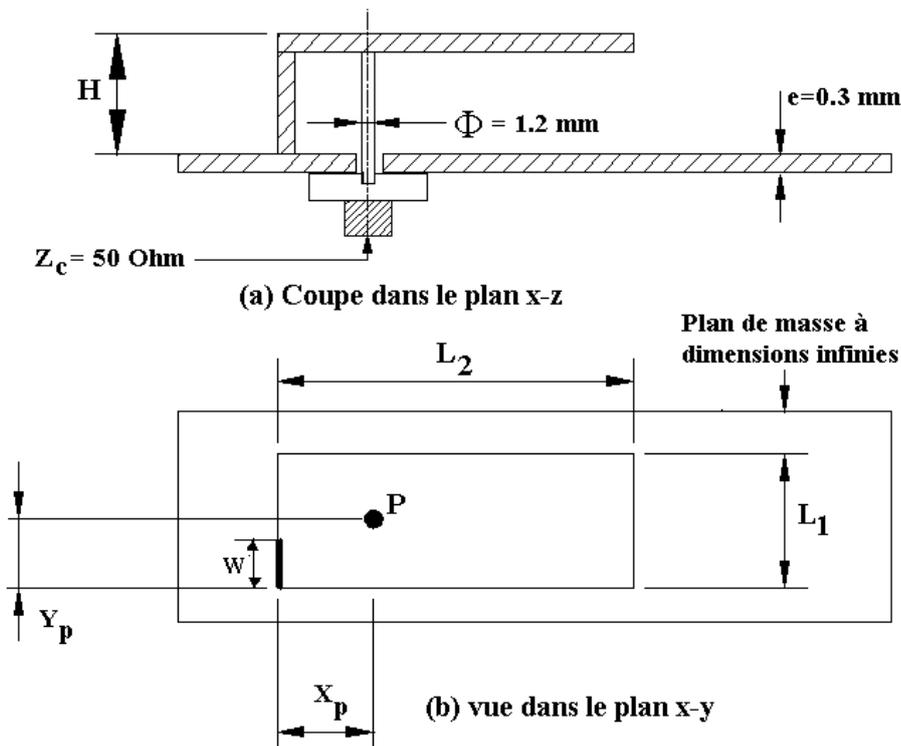


FIG. 3.4 – Structure de l'antenne PIFA étudiée.

3.2.1 mise au point

On désigne par f_r la fréquence de résonance, fréquence à laquelle correspond le T.O.S³ minimal, la bande passante est calculée par la différence entre la fréquence

²96 % de cuivre et 4 % d'étain

³Taux d'Onde Stationnaire

haute f_h et la fréquence basse f_l correspondant à un TOS égal 2 (fig 3.5).

La bande passante en % est obtenue en appliquant la relation :

$$BP(\%) = \frac{f_h - f_l}{f_r} \times 100 \quad (3.1)$$

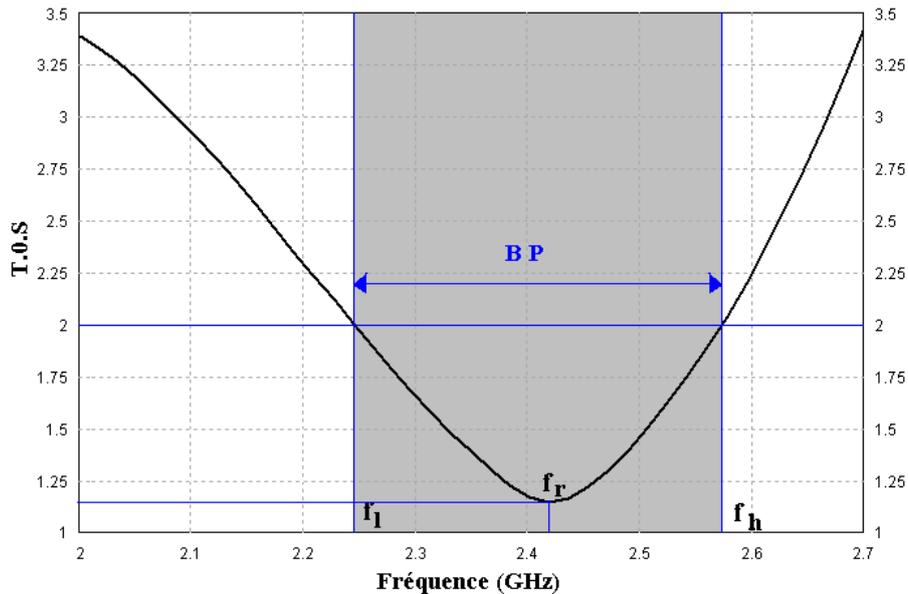


FIG. 3.5 – Bande passante et fréquence de résonance.

3.2.2 Outil de simulation

La géométrie étudiée dans ce chapitre ainsi que celles des chapitres à venir ont été simulées à l'aide du logiciel commercial de simulation électromagnétique IE3D développé par Zeland Software [49]. Il permet la simulation de structures à trois dimensions avec plan de masse de dimensions finies ou infinies. Le substrat diélectrique quant à lui, est de dimensions infinies. Ce logiciel est basé sur la formulation des équations intégrales résolues par la méthode des moments (*Annexe C*). Cette méthode discrétise la structure étudiée à l'aide d'un maillage de cellules de formes rectangulaires et triangulaires non uniformes en vue de calculer les densités de courants électriques surfaciques. Il est possible de modéliser aussi bien un courant électrique à la surface d'une structure métallique, qu'un courant magnétique dans une ouverture effectuée dans un plan conducteur. Le maillage de la structure est réalisé pour un nombre de cellules, par longueur d'onde choisie mais l'utilisateur a également la possibilité d'ajouter des points de maillage pour augmenter le nombre de cellules. Après ces étapes de calcul, IE3D propose différents résultats pour caractériser la structure étudiée : les paramètres [S], le lieu d'impédance, le diagramme de rayonnement à deux ou trois dimensions, le rendement, les densités de courant. ... IE3D offre également la possibilité de tenir compte des épaisseurs de métallisation dans la modélisation.

3.2.3 Influence du résonateur et du court-circuit

Nous nous proposons d'étudier l'influence des dimensions du résonateur et de la languette de court-circuit sur les performances de la PIFA.

Pour cela, nous devons faire abstraction de l'influence du plan de masse, en utilisant une antenne à plan de masse infini schématisée en figure 3.4.

La fréquence de résonance

La fréquence de résonance dépend essentiellement de la largeur de la languette de court circuits W [20]. Afin de visualiser cet effet, nous avons effectué des simulations sur la structure de la figure 3.4, pour différentes valeurs de W . La figure 3.6 montre la fréquence de résonance en fonction de la largeur de la languette de court circuit W pour une PIFA dont les dimensions sont :

- $L_1 = L_2 = 64\text{mm}$;
- $H = 8\text{mm}$;
- la position de la sonde d'alimentation P ($x_p=32\text{mm}$, $y_p=0.6\text{mm}$).

La fréquence f_1 est la fréquence de résonance maximale pour $W = L_1$. Nous remarquons que la fréquence de résonance décroît quand W diminue. Ceci s'explique par le fait que quand W est maximale et donc égale à L_1 , le courant parcourt le chemin le plus court—c'est à dire le chemin bord à bord (voir plus loin figure 3.9)—ce qui implique une fréquence maximale, et plus W diminue plus le trajet que parcourt le courant pour atteindre le bord opposé augmente ce qui implique une diminution de la valeur de la fréquence de résonance.

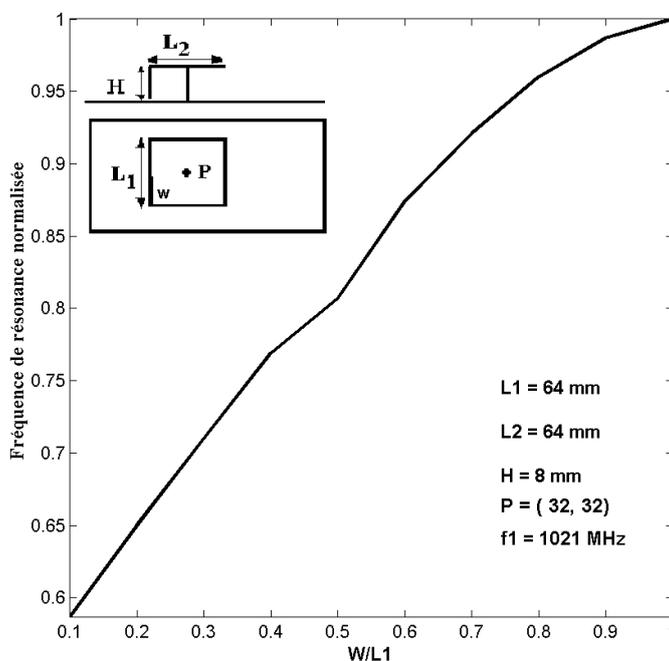


FIG. 3.6 – Fréquence de résonance normalisée en fonction de W/L_1 .

La fréquence de résonance de la PIFA f_r est aussi influencée par le rapport des dimensions du résonateur L_1/L_2 [20]. Le rapport entre la fréquence de résonance f_r et la fréquence f_1 en fonction de W est illustré par la figure 3.7, et ce pour plusieurs

valeur du rapport L_1/L_2 . Ce graphe montre que si la largeur du résonateur L_1 augmente la fréquence de résonance diminue.

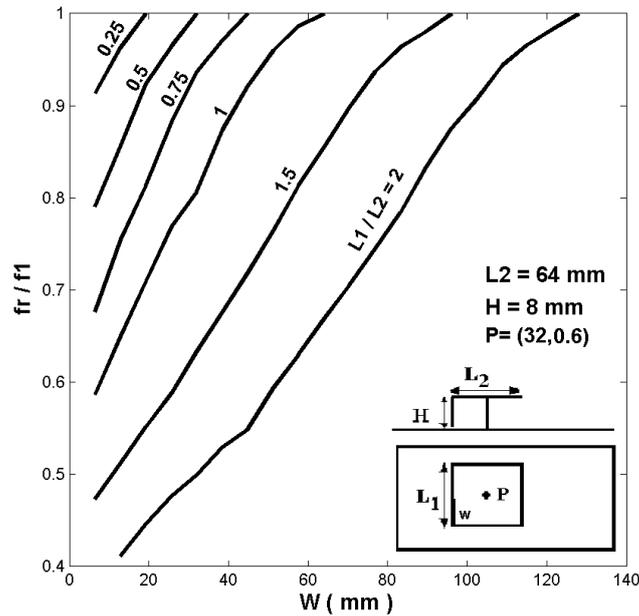


FIG. 3.7 – Fréquence de résonance normalisée en fonction de W , pour différents rapports L_1/L_2 .

En se basant sur le modèle de la cavité (annexe B), le résonateur et le plan de masse représentent deux murs électriques, la languette vient court-circuiter la capacité créée entre ces deux derniers formant ainsi un circuit LC. Si nous prenons en considération la résistance de la languette on obtient un circuit RLC bouchons (fig 3.8).

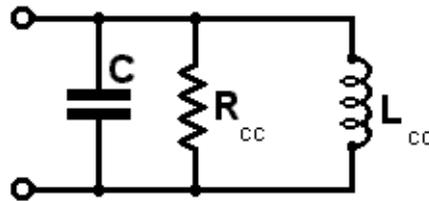


FIG. 3.8 – Circuit équivalent lors de l'ajout de la languette de court circuit.

Si L_1 augmente la surface S du résonateur augmente ($S = L_1 \times L_2$). En se basant sur l'équation 2.4 (cf chapitre 2), cette augmentation entraîne une augmentation de la capacité C . Sachant que la fréquence de résonance de ce circuit est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Cette augmentation de la capacité entraîne une diminution de la fréquence de résonance.

Un autre comportement à noter est l'existence d'un point d'inflexion dans la courbe de la fréquence de résonance pour L_1/L_2 plus grand que 1. Ceci peut être expliqué en examinant la direction des courants (fig 3.9) sur la surface inférieure du résonateur. Pour le cas $L_1 - W < L_2$ Le courant arrive principalement depuis la languette de court-circuit vers le bord opposé qui est en circuit ouvert. Cependant, la direction du courant change dès que $L_1 - W > L_2$ [18] ce qui affecte la longueur effective qu'il parcourt.

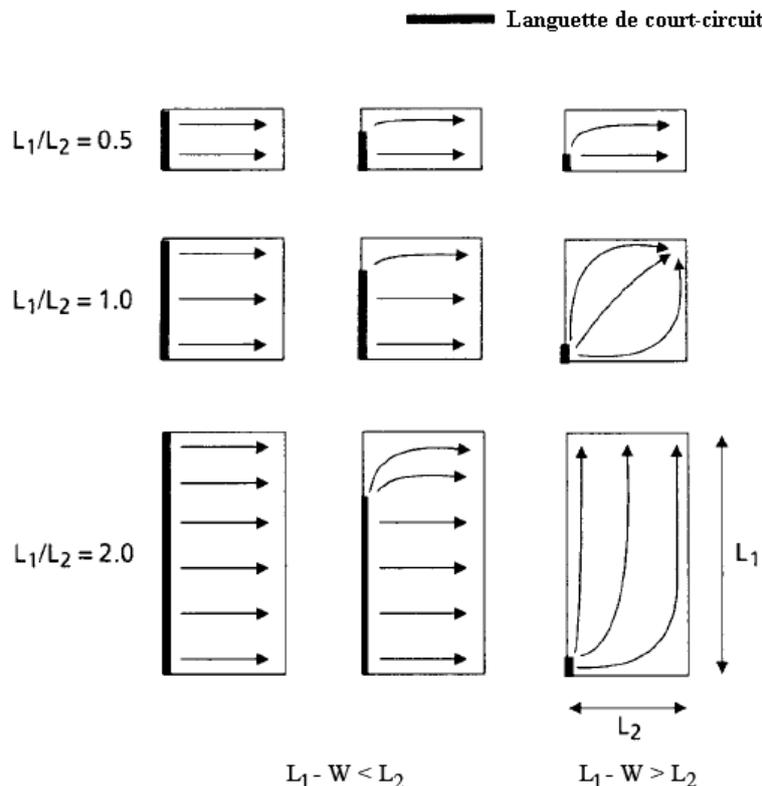


FIG. 3.9 – Variation des courants sur la surface inférieure du résonateur pour plusieurs valeurs de L_1 et W [18].

La figure 3.10, permet de déduire que la hauteur H du court circuit n'a pas une grande influence sur la fréquence de résonance. En effet, pour une hauteur H doublant de taille, la fréquence de résonance ne varie que de 12 % par rapport à la fréquence de résonance avec la hauteur H initiale.

On peut expliquer ce comportement, par le fait que l'augmentation de H , entraîne une diminution de la capacité C et une augmentation de l'inductance L du court-circuit. Il y a donc une certaine compensation des deux effets.

En résumé, la fréquence de résonance de la PIFA est proportionnelle à la longueur effective de la distribution du courant, qui dépend essentiellement des dimensions du résonateur et de la largeur du court-circuit. Pour le cas général, la fréquence de résonance f_r est une combinaison linéaire de deux fréquences f_1 et f_2 [18] tel que :

$$f_r = r.f_1 + (1 - r).f_2 \quad \text{pour} \quad \frac{L_1}{L_2} \leq 1 \quad (3.2)$$

$$f_r = r^k.f_1 + (1 - r^k).f_2 \quad \text{pour} \quad \frac{L_1}{L_2} > 1 \quad (3.3)$$

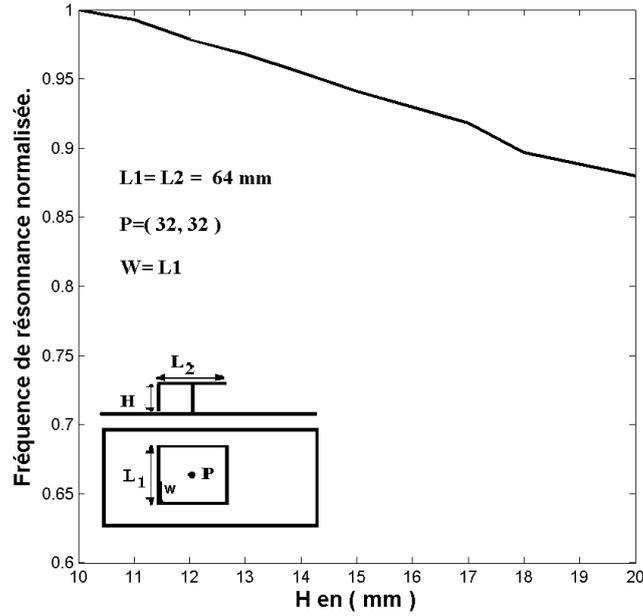


FIG. 3.10 – Evolution de la fréquence de résonance en fonction de H.

Avec $r = \frac{W}{L_1}$ et $k = \frac{L_1}{L_2}$.

La fréquence f_1 est la fréquence de résonance associée au cas $W = L_1$, elle est donnée par la relation [18] :

$$f_1 = \frac{c}{4(L_2 + H)} \quad (3.4)$$

Où c est la célérité de la lumière (3×10^8 m/s).

La fréquence f_2 est la fréquence de résonance associée au cas $0 \leq W < L_1$, et est donnée par la relation [18] :

$$f_2 = \frac{c}{4(L_1 + L_2 + H - W)} \quad (3.5)$$

La bande passante

La bande passante d'une PIFA dépend de certains paramètres, à savoir le rapport des dimensions du résonateur L_1/L_2 , la hauteur du court-circuit H , et le rapport W/L_1 [20].

La figure 3.11 montre la variation de la bande passante (mesurée pour un $TOS \leq 2$) en fonction du rapport H/λ_0 pour $W = L_1$. Comme illustré sur cette figure, la bande passante augmente avec la hauteur H du court-circuit jusqu'à atteindre un maximum pour $H/\lambda_0 = 0.052$ et régresse par la suite.

Le facteur de qualité du circuit de la figure 3.8, est donné par la relation :

$$Q = R_{cc} \cdot C \cdot \omega_0$$

Où ω_0 est la pulsation à la résonance.

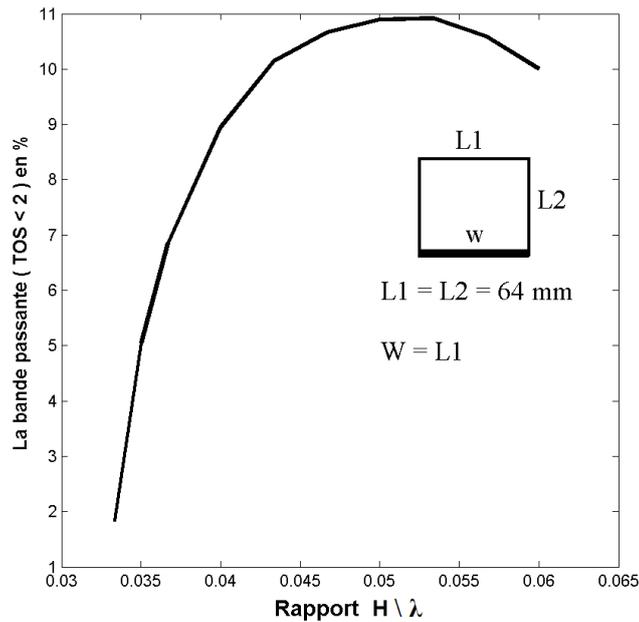


FIG. 3.11 – Bandes passantes simulées pour $W = L_1$ en fonction de la hauteur H du court-circuit.

L'équation 2.4 (cf chapitre 2), permet de déduire qu'une augmentation de H entraîne une diminution de C et par conséquent de Q , ce qui implique l'augmentation de la bande passante. La diminution de la courbe, par la suite, s'explique par le fait que la cavité étant très grande perd sa faculté de résonance.

Il en est de même de l'influence du rapport L_1/L_2 (fig 3.12) où un maximum de 10% est atteint pour $L_1 \approx 1.4L_2$, et où la bande passante régresse par la suite.

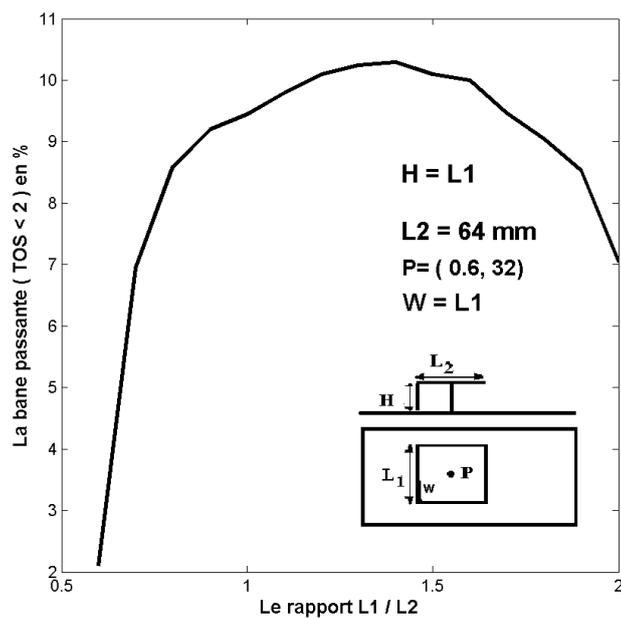


FIG. 3.12 – Influence du rapport L_1/L_2 sur la bande passante.

La figure 3.13 montre la variation de la bande passante en fonction du rapport W/L_1 où la largeur de la languette de court circuit est plus courte que celle du résonateur L_1 .

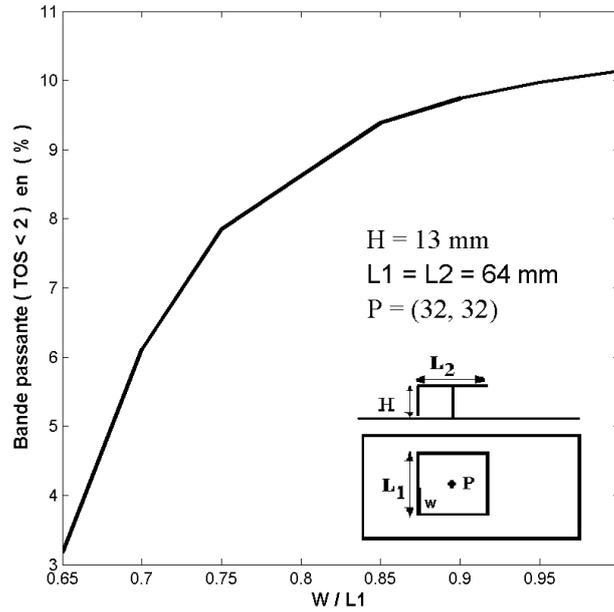


FIG. 3.13 – Effet du rapport W/L_1 sur la bande passante.

Nous remarquons que la bande passante diminue avec le rétrécissement de la largeur du court circuit. Ceci peut être expliqué à l'aide du circuit de la figure 3.8 . Sachant que la résistance de la languette (fig 3.14) est donnée par la relation :

$$R_{cc} = \rho \frac{H}{S} \quad \text{avec : } S = e \times W$$

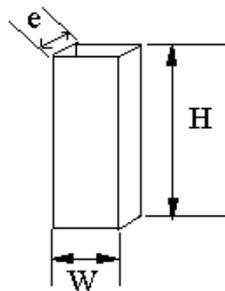


FIG. 3.14 – Schéma de la languette

Donc, lorsque W diminue la résistance R_{cc} augmente, ce qui entraîne une augmentation du facteur de qualité Q et par conséquent une diminution de la bande passante.

3.2.4 Influence du plan de masse

Les études de l'influence des dimensions du plan de masse sur les performances d'une antenne remonte à 1950 [37, 3, 55, 43]. La plupart de ces articles concernent

les caractéristiques d'une antenne monopole montée sur un plan de masse circulaire de dimension finie. Plus tard, d'autres études ont traité l'effet d'un plan de masse sur d'autres type d'antennes comme les antennes micro ruban [19, 5, 39]. De nos jours, des antennes montées sur des plans de masse réduits sont exigées pour les applications de communication sans fil.

Dans cette optique, nous avons examiné minutieusement les effets des dimensions du plan de masse de l'antenne PIFA étudiée précédemment.

La structure de la PIFA étudiée est illustrée par la figure 3.15. Elle est constituée d'un résonateur de forme carrée de dimensions $20\text{mm} \times 20\text{mm}$ et d'une languette de court circuit de 5mm de largeur (W) et de hauteur $H = 10\text{mm}$.

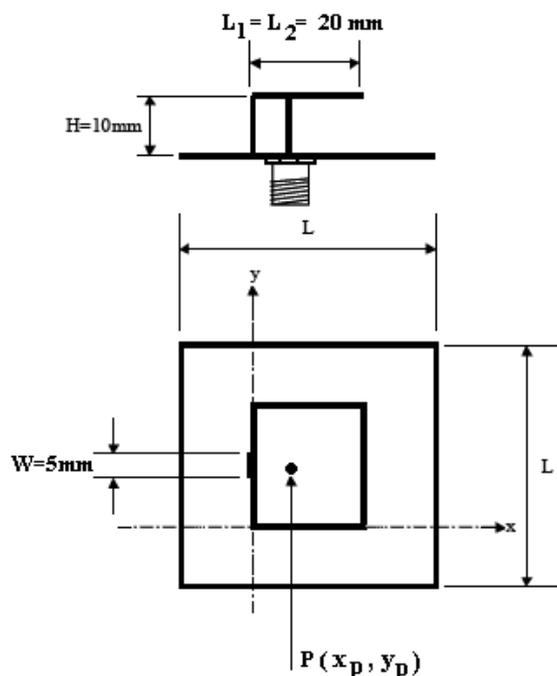


FIG. 3.15 – Géométrie de l'antenne avec plan de masse fini.

Le résonateur et le court circuit sont montés au milieu d'un plan de masse de forme carrée de cotés L dont on fait varier la valeur pour examiner son influence sur les performances de la PIFA.

La position de la sonde d'alimentation est repérée par le point P dont les coordonnées sont (x_p, y_p) par rapport au repère x - y comme indiqué par la figure 3.15.

La figure 3.16 montre que la taille du plan de masse n'a pas une influence significative sur la fréquence de résonance de l'antenne, tant que cette taille dépasse $2.L_1$. En effet, au fur et à mesure que les dimensions du plan de masse augmentent, la fréquence de résonance diminue. Toutefois, au delà de $L = 2.L_1$, la fréquence de résonance demeure sensiblement constante et sa valeur est pratiquement celle obtenue avec un plan de masse infini.

Cependant, la figure 3.17, permet d'observer que la taille du plan de masse possède une influence considérable sur la bande passante de l'antenne. Ce qui peut être un facteur déterminant, lors de la conception d'une PIFA pour les communications sans fil, où une bande passante de pas moins de 8% est en générale désirée. Entre $L = 0.25\lambda$ et $L = 0.65\lambda$, la bande passante demeure pratiquement constante. Au

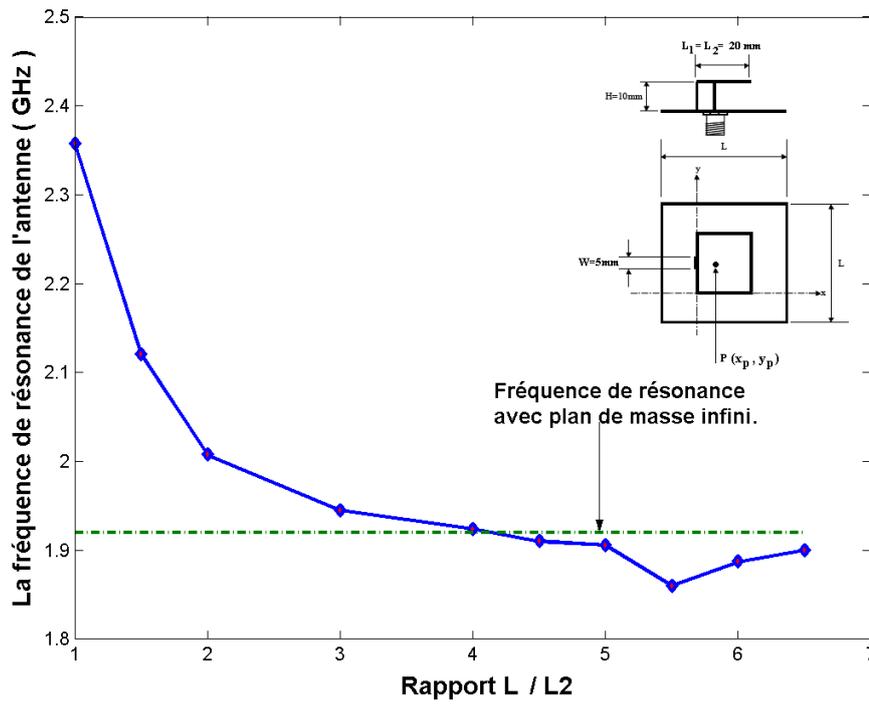


FIG. 3.16 – Fréquences de résonance simulées pour différentes valeurs de L/L_1

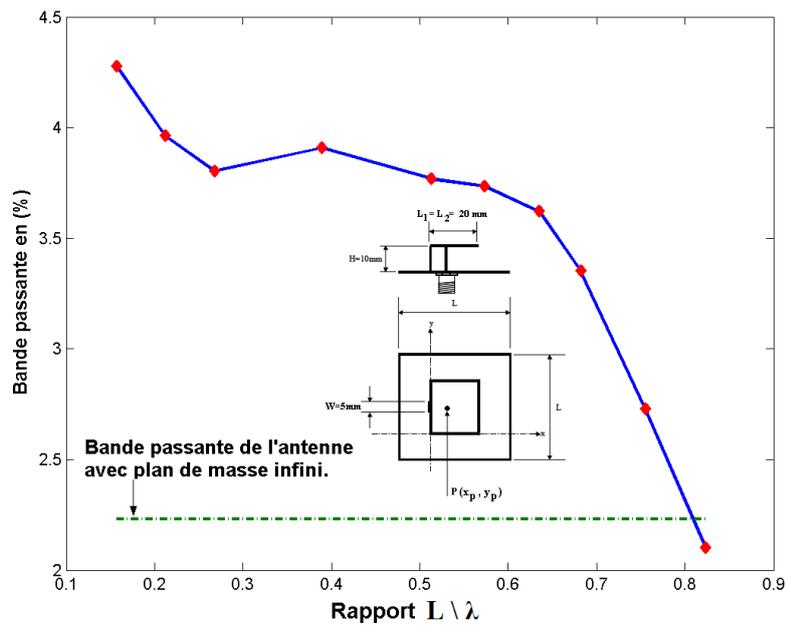


FIG. 3.17 – Bande passante simulée pour différentes valeurs de L en terme de longueur d'onde.

delà de $L = 0.65\lambda$, la bande passante diminue brutalement car la structure tend vers un résonateur parfait avec un facteur de qualité très élevé.

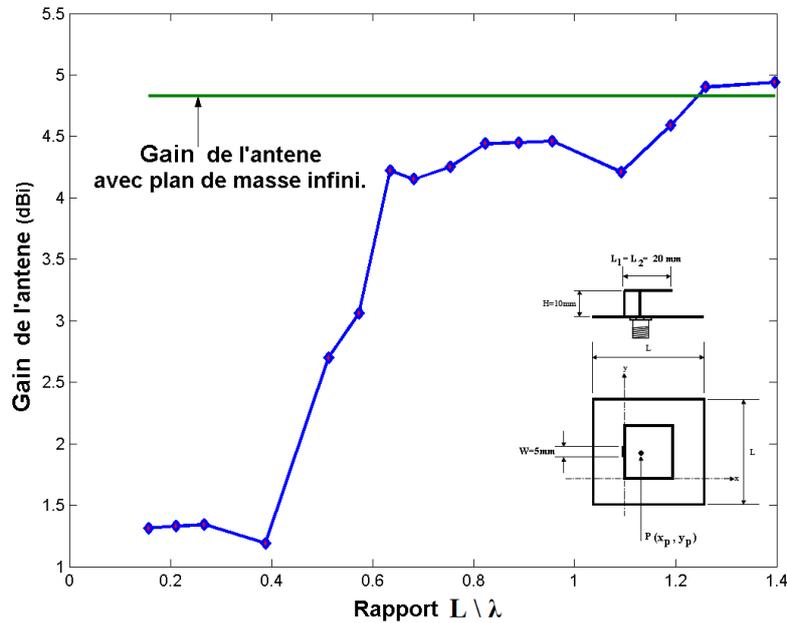


FIG. 3.18 – Gain simulé pour différentes valeurs de L en terme de longueur d'onde.

Le gain est lui aussi très sensible à la longueur du plan de masse, tel qu'il apparaît en figure 3.18.

Le gain étant un paramètre dépendant du champ lointain. Or celui-ci très affecté par les effets de la diffraction par les bords du plan de masse (fig 3.19). L'effet de la diffraction devient de plus en plus important au fur et à mesure que les dimensions du plan de masse deviennent faibles. Le champ diffracté ne peut être négligé que si on considère un plan de masse infini. Dans ces conditions, seul le rayonnement propre de l'élément rayonnant est à prendre en considération.

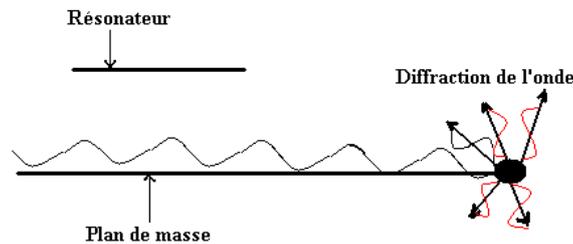


FIG. 3.19 – Diffraction de l'onde électromagnétique sur le bord du plan de masse.

En général, pour les communications mobiles un gain à 3 dBi est nécessaire pour un bon fonctionnement. Pour atteindre cette valeur, la taille du plan de masse devrait être au minimum égale à $0.5.\lambda$ pour notre cas.

La figure 3.20 montre le champs E_{total} simulée dans l'espace à trois dimensions, pour chaque valeurs de L . La figure montre que la direction de rayonnement maximale est très affectée par le plan de masse. En effet, Plus la taille du plan de masse augmente, plus le rayonnement sur le demi-espace inférieur s'affaiblit et disparaît totalement pour un plan de masse infini.

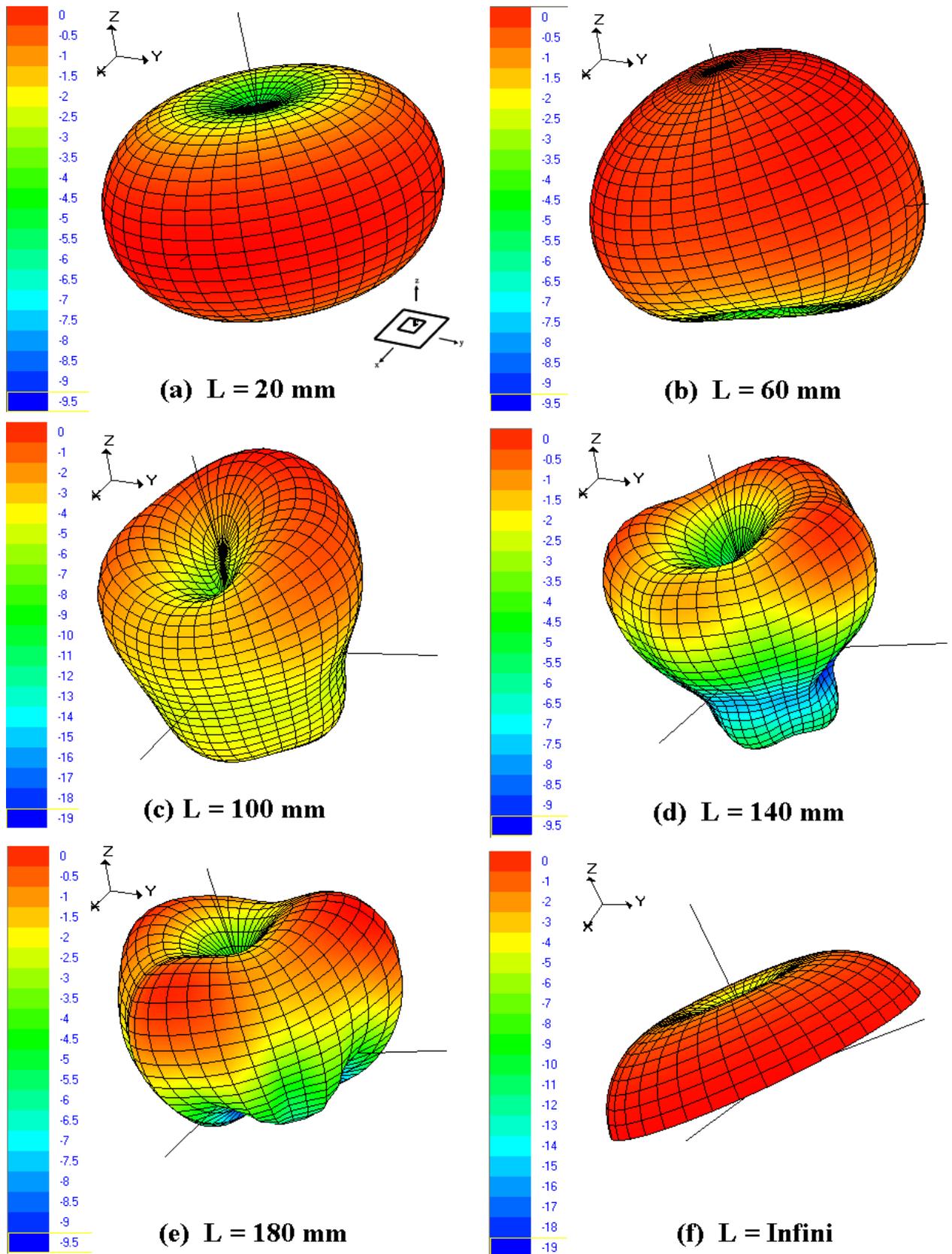


FIG. 3.20 – Champs E_{total} rayonné par l'antenne.

La figure 3.21, montre comment les directions de rayonnement maximal changent avec la taille du plan de masse. On note que pour un plan de masse infini et un plan de masse de taille égale à celle du résonateur, le rayonnement maximal est sur le plan horizontal (par rapport à l'antenne). Pour ces deux cas particuliers, selon les travaux de [21] l'antenne se comporte respectivement comme un monopôle ou un dipôle .

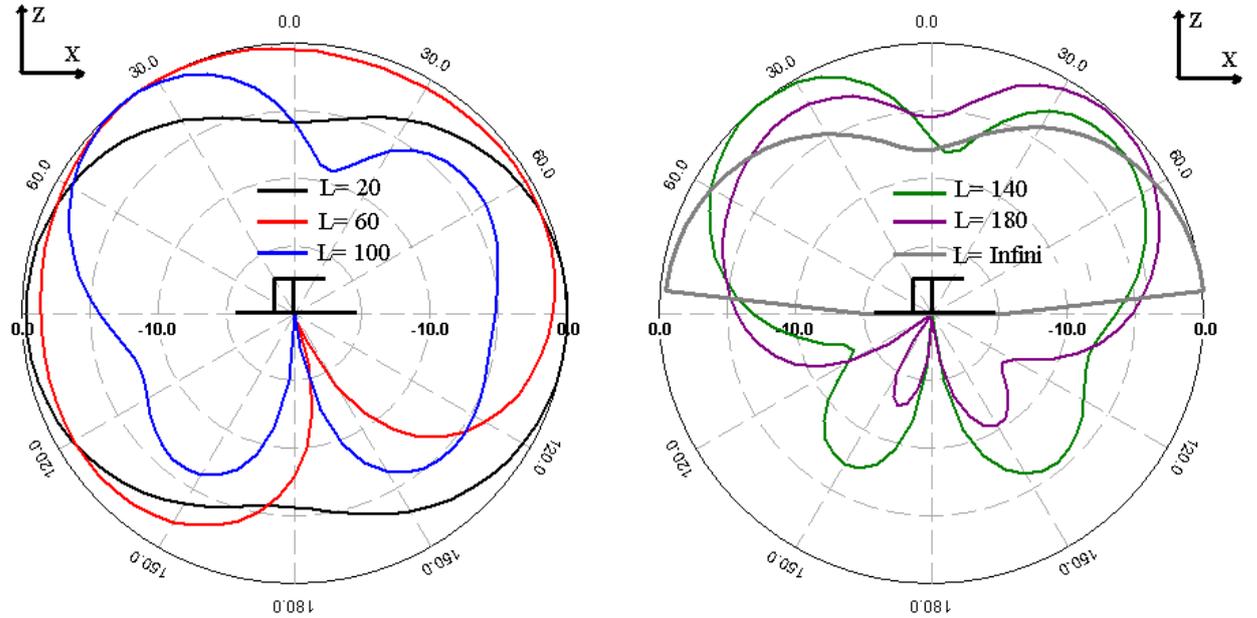


FIG. 3.21 – E_{total} simulé à la fréquence de résonance dans le plan x-z.

Un effet important dû aux diffractions qu'engendre un plan de masse fini est qu'une haute polarisation croisée est introduite aux niveaux du plan yz .

Une antenne ayant une bonne pureté de polarisation est une antenne dont le niveau de la composante contrapolaire, notée E_{cross} , est d'au moins -20 dB au dessous du niveau de la composante copolaire, notée E_{co} . La définition de Ludwig [31] de ces deux composantes, pour le cas d'une antenne polarisée suivant ox donne :

$$\begin{cases} E_{co} &= E_{\theta} \cos \varphi - E_{\phi} \sin \varphi \\ E_{cross} &= E_{\theta} \sin \varphi + E_{\phi} \cos \varphi \end{cases}$$

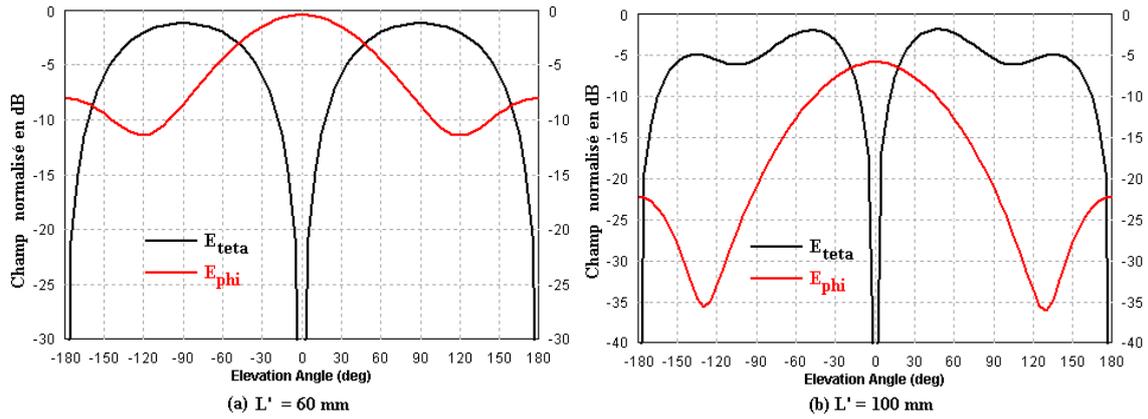
Lorsque $\varphi = 90^\circ$ (plan yz), ces composantes deviennent :

$$\begin{cases} E_{co} &= -E_{\phi} \\ E_{cross} &= E_{\theta} \end{cases}$$

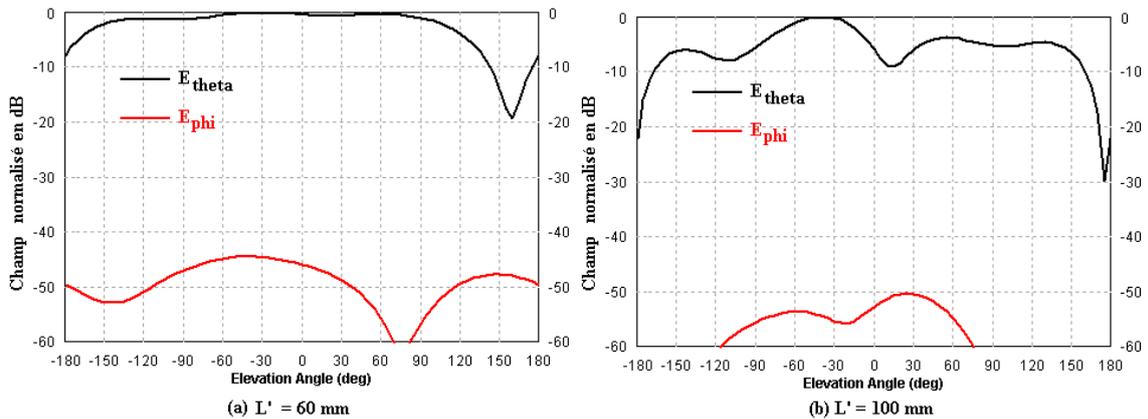
Ainsi, en comparant ces deux composantes (fig 3.22), nous remarquons bien que le niveau de polarisation croisée est assez élevé dans ce plan, ce qui constitue un avantage pour une utilisation en communication mobile où la position de l'antenne est souvent aléatoire.

Lorsque $\varphi = 0^\circ$ (plan xz) , ces composantes deviennent :

$$\begin{cases} E_{co} &= E_{\theta} \\ E_{cross} &= E_{\phi} \end{cases}$$


 FIG. 3.22 – Comparaison des composantes polaires et contrapolaires dans le plan yz .

L'antenne possède une haute pureté de polarisation dans ce plan xz (fig 3.23), ceci peut être expliqué à l'aide du schéma de la figure 3.24.


 FIG. 3.23 – Comparaison des composantes polaires et contrapolaires dans le plan xz .

Considérons les lignes de courant sur la surface du résonateur. Le rayonnement maximum de cette plaque a lieu dans la direction Oz . La plaque étant excitée à son extrémité "C", le courant de référence est donc selon l'axe Ox . La polarisation de l'antenne est donc linéaire (selon l'axe Ox). En considérant les points M_i ($i = 1,2,3,4$), nous constatons que les composantes transversales J_y sont égales et opposées deux à deux le long de la structure rayonnante ; leur contribution au rayonnement est donc nulle. Cependant, cette situation n'est valable que dans la direction Oz (axe de symétrie de la structure). Dès que l'on s'écarte de la direction Oz , la composante du champ rayonné due aux composantes transversales n'est plus nulle car les trajets entre les points considérés et le point d'observation ne sont plus les mêmes. Il apparaît donc une composante de polarisation parasite, appelée composante contrapolaire.

Cette pureté de polarisation ne constitue pas un problème. En effet, en visualisant les champs E_{left} et E_{right} (fig 3.25), nous déduisons que l'antenne possède une polarisation circulaire, ce qui constitue un avantage dans un tel cas d'application.

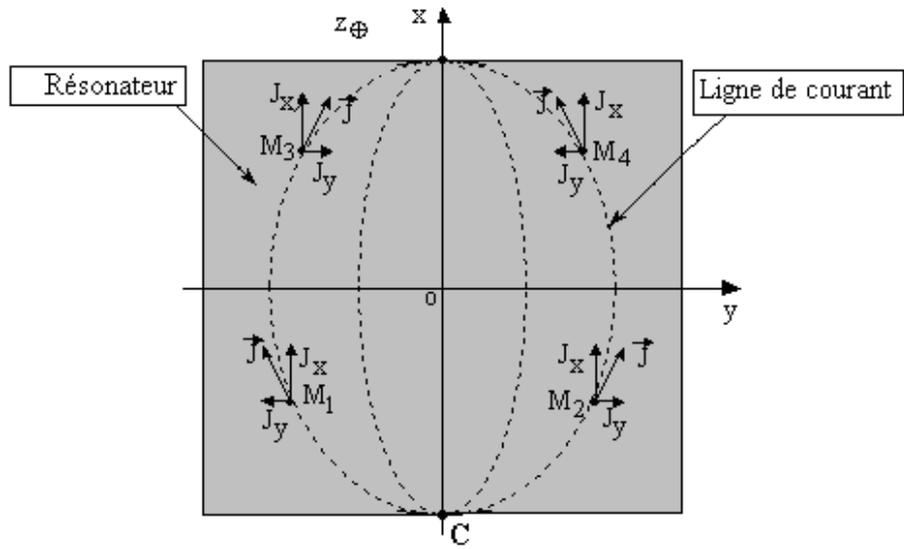


FIG. 3.24 – Composantes longitudinales et transversales du courant le long du résonateur.

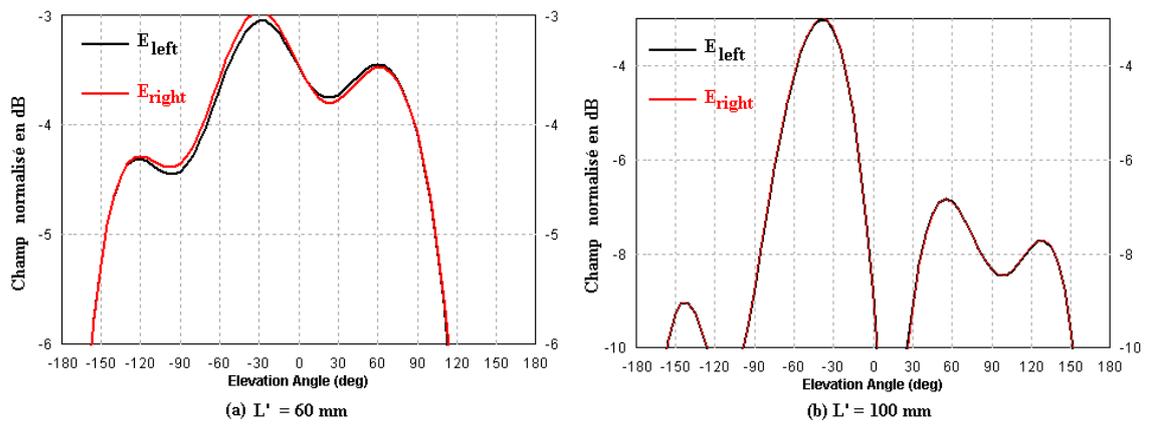


FIG. 3.25 – Champs E_{left} et E_{right} dans le plan xz

3.2.5 Influence de la position et de l'orientation d'un résonateur monté sur un plan de masse fini

Dans ce qui précède, on a étudié les effets de la taille et de la position du plan de masse sur les performances d'une PIFA, grâce à des simulations sur une antenne montée au centre du plan de masse.

Dans ce qui suit, nous nous proposons d'étudier les caractéristiques d'une PIFA montée en différentes positions sur un plan de masse fini et pour différentes orientations du résonateur. Cette étude représente les lignes directrices pour la conception d'une PIFA à dimensions fixées pour des performances optimales.

Géométrie de la PIFA

Deux configurations seront étudiées, la première (fig 3.26 a) où la languette de court circuit est parallèle au côté le plus court du plan de masse et la seconde (fig 3.26 b) où la languette de court circuit est parallèle au côté le plus long du plan de masse.

Les dimensions du résonateur sont les mêmes que celle de la figure 3.15. Les dimensions du plan de masse quant à elles sont fixées à : $L = 100mm$ et $L' = 50mm$. La position de la PIFA $C(c_x, c_y)$ est déterminée par le milieu de la languette de court circuit (fig 3.26). Pour chaque position et orientation du résonateur nous essayerons d'ajuster la position de la sonde d'alimentation $P(x_p, y_p)$ pour obtenir une impédance voisine de 50Ω à la résonance.

Résultats Numériques

La configuration (fig 3.26 a) est la première traitée. Les simulations ont été effectuées seulement pour le demi plan de masse l'autre partie peut être déduite par symétrie par rapport à la droite $y = 25mm$.

Aucun dépassement des éléments les uns sur les autres ne peut être toléré. Ainsi, c_y varie de 25 à 40 mm et c_x peut varier de 0 à 80 mm. nous tracerons par la suite les graphes correspondants à chaque variable qui nous intéresse.

La figure 3.27, montre clairement les positions où la PIFA possède des performances optimales. Ainsi, sans changement des dimensions du résonateur, nous pouvons améliorer les caractéristiques de l'antenne en lui changeant seulement de position sur le plan de masse.

A partir de ces graphes, nous pouvons déterminer le point de performances optimales de l'antenne pour le cas $L = 2L'$. En effet, pour la position $C(35, 8)$, la bande passante vaut 15.72%, le gain 3.92 dBi et la fréquence de résonance $f_r = 2380MHz$.

D'autre part, nous remarquons que pour concevoir une antenne avec une fréquence de résonance basse, une telle configuration ne procure pas de bonnes performances. En effet, sur la figure 3.27, la fréquence la plus basse est obtenue avec une position $C(c_x=55\text{ mm}, c_y = 25\text{ mm})$. En ce point, nous observons clairement que la structure possède un faible gain et une bande passante réduite. Ceci démontre que nous devons trouver un bon compromis lors du dimensionnement de l'antenne pour avoir un fonctionnement optimal.

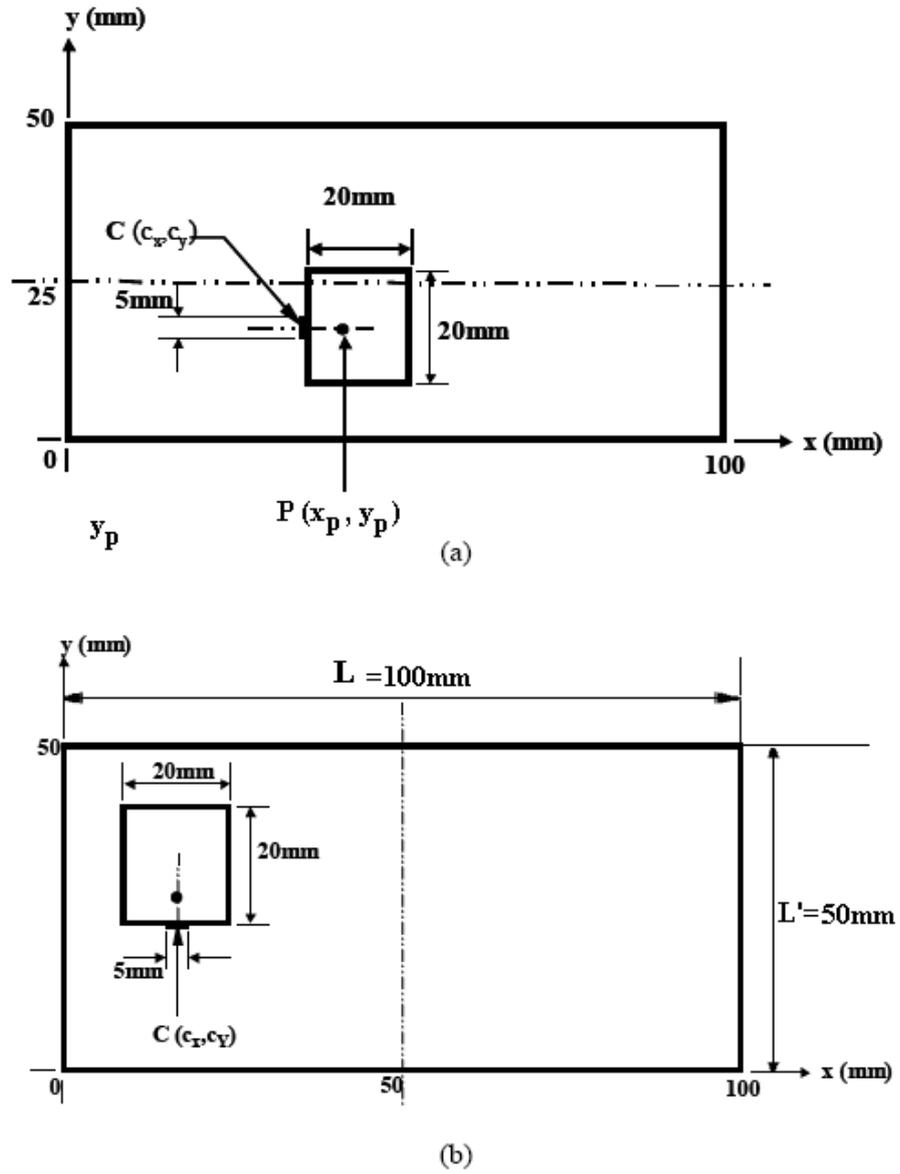


FIG. 3.26 – Géométries possibles d'une PIFA montée sur un plan de masse rectangulaire.

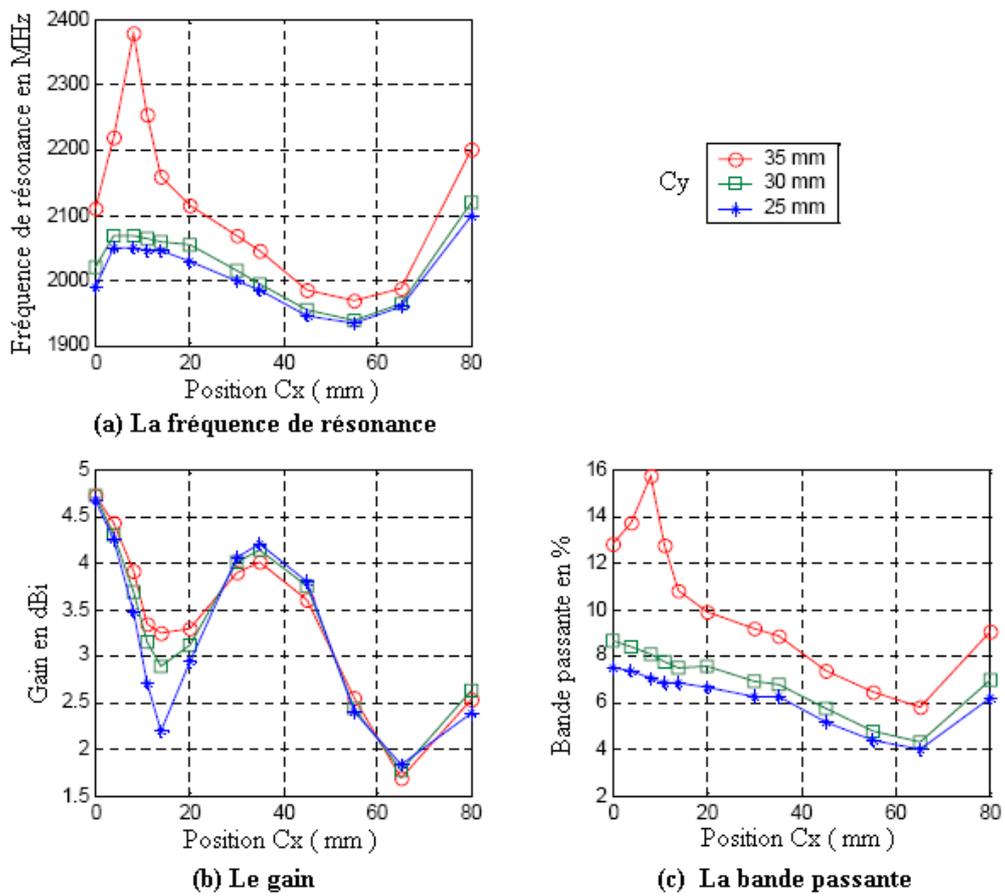


FIG. 3.27 – Performances de l’antennes de la figure 3.26 a, en fonction de C_x pour différentes valeurs de C_y .

La deuxième configuration (fig 3.26 b) avec $L' = 2L$, possède un comportement similaire à la première (fig 3.28).

Cette fois-ci, de même les simulations ont été effectuées seulement pour un demi plan de masse l'autre partie peut être déduite par symétrie par rapport à la droite $x = 50\text{mm}$. Les résultats des simulations montrent que la PIFA doit toujours être placée aussi près que possible du bord du plan de masse. En effet, la position $C(c_x=20\text{ mm}, c_y=0\text{ mm})$ procure un gain et une bande passante optimale.

En comparant les deux structure étudiées, l'utilisation de la PIFA (la fig 3.26 a) serait préférable si nous désirons obtenir un bon gain. En effet, le gain maximum obtenu dans le cas de figure 3.26 a vaut 4.75 dBi, pendant que la plus haute valeur obtenue pour le deuxième cas (fig 3.26 b) est de 3.5 dBi.

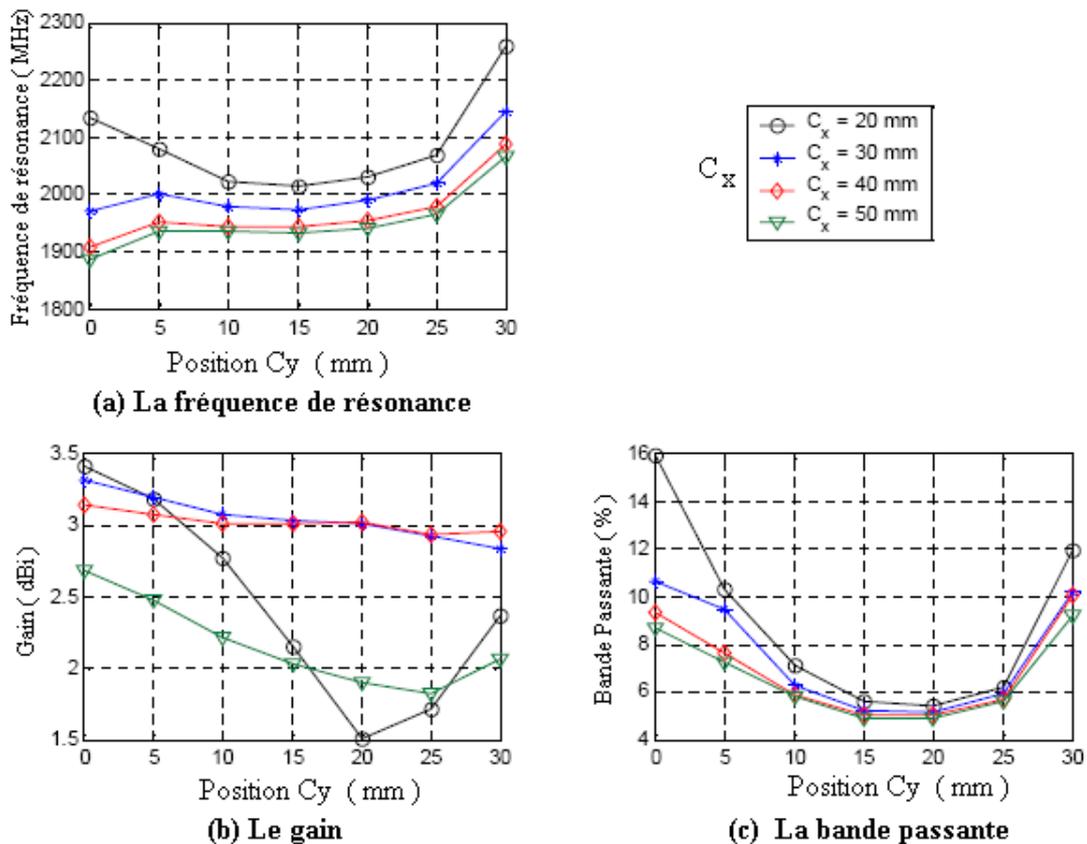


FIG. 3.28 – Performances de l'antennes de la figure 3.26 b, en fonction de C_y pour différentes valeurs de C_x .

Les variations de la fréquence de résonance et de la bande passante en fonction de la position, sont dues au fait que l'impédance d'entrée de l'antenne est en réalité la somme de son impédance propre et d'une impédance mutuelle dépendant de la position du résonateur par rapport au plan de masse. La bande passante et la fréquence de résonance étant directement liées à l'impédance d'entrée s'en trouvent affectées.

Quant au gain c'est le phénomène de diffraction des ondes électromagnétiques qui régit sa variation.

3.3 conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu exposer en détails l'antenne PIFA, et passer en revue les différents paramètres qui peuvent affecter ses performances, en effectuant des simulations sur le logiciel de simulation électromagnétique **IE3D** de Zeland Software basé sur la méthode des moments.

Dans un premier temps nous nous sommes intéressés à l'influence des dimensions de l'élément résonant et de la languette de court circuit. Nous en déduisons que :

- pour ajuster la fréquence de résonance d'une PIFA nous pouvons agir sur la largeur du court circuit, ou sur le rapport des dimensions des deux cotés du résonateur ;
- La bande passante, quant à elle, dépend essentiellement de trois paramètres à savoir : le rapport des dimensions du résonateur L_1/L_2 , la hauteur du court circuit H , et le rapport W/L_1 .

Dans un deuxième temps nous avons consacré notre étude à l'influence du plan de masse sur les performances de l'antenne et les conclusions que l'on en tire sont les suivantes :

- la taille du plan de masse n'a pas d'influence significative sur la fréquence de résonance, sauf pour une taille inférieure à deux fois celle du résonateur ;
- la bande passante est très affectée par la taille du plan de masse ;
- un point très important est que le plan de masse possède une influence très significative sur les diagrammes de rayonnement de l'antenne ;
- un plan de masse fini introduit une polarisation croisée importante au niveau du plan yz .

Enfin, l'influence de la position et de l'orientation du résonateur sur un plan de masse à taille constante a été étudiée. Il en découle que ces deux paramètres permettent d'ajuster les performances de l'antenne pour lui donner un fonctionnement optimal.

Comme nous l'avons souligné précédemment il n'existe pas d'étude analytique qui traite des performances de la PIFA. Le but des études effectuées dans ce chapitre est de permettre par la suite une conception facile et bien orienté d'une antenne PIFA qui devrait répondre à des critères bien précis.

Chapitre 4

Antenne DCS/PCS/DECT

Face au succès qu'a connu le GSM en Europe, la première bande qui lui était alloué (880 MHz - 960 MHz) se trouva saturée. Pour régler ce problème, les autorités de régulation des fréquences ont décidé de lui allouer une nouvelle bande plus large située autour de 1800 MHz (1710 MHz - 1880 MHz) qui porte le nom de GSM1800 ou de DCS¹. Aux Etats-Unis la norme GSM s'établit autour des fréquences 850 et 1900 MHz. Le GSM 1900 américain était initialement appelé PCS 1900 et travaille dans la bande (1850 MHz - 1990 MHz). Le DECT² est une norme de téléphonie numérique sans-fil destinée aux particuliers comme aux entreprises dans la gamme de fréquence 1880 à 1900 MHz. Cette norme est aujourd'hui principalement utilisée pour des communications vocales.

Nous nous proposons, dans ce chapitre, de concevoir une antenne de type PIFA qui puisse couvrir les normes citées ci-dessus. Vu que ces normes possèdent des bandes adjacentes on optera pour une PIFA monobande et on tentera d'avoir une bande aussi large que possible permettant de couvrir les trois normes.

4.1 Géométrie de la PIFA

L'antenne telle que nous l'avons conçue est schématisée par la figure 4.1. L'élément résonant de dimensions $15mm \times 30mm$ est positionné au bord d'un plan de masse de dimensions $28mm \times 70mm$. Le court-circuit utilisé est de forme carrée et ses dimensions sont $5.5mm \times 5.5mm$. Le métal utilisé est partout le même, son épaisseur est $e = 0.3mm$ et sa conductivité $\sigma = 1.1 \times 10^7 S/m$. Le résonateur est alimenté par une sonde coaxial d'impédance caractéristique égale à 50Ω dont le diamètre de l'âme centrale est $\Phi = 1.2mm$ (fig 4.2).

¹Digital Cellular System

²Digital Enhanced Cordless Telephone

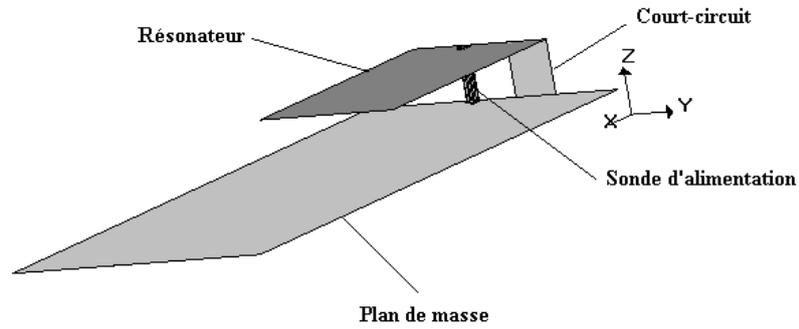


FIG. 4.1 – Antenne DCS/PCS/DECT (vue en perspective)

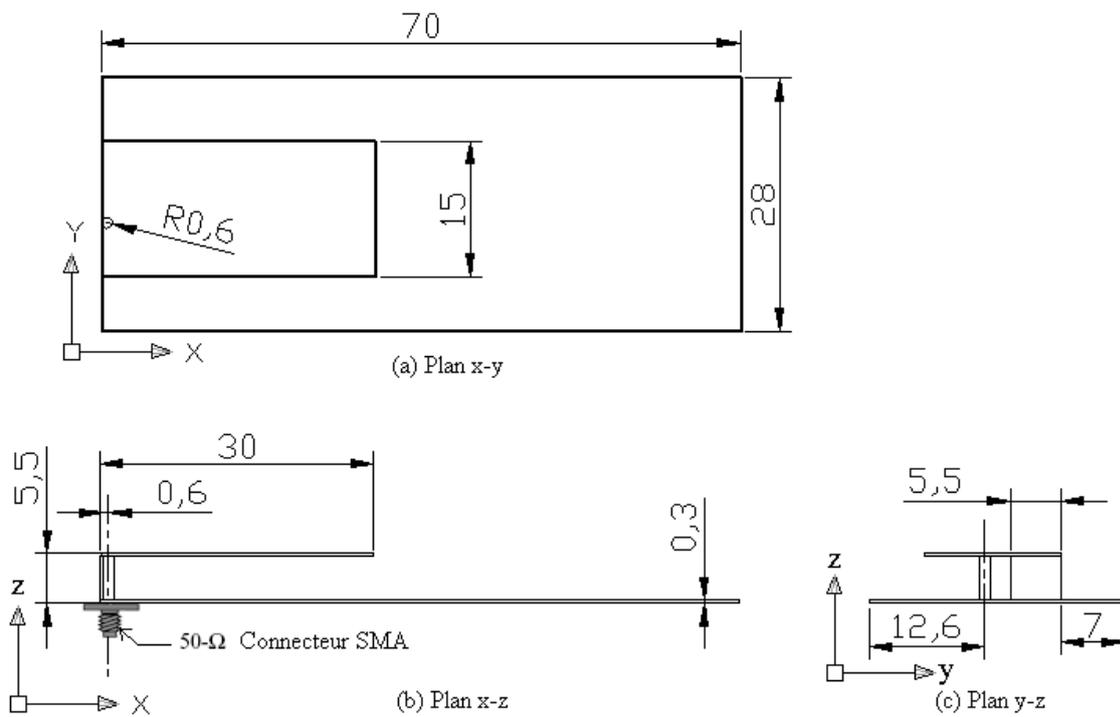


FIG. 4.2 – Dimensions de l'antenne DCS/PCS/DECT. (Toutes les dimensions sont en mm)

4.2 Etude des performances de l'antenne

4.2.1 Caractéristiques dépendant du champ proche

Afin de déterminer la fréquence de résonance et la bande passante de cette antenne, nous avons effectué des simulations à l'aide du logiciel IE3D. Les résultats obtenus ($T.O.S$ et S_{11}) sont illustrés par la figure 4.3.

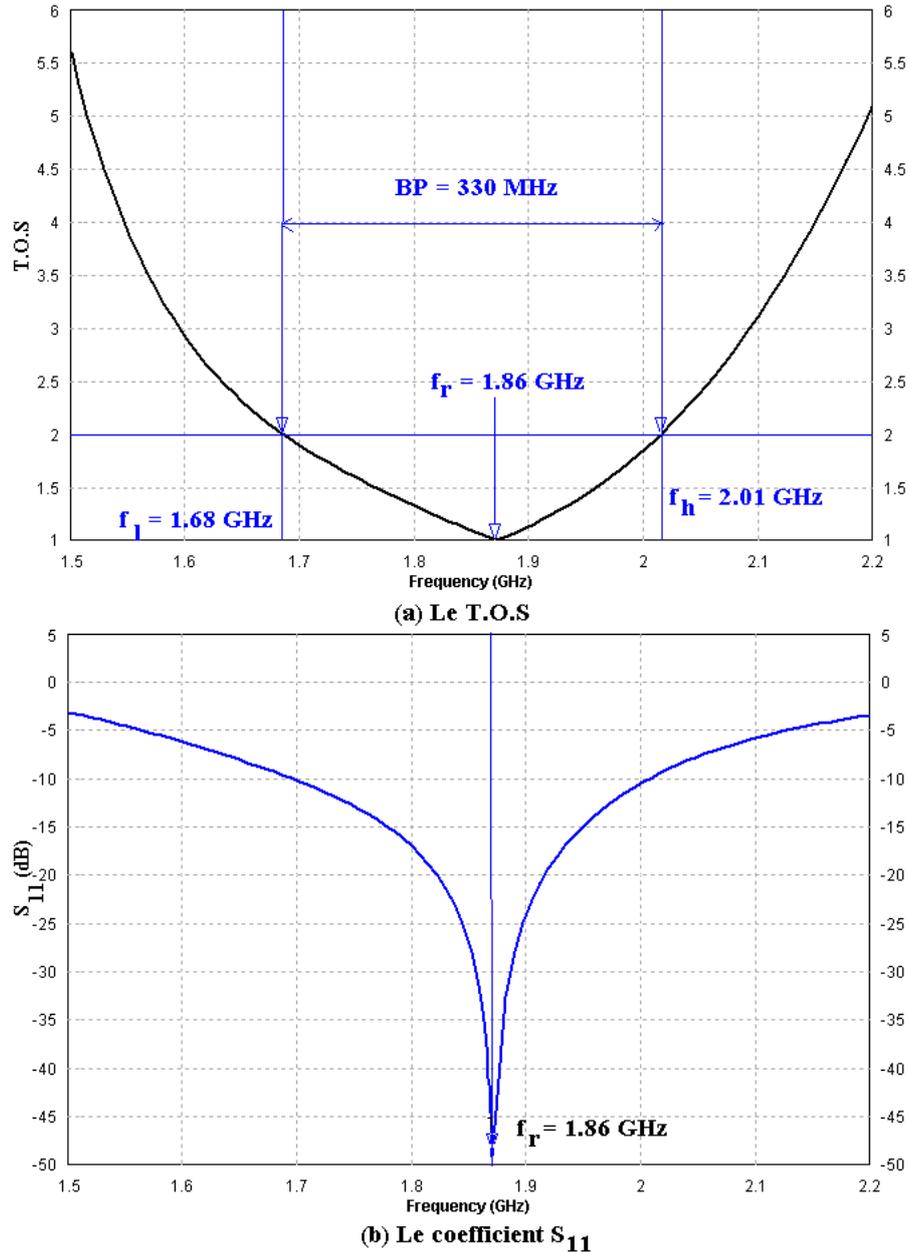


FIG. 4.3 – Évolution en fonction de la fréquence du T.O.S et du coefficient S_{11} .

Nous obtenons une fréquence de résonance de 1.86 GHz et une bande passante (pour un $T.O.S \leq 2$) de l'ordre de 330 MHz (17.74%).

En vertu des équations 3.4, 3.5, 3.2 (cf chapitre 3) et les dimensions des différents éléments constituant l'antenne (fig 4.2), nous obtenons :

$$f_1 = \frac{C}{4(L_2 + H)} = 2.11GHz$$

$$f_2 = \frac{C}{4(L_1 + L_2 + H - W)} = 1.66GHz$$

$$\text{d'où } f_r = r.f_1 + (1 - r).f_2 = 1.83GHz \quad , \text{ avec } r=0.3 .$$

L'erreur relative est de l'ordre de 1.6 %. Cette erreur est due au fait que les expressions fermées 3.4 - 3.3 ne tiennent pas compte de l'effet selfique de la sonde coaxiale.

La bande passante obtenue permet de couvrir les trois normes PCS/DCS/DECT citées ci-dessus (fig 4.4).

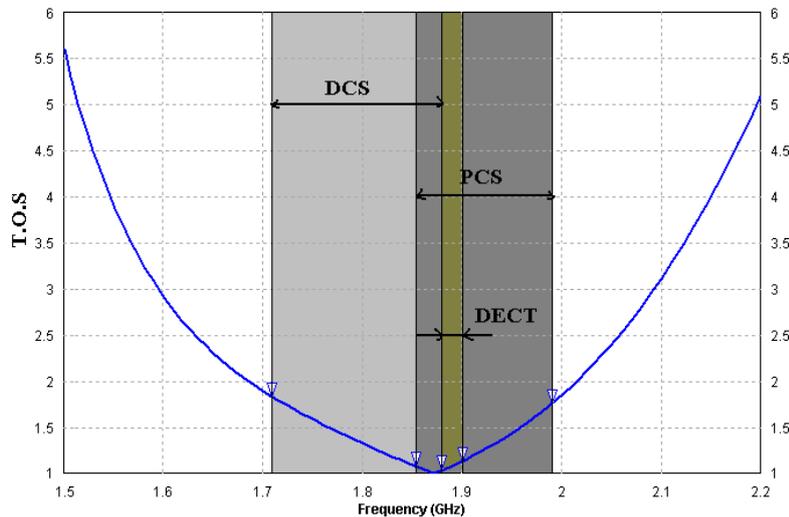


FIG. 4.4 – Les différentes normes couvertes.

La valeur du T.O.S à la fréquence de résonance est de l'ordre de 1.01 et par conséquent l'antenne est très bien adaptée à sa sonde d'excitation.

4.2.2 Caractéristiques du champ lointain

Nous proposons dans ce paragraphe de visualiser les diagrammes de rayonnement de l'antenne conçue afin de voir si elle est utilisable en communications mobiles nécessitant un rayonnement omnidirectionnel, et une polarisation circulaire.

Les figures 4.5 à 4.7, illustrent le diagramme de rayonnement de l'antenne (champ total), respectivement dans les plans $\varphi = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$.

Nous remarquons le caractère omnidirectionnel de l'antenne dans ces différents plans, caractéristique indispensable dans le cas où l'antenne est utilisée en réception. De plus, en se référant à la figure 4.8 nous constatons que l'antenne possède une polarisation circulaire dans les trois plans, ce qui la rend sensible aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale. Ceci est dû au rayonnement

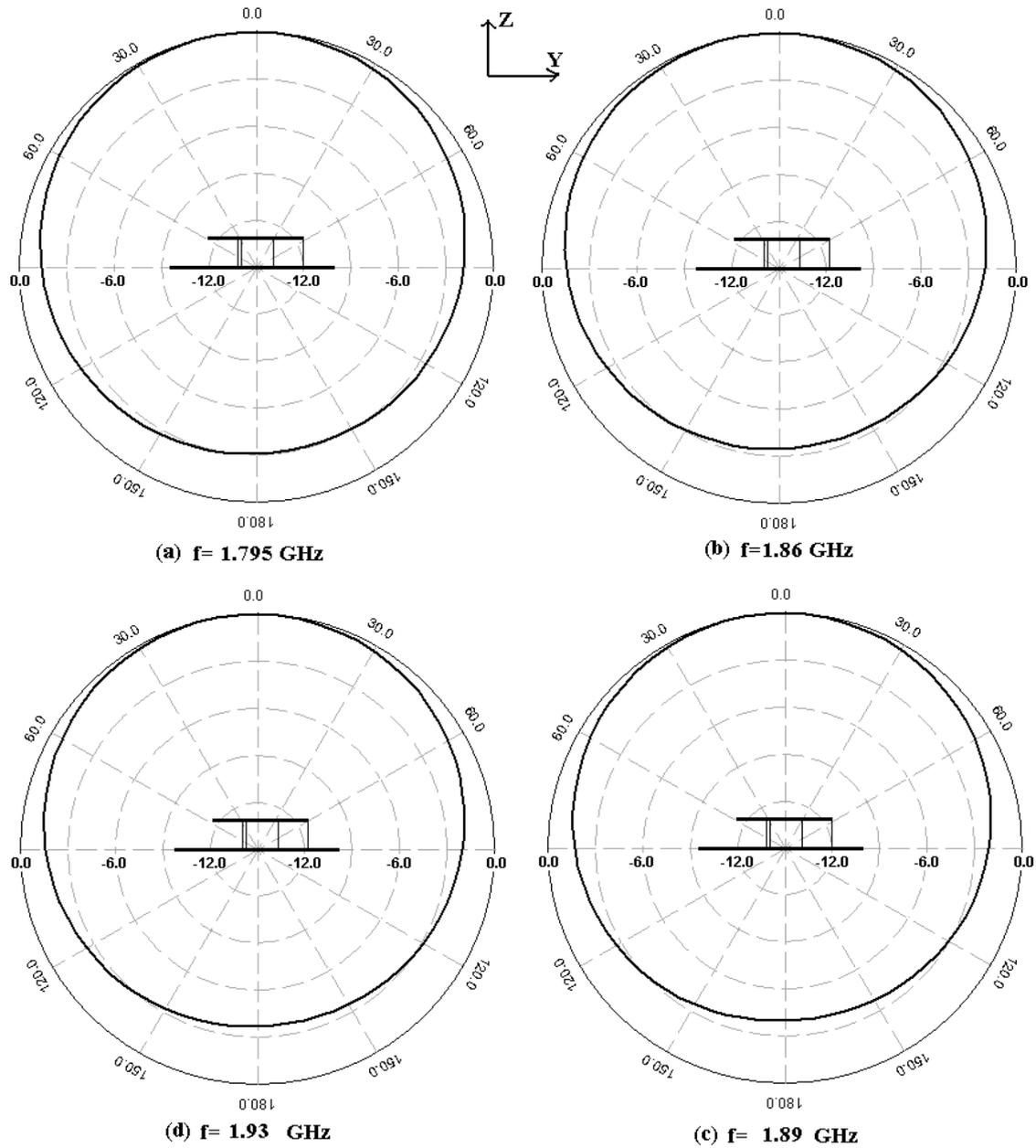


FIG. 4.5 – Champs E_{total} dans le plan $\varphi=90^\circ$.

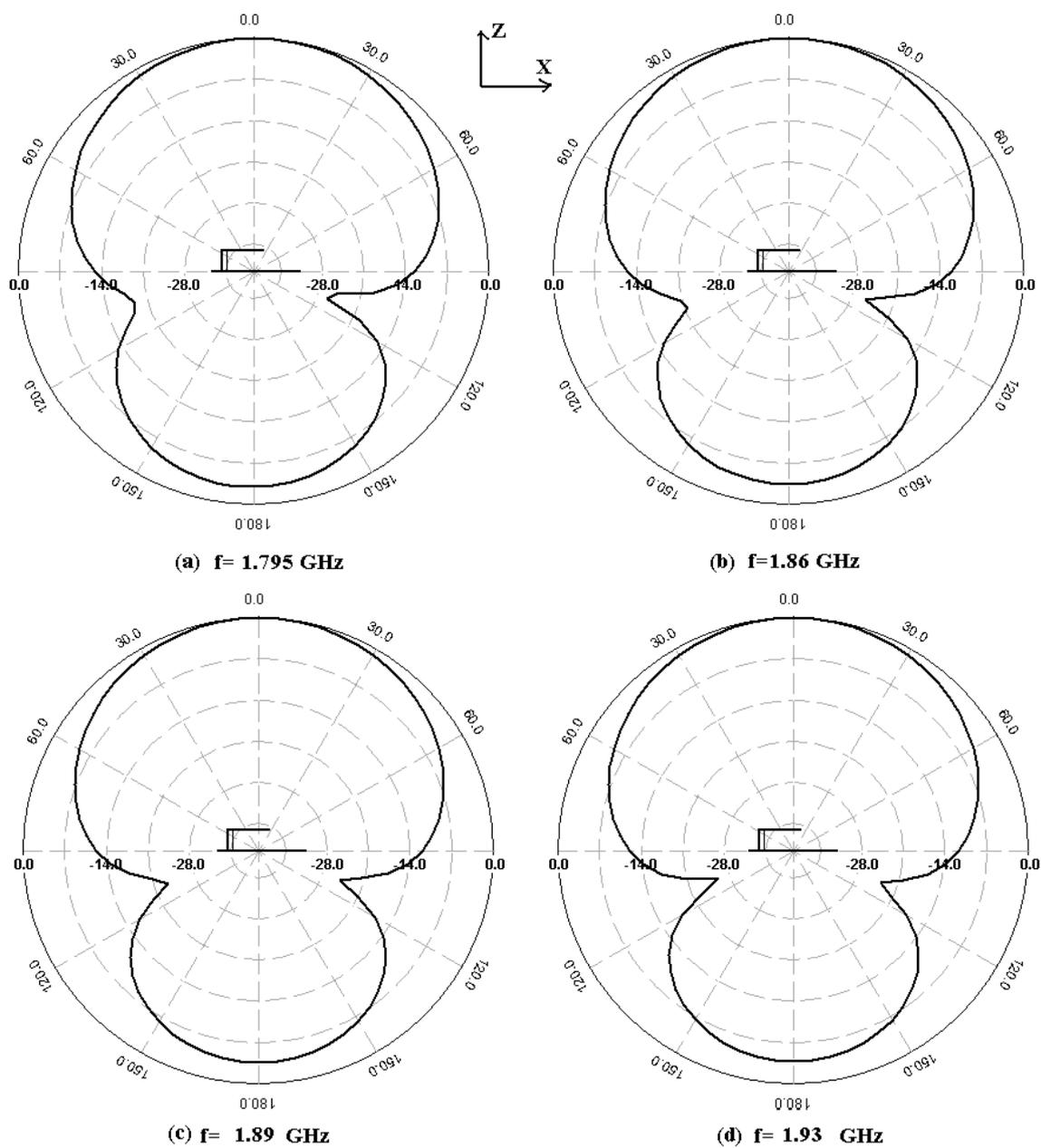


FIG. 4.6 – Champs E_{total} dans le plan $\varphi=0^\circ$.

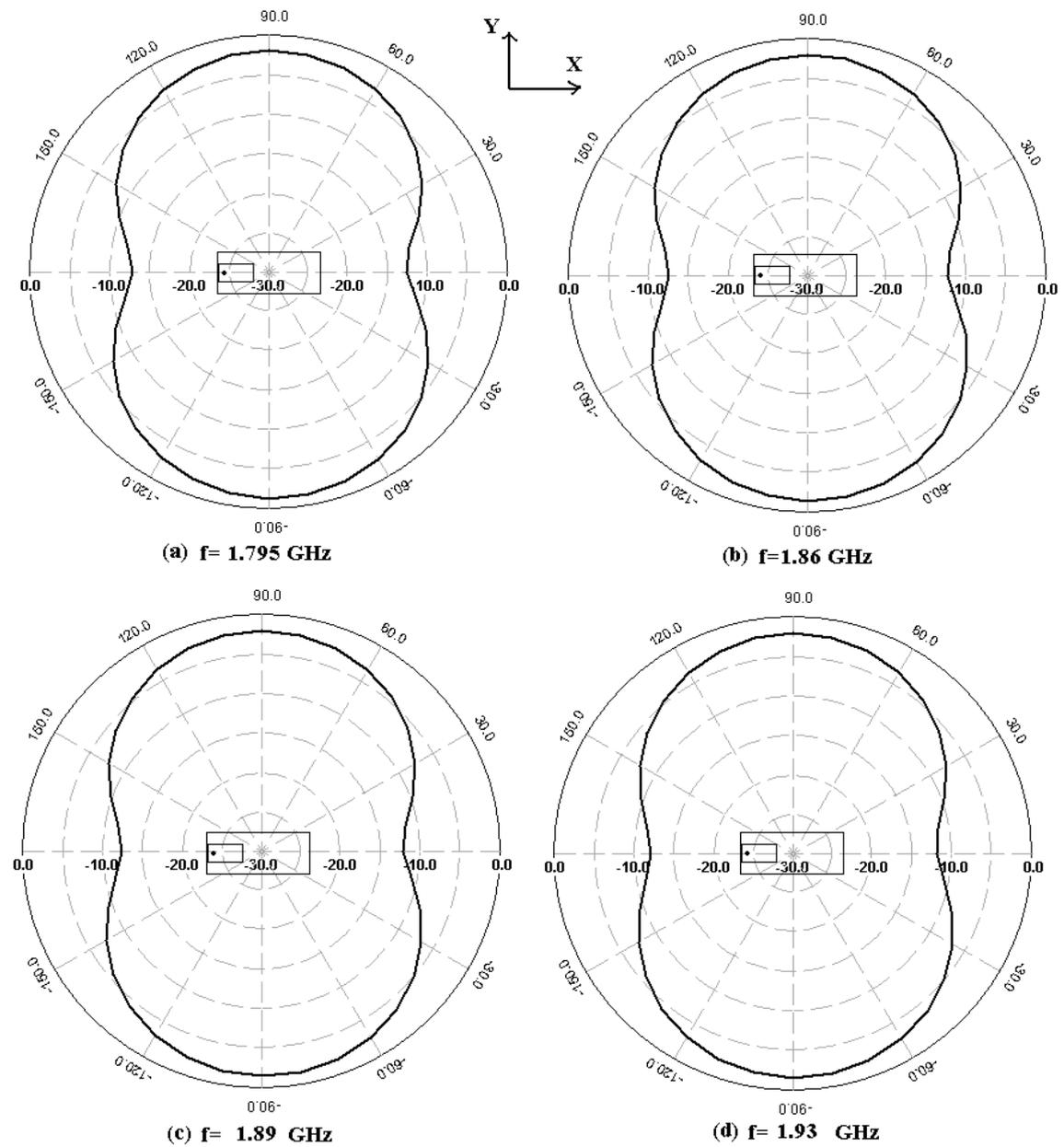


FIG. 4.7 – Champs E_{total} dans le plan $\theta = 90^\circ$.

dans le plan vertical du résonateur et dans le plan horizontal de la languette de court-circuit. Cette double sensibilités constitue un avantage dans un tel cas d'application.

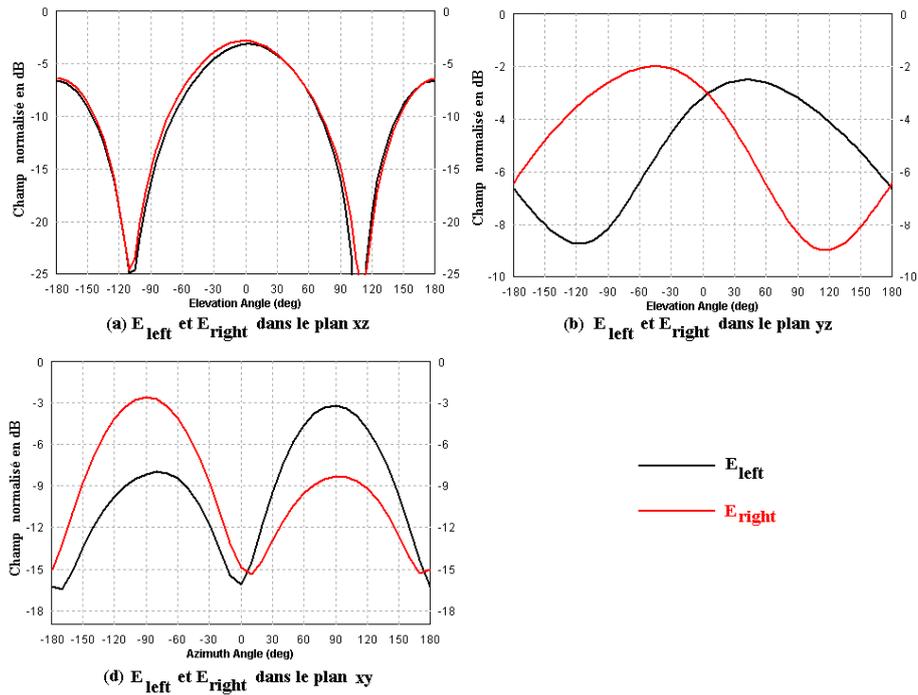


FIG. 4.8 – Comparaison des composantes E_{left} et E_{right} à la fréquence centrale ($f=1.86$ GHz).

Au même titre que l'adaptation et la largeur de la bande passante ou le diagramme de rayonnement, le rendement est une caractéristique radioélectrique très importante pour les antennes. Il représente la capacité d'un élément à rayonner efficacement les ondes électromagnétiques. Le rendement total simulé de l'antenne est présenté sur la figure 4.9.

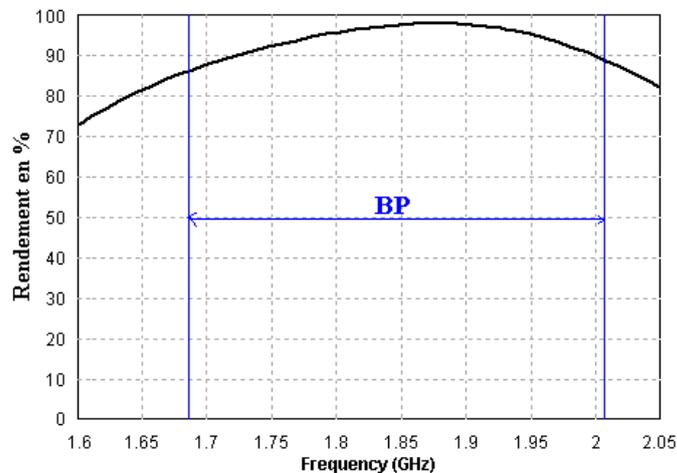


FIG. 4.9 – Rendement de l'antenne monobande.

Le rendement total est défini par le rapport de la puissance totale rayonnée sur la puissance incidente. Il prend en compte les pertes par réflexion dues aux

désadaptations entre le câble coaxial et l'antenne, ainsi que les pertes ohmiques sur les parties métalliques (il n'y a pas de pertes diélectriques puisque le diélectrique est de l'air). Le rendement de l'antenne est supérieure à 85.33 % dans la bande passante à $TOS \leq 2$.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenter la conception d'une antenne monobande couvrant trois standards de télécommunications. Ainsi, nous avons pu démontrer qu'il était possible de réaliser une antenne multistandards à partir d'une structure PIFA conventionnelle, en utilisant seulement la technique de miniaturisation qui est l'ajout de court circuit.

Les caractéristiques générales de l'antenne conçue sont illustrées par le tableau 4.1.

Fréquence :	1.795 (GHz)
Puissance Incidente :	0.01 (W)
Puissance à l'entrée :	0.00977234 (W)
Puissance rayonnée :	0.00952375 (W)
Rendement total :	95.2375%
Propriétés du champ total :	
Gain :	3.1274 dBi
Directivité :	3.33932 dBi
Maximum :	atteint à (0, 0) deg.
Angles d'ouverture à -3dB :	(89.996, 210.846) deg.
Fréquence :	1.86 (GHz)
Puissance Incidente :	0.01 (W)
Puissance à l'entrée :	0.00999391 (W)
Puissance rayonnée :	0.00977047 (W)
Rendement total :	97.7047%
Propriétés du champ total :	
Gain :	3.36266 dBi
Directivité :	3.4635 dBi
Maximum :	atteint à (5, 280) deg.
Angles d'ouverture à -3dB :	(95.4412, 268.796) deg.
Fréquence :	1.89 (GHz)
Puissance Incidente :	0.01 (W)
Puissance à l'entrée :	0.00998389 (W)
Puissance rayonnée :	0.00977345 (W)
Rendement total :	97.7345%
Propriétés du champ total :	
Gain :	3.4197 dBi
Directivité :	3.51922 dBi
Maximum :	atteint à (5, 270) deg.
Angles d'ouverture à -3dB :	(95.4595, 248.748) deg.
Fréquence :	1.93 (GHz)
Puissance Incidente :	0.01 (W)
Puissance à l'entrée :	0.00982626 (W)
Puissance rayonnée :	0.00963499 (W)
Rendement total :	96.3499 %
Propriétés du champ total :	
Gain :	3.43011 dBi
Directivité :	3.5916 dBi
Maximum :	atteint à (5, 270) deg.
Angles d'ouverture à -3dB :	(95.4898, 238.2) deg.

TAB. 4.1 – Synthèse des performances de l'antenne monobande.

Chapitre 5

Antenne bibande 2.4 GHz/ 5 GHz

Les réseaux sans fil connaissent de nos jours une expansion fulgurante. En effet, il est très rare de rencontrer un terminal mobile, un ordinateur portable ou un PDA ne disposant pas d'interface de communication sans fil. Le bluetooth, le WiFi et l'HipeLan sont les normes les plus répondues actuellement. Nous nous proposons, dans ce chapitre, de concevoir une antenne bibande qui permet de couvrir la bande ISM (2.4 - 2.485 GHz) et son extension vers les 5 GHz (5.15 - 5.825 GHz).

Cette antenne offrira la possibilité d'interagir avec les standards illustrés sur le tableau 5.1.

Frequences	Standards
2.40-2.48 GHz	IEEE 802.11b,g Bluetooth
5.15-5.35 GHz	IEEE 802.11a HIPERLAN2
5.47-5.725 GHz	HIPERLAN2
5.725-5.825 GHz	IEEE 802.11a

TAB. 5.1 – Normes et fréquences couvertes par l'antenne bibande conçue.

5.1 Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne est illustrée par la figure 5.1. Cette antenne est constituée d'un résonateur de dimensions $8mm \times 18.4mm$ monté à l'extrémité d'un plan de masse de dimensions $8mm \times 40mm$. Le court circuit utilisé a une hauteur de $8mm$ et une largeur de $1mm$. Le métal choisi est partout le même ; son épaisseur est $e = 0.3mm$ et sa conductivité est $\sigma = 1.1 \times 10^7 S/m$. Sur le résonateur, on a effectué une fente de dimensions $11.3mm \times 2mm$ selon ox et $7mm \times 0.9mm$ suivant oy . Le résonateur est alimenté par une sonde coaxial d'impédance caractéristique égale à 50Ω dont le diamètre de l'âme centrale est $\Phi = 1.2mm$ (fig 5.2).

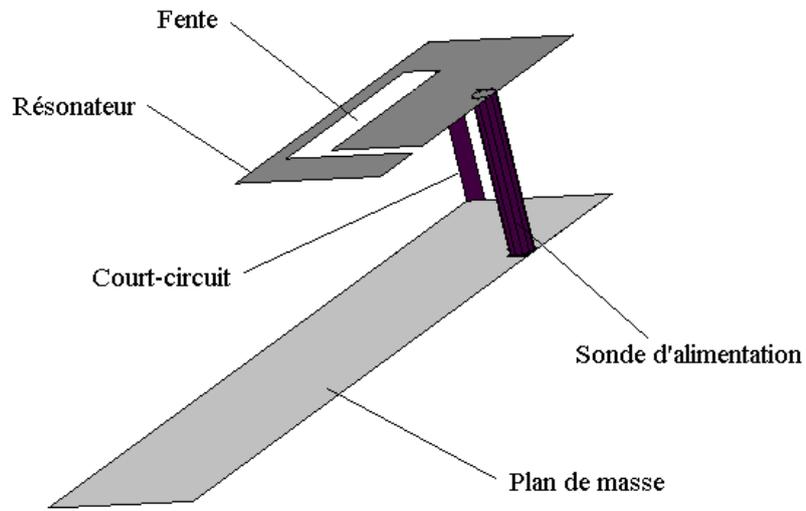


FIG. 5.1 – Vue en perspective de l'antenne bibandes.

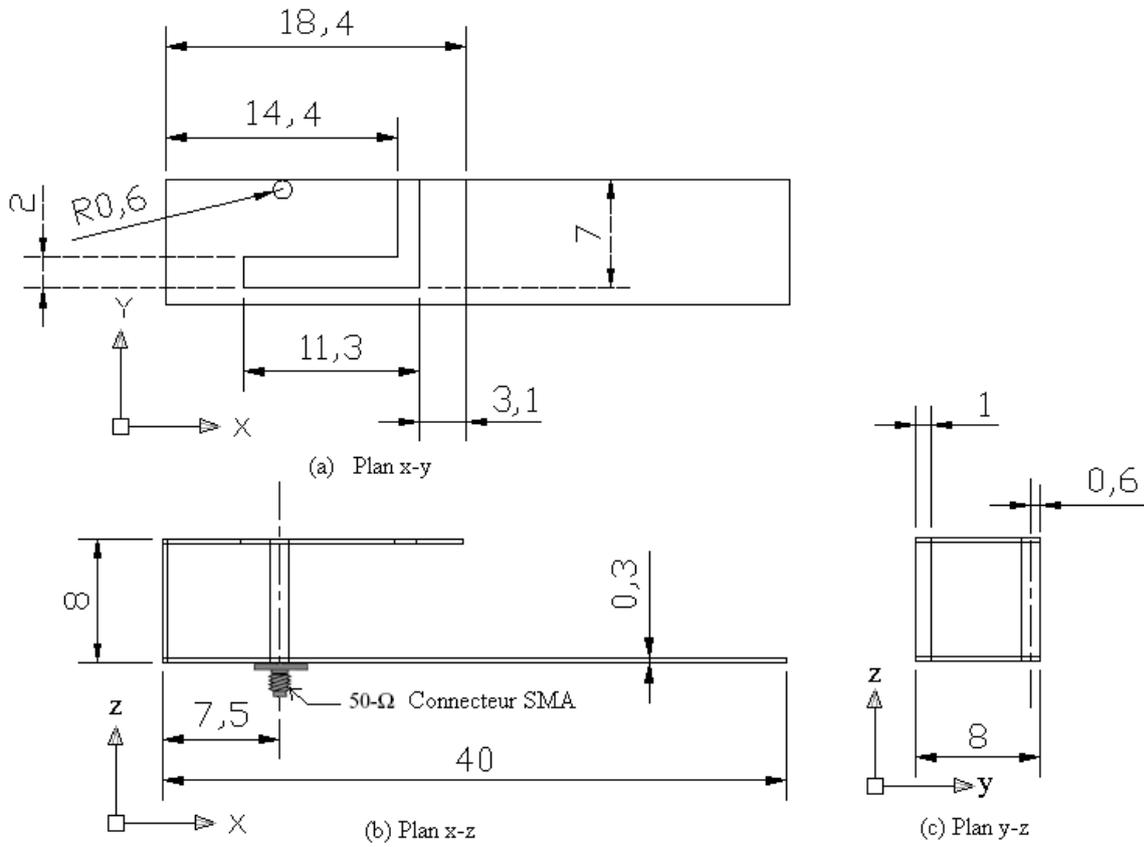


FIG. 5.2 – Dimensions de l'antennes bibandes (en mm).

5.2 Procédure de conception

L'antenne initialement conçue, ne possède pas de fente, les dimensions du résonateur ont été choisies de manière à procurer une résonance autour de 2.4 GHz. En effet, en vertu des équations 3.4, 3.5, 3.3 (cf chapitre 3) et les dimensions des différents éléments constituant l'antenne (fig 4.2), nous obtenons :

$$f_1 = \frac{C}{4(L_2 + H)} = 2.84GHz$$

$$f_2 = \frac{C}{4(L_1 + L_2 + H - W)} = 2.24GHz$$

La fréquence de résonance est alors : $f_{r1} = r.f_1 + (1-r).f_2 = 2.31GHz$, avec $r=0.125$.

Les simulations effectuées avec le logiciel IE3D, prédisent une fréquence de résonance $f_r = 2.41GHz$. L'erreur relative est de l'ordre de 4.2 %, cette erreur est cette fois aussi due aux effets selfiques qu'introduit la sonde d'alimentation et le court circuit. Etant cette fois très fin, l'inductance du court-circuit est assez grande.

Afin de créer une nouvelle fréquence de résonance pour la deuxième bande (autour de 5 GHz), il est maintenant nécessaire de faire appel à une des techniques exposées au chapitre 2. Pour cela nous utilisons la technique de la fente quart d'onde en forme de L.

Dans un premier temps nous tracerons la fente dans la direction de l'axe ox . Cette fente possède une épaisseur égale à 0.9mm et une longueur égale à 7mm. Malheureusement cette fente demeure trop courte et la fréquence de résonance qu'elle introduit est trop élevée, pour obtenir la fréquence de résonance souhaitée, nous prolongeons le découpage de la fente dans le sens oy de 11.3mm avec une largeur de 2mm.

En vertu de l'équation 2.3 et des dimensions de la fente, la fréquence de résonance ainsi obtenue est :

$$f_{r2} = \frac{c}{4.l} = \frac{3 \times 10^8}{4.(5 + 10.4)} = 4.87GHz$$

Cette valeur est très loin de la fréquence obtenue par simulation qui vaut $f_r = 5.48GHz$. L'erreur relative de l'ordre de 11% est jugée trop élevée, cet écart s'explique par le fait que l'équation 2.3 donnant 4.87GHz est une expression approchée empruntée aux antennes filaires, et par conséquent elle est trop approximative donnant uniquement un aperçu de la valeur réelle recherchée.

5.3 Etude des performances de l'antenne

5.3.1 Caractéristiques dépendant du champ proche

Afin de déterminer les fréquences de résonance et les bandes passantes de cette antenne, nous avons effectué des simulations à l'aide du logiciel IE3D. Les résultats obtenus ($T.O.S$ et $|S_{11}|$) sont illustrés par la figure 5.3.

La première résonance est à la fréquence $f_{r1} = 2.41GHz$, et la bande passante mesurée pour un $T.O.S \leq 2$ vaut $BP1=2.51-2.32=0.19$ GHz soit 7.88%.

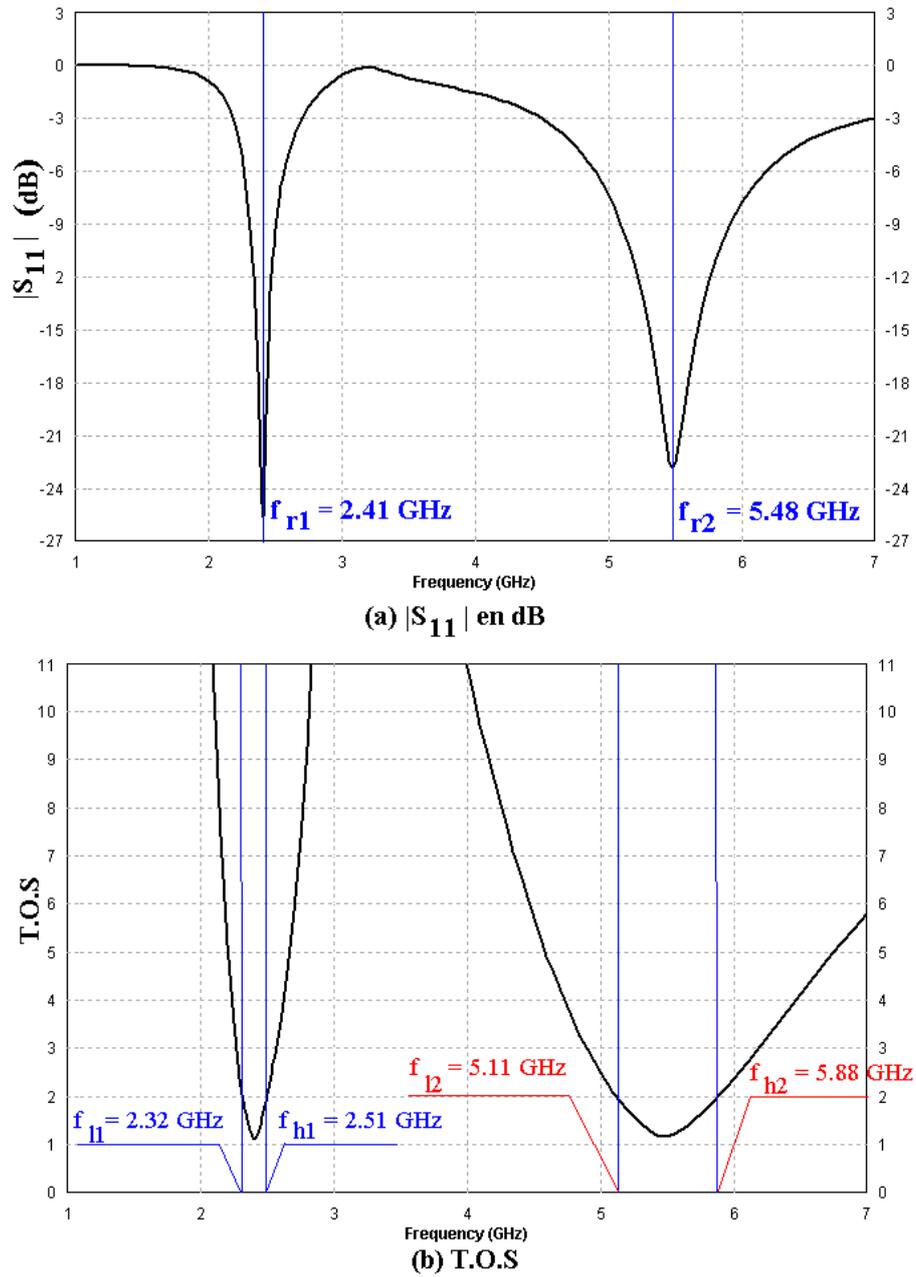


FIG. 5.3 – Évolution en fonction de la fréquence du module de S_{11} et du T.O.S.

Ceci nous permettra de couvrir entièrement la bande ISM¹ et par conséquent les normes : Bluetooth (IEEE 802.15) et WiFi (IEEE 802.11 b/g).

A la fréquence centrale, le T.O.S vaut 1.11, et par conséquent l'adaptation est satisfaite.

La deuxième résonance est située à la fréquence $f_{r2} = 5.48GHz$, qui est exactement la fréquence centrale nécessaire pour la couverture des deux standards. La bande passante mesurée pour un $T.O.S \leq 2$ vaut $BP2 = 5.88 - 5.11 = 0.77GHz$, soit 14.05% ce qui est une valeur assez grande qui nous permettra de couvrir les nouvelles générations de réseaux locaux sans fil à savoir le WiFi (IEEE 802.11a) et l'HiperLan2 qui s'étalent chacun sur deux bandes distinctes comme illustré sur le tableau 5.1.

A la fréquence de résonance le T.O.S vaut 1.09, ce qui assure une bonne adaptation et par conséquent un bon rendement.

5.3.2 Caractéristiques du champ lointain

Vu l'application à laquelle est dédiée cette antenne, son rayonnement devra être omnidirectionnel. La figure 5.4, illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne (champ total), respectivement dans les plans $\varphi = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$. Ces figures nous permettent d'apprécier le rayonnement omnidirectionnel de l'antenne, qui lui permet d'être parfaitement utilisable pour les communications sans fil.

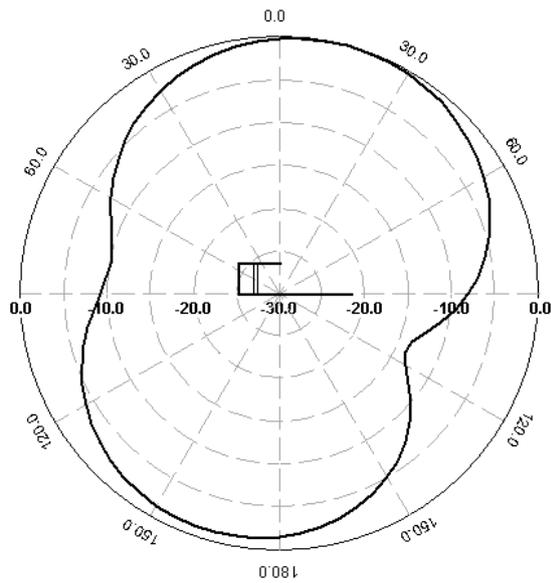
La figure 5.5 illustre les champs E_{left} et E_{right} , dans les trois plans xy , xz et yz . Cette figure permet de déduire que l'antenne possède une polarisation circulaire, qui est attribuée à la géométrie complexe du résonateur. En effet, la fente oblige les courants surfaciques à la contourner et ainsi, ceux-ci sont orientés à la fois suivant ox et oy . De plus la présence d'éléments rayonnant suivant les directions horizontale (languette de court circuit) et verticale (résonateur) constitue un manque de pureté de la polarisation de l'antenne, ce qui est un avantage vu que cette antenne est dédiée à une utilisation en communication sans fil.

Le rendement total de l'antenne est illustré par la figure 5.6. Nous remarquons que l'antenne possède un rendement supérieur à 84.8 % dans la bande passante autour de 2.4 GHz, et un rendement supérieur à 87.5 % dans la bande passante autour de 5.4 GHz. Encore une fois, ces résultats obtenus permettent de dire que cette antenne est parfaitement utilisable dans le domaine des réseaux sans fil.

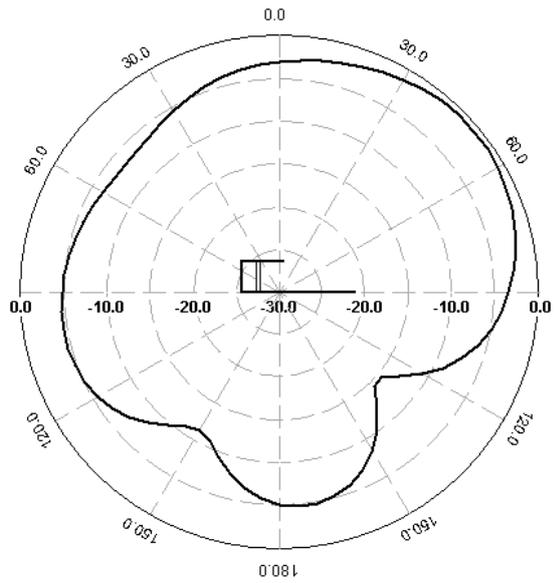
5.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons utilisé la technique de la fente "débouchante" pour créer une nouvelle résonance, ce qui nous a permis de concevoir une antenne bibande couvrant l'ensemble des normes de réseaux locaux sans fil disponibles de nos jours. Le tableau 5.2 illustre les performances de l'antenne conçue.

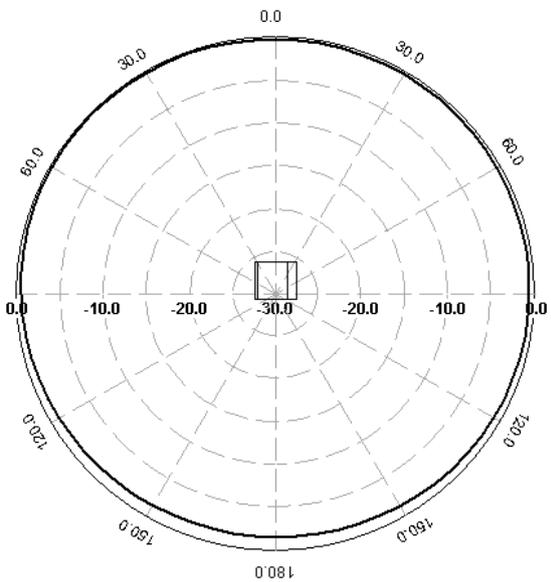
¹Industrial,Scientific and Medical



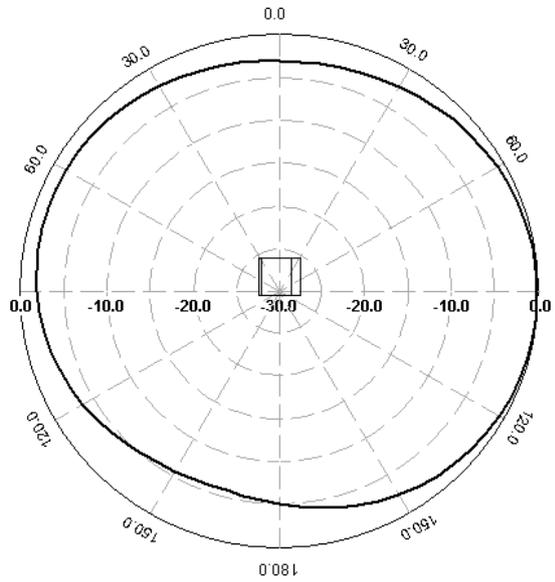
(a) E total, Plan xz, $f=2.41$ GHz



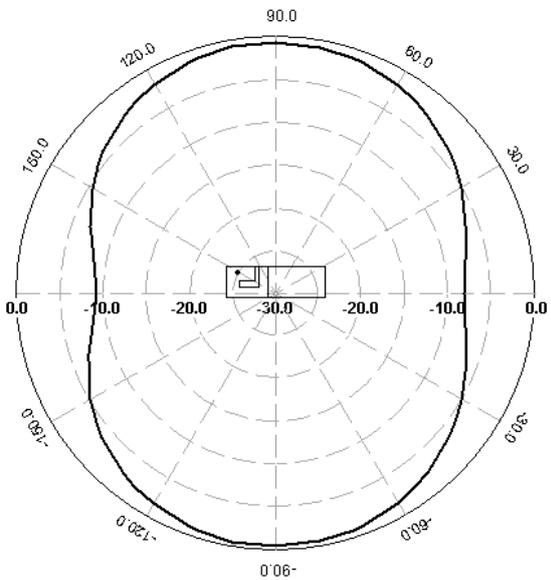
(b) E total, Plan xz, $f=5.48$ GHz



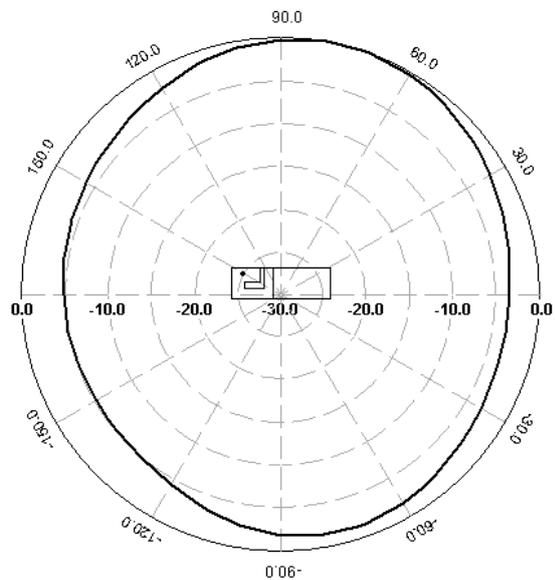
(c) E total, Plan yz, $f=2.41$ GHz



(d) E total, Plan yz, $f=5.48$ GHz



(e) E total, Plan xy, $f=2.41$ GHz



(f) E total, Plan xy, $f=5.48$ GHz

FIG. 5.4 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne (Champs total).

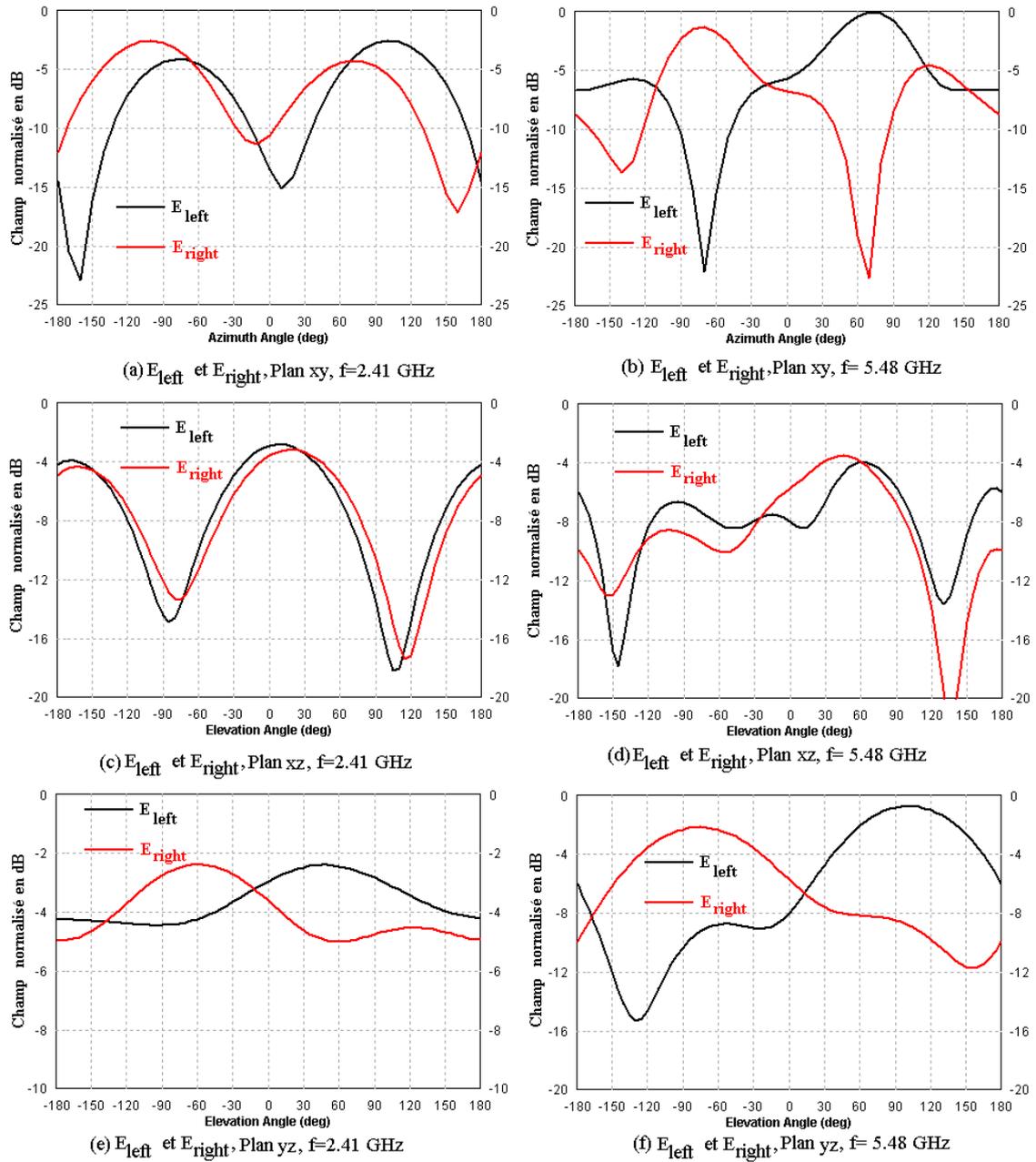


FIG. 5.5 – Champs E_{left} et E_{right} de l'antenne b bande dans les 3 plans.

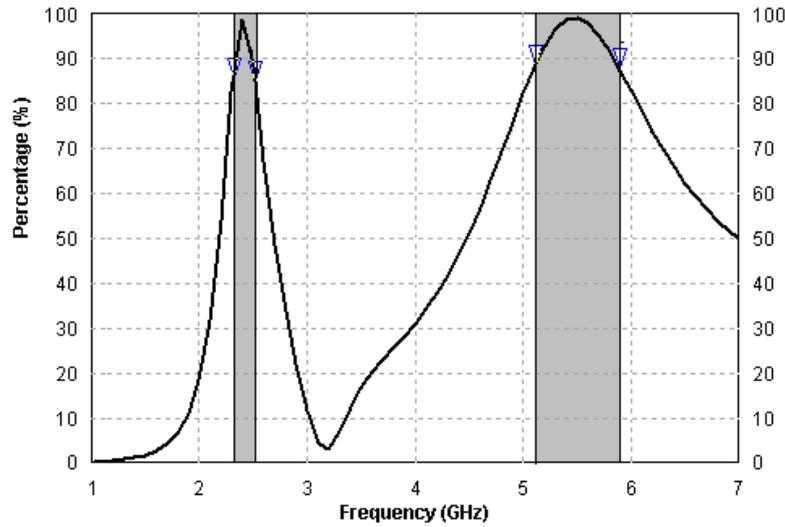


FIG. 5.6 – Rendement de l'antenne bibande.

Fréquence :	2.41 (GHz)
Puissance Incidente :	0.01 (W)
Puissance à l'entrée :	0.00997526 (W)
Puissance rayonnée :	0.00984149 (W)
Rendement total :	98.4149%
Propriétés du champ total :	
Gain :	3.05104 dBi
Directivité :	3.02043 dBi
Maximum :	atteint à (25, 300) deg.
Angles d'ouverture à -3dB :	(95.0843, 180) deg.
Fréquence :	5.48 (GHz)
Puissance Incidente :	0.01 (W)
Puissance à l'entrée :	0.00994243 (W)
Puissance rayonnée :	0.00988278 (W)
Rendement total :	98.8278%
Propriétés du champ total :	
Gain :	3.15307 dBi
Directivité :	3.20428 dBi
Maximum :	atteint à (90, 80) deg.
Angles d'ouverture à -3dB :	(93.989, 152.533) deg.

TAB. 5.2 – Synthèse des performances de l'antenne bibande.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce projet de fin d'études décrivent l'analyse et la conception d'antennes miniatures destinées aux communications mobiles et aux communications sans fil.

Après avoir mené une recherche bibliographique sur les antennes utilisables dans le domaine des télécommunications, il s'est avéré que l'antenne PIFA était l'antenne la plus adéquate de par ses performances pour des applications multibandes, son faible volume et son coût réduit.

Grâce à une étude paramétrique menée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique IE3D, nous avons pu déduire l'influence que pouvaient avoir les dimensions des différents éléments constituant l'antenne sur ses performances. Il s'est avéré que pour concevoir une PIFA possédant des dimensions et des performances fixées, il fallait toujours veiller à trouver un compromis permettant d'avoir un minimum d'encombrement avec des performances optimales.

Nous avons tout d'abord choisi de concevoir une antenne à structure conventionnelle, qui grâce à sa large bande passante (autour de 17%) permet de couvrir trois standards de télécommunications, à savoir DCS/ PCS/ DECT.

Ensuite, nous avons mis en évidence l'un des principes permettant l'émergence d'une nouvelle résonance qui est la fente quart d'onde, pour concevoir une antenne bibande 2.4/5 GHz.

Toutes les structures conçues ont montré des caractéristiques de rayonnement et de rendement adaptées à une utilisation en réseaux sans fil.

Cependant, un autre axe de recherche très intéressant consisterait en l'étude des effets du boîtier en plastique, batterie, éléments corporels de l'utilisateur et autres composants susceptibles de perturber les performances des antennes que nous avons conçues.

Afin de simplifier les géométries de nos structures, nous pourrions également étudier la possibilité d'utiliser plusieurs points d'alimentation. Ce qui permettrait de commuter entre les bandes de fréquence imposées par les différents standards. La commutation en fréquence ainsi que la simplification des géométries pourraient également être réalisées par l'utilisation de composants actifs de type MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems).

Bibliographie

- [1] A. Agha, G. Pujolle, and G. Vivier, *Réseaux de mobiles et réseaux sans fil*. Eyrolles, 2001.
- [2] P. Atelin, *Wi-Fi - Réseaux sans fil 802.11*. Eyrolles, 2006.
- [3] K. Awadalla, "Input impedance of a monopole antenna at the center of a finite ground plane," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-26, pp. 244–248, March 1978.
- [4] D. Azuelos, *Evolution des réseaux sans fil*. Institut Pasteur, 2003.
- [5] A. Bhattacharyya, "Effects of ground plane and dielectric truncations on the efficiency of a printed structure," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-39, no. 3, pp. 303–308, March 1991.
- [6] R. Chair and K. L. K. Lee, "Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, no. 2.
- [7] Y. Cho, G. Son, G. Chae, L. Yun, and J. Hong, "Improved analysis method for broadband rectangular microstrip antenna geometry using e-plane gap coupling," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 22, pp. 1907–1909, October 1993.
- [8] P. Ciais, *Antennes multistandards pour communications mobiles, These pour obtenir le titre de Docteur en Sciences spécialité Électronique*. Université de Nice-Sophia Antipolis UFR sciences, 2004.
- [9] P. Ciais, R. Straj, G. Kossiavas, and C. Luxey, *Antenne miniature quadribande GSM/DCS/PCS/UMTS*. Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications Université de Nice-Sophia Antipolis, 2004.
- [10] C. Demoulin and M. V. Droogenbroeck, *Principe de base du fonctionnement de réseau GSM*. Revue de l'AIM, 2004.
- [11] K. Fujimoto, *Some considerations of small antenna measurements*. Artech House Inc, 1992, ch. 9.
- [12] R. Garelli, N. Royères, and C. Tschopp, *802.11 vs Hyperlan*. Rapport de TER, 2002.
- [13] J. George, M. Deepukumar, and C. Aanandan, "Analysis of a new compact microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 11.
- [14] D. M.-S. H. Hassani, "Study of electromagnetically coupled stacked rectangular patch antennas," *IEEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 1, pp. 7–13, February 1995.
- [15] P. Haapala, P. Vainikainen, and P. Eratnuli, "Dual frequency helical antennas for handsets," *IEEE Vehicular Technology conference*, pp. 336–338, Dec 1996.

- [16] P. Haapla, "Antenna perating in two frequency ranges," *US Patten*t, no. 6112102, Appril 2000.
- [17] S. Hebib, "Etat de l'art des antennes fractales multibandes."
- [18] K. Hirisawa and M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of small and Low-Profile Antennas*. Artech House, 1992.
- [19] J. Huang, "The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns," *IEEE Trans. Ant. Prop*, vol. AP-31, no. 4, pp. 649–655, July 1983.
- [20] M. Huynh, *A Numerical and Experimental Investigation of Planar Inverted-F Antennas for Wireless Communication Applications*. Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [21] M. Huynh and W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-f antenna (pifa) performance," *IEEE Trans. Ant. Prop*, vol. 150, no. 4, pp. 209–213, Aug 2003.
- [22] Y. Hwang, Y. Zhang, G. Zheng, and T. Lo, "Planar inverted f antenna loaded with high permittivity material," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 20.
- [23] C. informatique comment ça marche, "Le wifi," 2005. [Online]. Available : www.commentcamarche.net
- [24] P. V. J. Ollikainen, "Radiation and bandwidth characteristics of two planar multistrip antennas for mobile communication systems," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1186–1190, May 1998.
- [25] B. Kim, S. Park, Y. Yoon, J. Oh, K. Lee, , and G.Koo, "Hexa-band planar inverted-f antenna with novel feed structure for wireless terminals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AWPL, no. 0295, 2006.
- [26] J. Langlois, "Architecture du réseau UMTS," *École des mines*, 2004.
- [27] —, "Architecture générale du réseau GSM," *École des mines*, 2004.
- [28] —, "Le réseau GPRS," *École des mines*, 2004.
- [29] E. Lee, P. Hall, and P. Gardner, "Dual band folded monopole/loop antena for terrestrial communication system," *Electronics letters*, vol. 36, pp. 1990–1991, Appril 2002.
- [30] Z. Liu, P. Hall, and D.Wake, "Dual-frequency planar inverted-f antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1451–1458, Oct 1997.
- [31] A. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 116–119, January 1973.
- [32] K. Luk, R. Chair, and K. Lee, "Small rectangular patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25.
- [33] D. Maldonado, "Dual band antenna," *US Patten*t, no. 5854566, Sept 1998.
- [34] D. Males and G. Pujolle, *Wi-Fi par la pratique*. Eyrolles, deuxième edition, 2004.
- [35] D. Manteuffel, A. Bahr, and D. Heberling, "Design considerations for integrated mobile phone antennas," *11th International Conference on Antennas and Propagation*, pp. 252–256, April 2001.
- [36] M. Martinez-Vazquez, M. Geissler, and D. Heberlig, "Compact dual-band antenna for mobile handsets," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 32, no. 2, pp. 87–88, January 2002.

- [37] A. Meier and W. Summers, "Measured impedance of vertical antennas and effects of finite ground planes," *Proc. IEEE*, vol. 37, pp. 609–616, June 1969.
- [38] P. Mühlethaler, *802.11 et les réseaux sans fils*. Eyrolles, 2002.
- [39] P. Moosavi and L. Shafai, "Directivity of microstrip ring antennas and effects of finite ground plane on radiation parameters," *Ant. Prop. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 672–675, 1998.
- [40] J. Muller, *Wireless Lan technique RF, Wifi, Bluetooth*, Mai 2002.
- [41] G. Pujolle, *Les réseaux*. Eyrolles, 2005.
- [42] S. Raymond, *Wireless LANs*. Tab Books, 2003.
- [43] J. Richmond, "Monopole antenna on circular disk," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-32, no. 12, pp. 1282–1287, Dec 1984.
- [44] P. Roshan and J. Leary, *Réseaux WiFi : notions fondamentales*. Eyrolles, 2004.
- [45] C. Rowell and R. Murch, "A capacitively loaded pifa for compact mobile telephone handsets," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 50, pp. 837–842, May 1997.
- [46] J. Rowley and R. Waterhouse, "Performance of shorted microstrip patch antennas for mobile communications handsets at 1800 mhz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 5, pp. 815–822, May 1999.
- [47] F. Sciences, "Specific absorption rate," 2006. [Online]. Available : www.futura-sciences.com/comprendre/g/definition-sar_1947.php
- [48] J. Shibita, T. Hayashi, and T. Kimura, "Analysis of microstrip circuits using three-dimensional full wave electromagnetic field analysis in the time domain," *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, vol. 36, no. 6, pp. 1064–1070, June 1988.
- [49] Z. Software, site de la firme Zeland software. [Online]. Available : www.zeland.com
- [50] A. Tchoketch, *Contribution à l'analyse des antennes fractales*. Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2005.
- [51] P. Vaudon, *Les antennes imprimées*. IRCOM-Université de Limoges, 2004.
- [52] K. Virga and Y. ahmat Samii, "Low-profile enhanced-bandwidth pifa antennas for wireless communications packaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1879–1888, Oct 1997.
- [53] Y. Wang, C. Lee, and W. Koh, "Design of small and dual-band internal antennas for imt-2000 mobile handsets," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1398–1403, August 2001.
- [54] R. Waterhouse, "Broadband stacked shorted patch," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 2.
- [55] M. Weiner, "Monopole element at the center of a circular ground plane whose radius is comparable to a wavelength," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-35, no. 5, pp. 488–495, May 1987.
- [56] H. Wheeler, "The radiansphere around a small antenna," *Proceedings IRE*, pp. 1325–1331, Aug. 1959.
- [57] E. Wikipédia, "Encyclopédie libre en ligne." [Online]. Available : www.wikipedia.org

- [58] K. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [59] —, *Planar antennas for wireless communications*. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [60] Z. Ying, “Multiband non uniform helical antenna,” *US Patent*, no. 6054566, Aug 2000.
- [61] L. Zaiyd, G. Kossiavas, J. Dauvignac, J. Cazajous, and A. Papierni, “Dual-frequency and broad-band antennas with stacked quarter wavelength elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 4, pp. 654–660, Apr 1999.

Annexe A

Définition du système de coordonnées sphériques

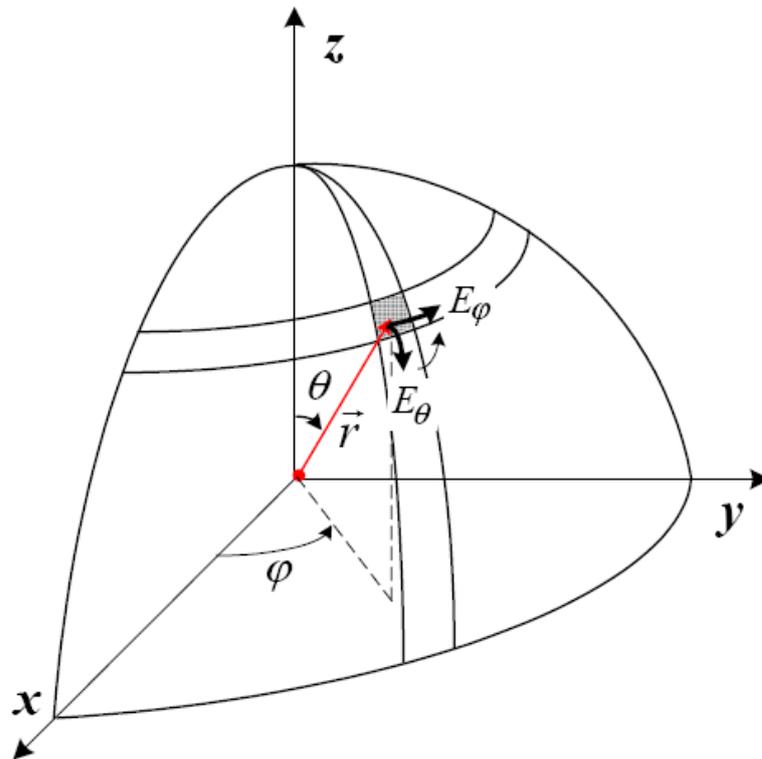


FIG. A.1 – Système de coordonnées sphériques.

Le passage de l'un des systèmes de coordonnées vers l'autre s'effectue comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi & -\sin \varphi \\ -\sin \theta & \cos \varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\varphi} \end{bmatrix}$$

Annexe B

Le modèle de la cavité

Référence [51] : P.VAUDON. "Les antennes imprimées," chapitre 7, pp.3-8, IRCOM-Université de Limoges, 2004.

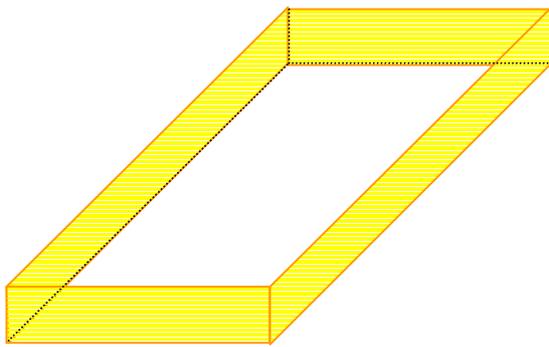
II) Le modèle de la cavité

Il existe une analogie de fonctionnement entre les antennes imprimées et les antennes filaires : les distributions de courants qui génèrent le champ rayonné sont imposées par des modes résonnants. Dans le cas des antennes filaires, il s'agit de modes stationnaires à une dimension, dans le cas des antennes imprimées, il s'agit de modes stationnaires à trois dimensions.

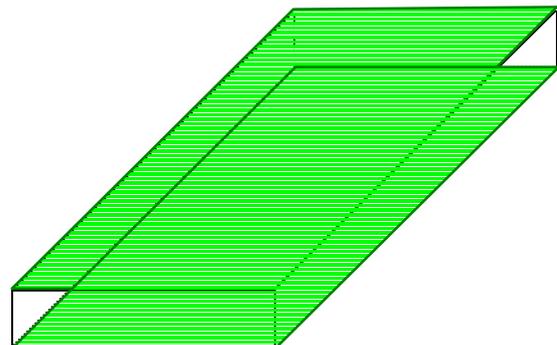
Dans le modèle de la cavité, on identifie l'antenne imprimée à une cavité résonnante dans laquelle on est capable de mettre en évidence les modes qui peuvent s'installer. Chaque mode conduit à une distribution de courant sur le patch, et le diagramme de rayonnement peut être calculé en faisant rayonner ces courants.

La nature des modes dépend de la forme du patch. Nous allons développer un modèle pour un patch rectangulaire, mais l'étude analytique peut être menée pour des patches ayant la forme d'un disque ou d'un anneau, voire des formes plus exotiques

Un patch rectangulaire sera assimilé à une cavité ayant deux murs électrique parfaits (qui correspondent aux surfaces parfaitement conductrices), et quatre murs magnétiques parfaits (Figure XII-4) :



Quatre murs magnétiques



Deux murs électriques

Figure XII-4 : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité

Afin de permettre une mise en équation des modes stationnaires, la cavité est placée dans un repère (O,x,y,z) et présente les dimensions suivantes : a suivant l'axe des x , b suivant l'axe des y , h suivant l'axe des z (Figure XII-5).

Les hypothèses qui vont être utilisées pour déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité sont les suivantes :

- Les murs électriques dans les plans $z = 0$ et $z = h$ sont idéaux
- Les murs magnétiques dans les plans $y = 0$, $y = b$, $x = 0$, $x = a$ sont idéaux
- La hauteur h du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde λ correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (fréquence du mode excité)

Cette dernière hypothèse a des conséquences importantes : puisque le champ électrique tangentiel est nul en $z = 0$ et $z = h$, on en déduit que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans.

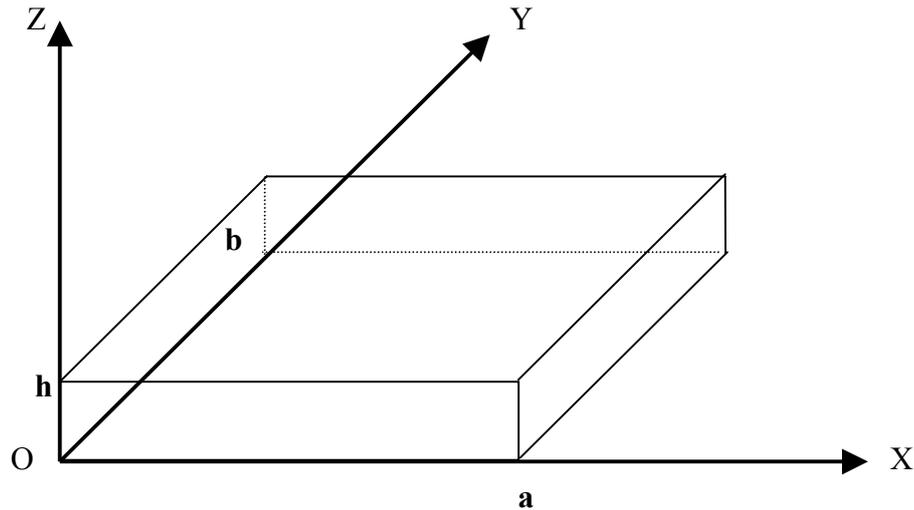


Figure XII-5 : Représentation de la cavité dans un repère (O,x,y,z)

De plus, la condition $h \ll \lambda$ indique que le champ électromagnétique ne varie quasiment pas sur la hauteur h .

En rassemblant ces conclusions, le champ électrique interne à la cavité ne peut être orienté que suivant Oz , et doit être constant sur une ligne de champ entre les deux plans parfaitement conducteur (car les lignes de champ sont parallèles).

Nous désignerons donc le champ électrique interne à la cavité, porté par la direction Oz par :

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{U}_z \quad (\text{XII-1})$$

De l'équation de MAXWELL :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (\text{XII-2})$$

dans laquelle B représente le champ magnétique interne, on déduit :

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ E_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -j\omega B_x \\ -j\omega B_y \\ -j\omega B_z \end{pmatrix} \quad (\text{XII-3})$$

soit encore :

$$\vec{B} = -\frac{1}{j\omega} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{U}_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{U}_y \right\} = B_x \vec{U}_x + B_y \vec{U}_y \quad (\text{XII-4})$$

On note qu'il n'existe pas de composante de champ magnétique suivant Oz , et donc que les lignes de champ magnétiques sont parallèles au plan $z = 0$.

L'équation de propagation :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{XII-5})$$

se simplifie car il n'existe qu'une composante de champ suivant Oz et cette composante n'a pas de dépendance en z :

$$\frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial y^2} + k^2 E_z(x, y) = 0 \quad (\text{XII-6})$$

La recherche d'une solution à variables séparées conduit à poser :

$$E_z(x, y) = f(x) \cdot g(y) \quad (\text{XII-7})$$

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (\text{XII-8})$$

L'équation (XII-6) se ramène à la résolution de deux équations indépendantes :

$$\frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} + k_x^2 f(x) = 0 \quad (\text{XII-9})$$

$$\frac{\partial^2 g(y)}{\partial y^2} + k_y^2 g(y) = 0 \quad (\text{XII-10})$$

dont les solutions évidentes sont :

$$f(x) = A \cdot \cos(k_x \cdot x) + B \cdot \sin(k_x \cdot x) \quad (\text{XII-11})$$

$$g(y) = C \cdot \cos(k_y \cdot y) + D \cdot \sin(k_y \cdot y) \quad (\text{XII-12})$$

où A, B, C, D, sont 4 constantes qui dépendent des conditions aux limites.

Le champ électrique E_z se présente donc sous la forme :

$$E_z(x, y) = [A \cdot \cos(k_x \cdot x) + B \cdot \sin(k_x \cdot x)] \cdot [C \cdot \cos(k_y \cdot y) + D \cdot \sin(k_y \cdot y)] \quad (\text{XII-13})$$

Les conditions aux limites sur les surfaces parfaitement conductrices ont déjà été utilisées pour préciser la direction du champ électrique dans la cavité.

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit :

$$B_x = 0 \quad \text{en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (\text{XII-14})$$

$$B_y = 0 \quad \text{en } x = 0 \text{ et } x = a \quad (\text{XII-15})$$

De (XII-4) et (XII-14), on déduit :

$$B_x = 0 \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial y} = 0 \quad (\text{XII-16})$$

$$- C \cdot k_y \cdot \sin(k_y \cdot y) + D \cdot k_y \cdot \cos(k_y \cdot y) = 0 \quad \text{en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (\text{XII-17})$$

$$\text{En } y = 0 \quad \Rightarrow \quad D = 0 \quad (\text{XII-18})$$

$$\text{En } y = b \quad \Rightarrow \quad k_y \cdot b = n \cdot \pi \quad \Rightarrow \quad k_y = n \cdot \pi / b \quad (\text{XII-19})$$

n étant un entier à priori quelconque.

De (XII-4) et (XII-15), on déduit :

$$B_y = 0 \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial x} = 0 \quad (\text{XII-20})$$

$$- A \cdot k_x \cdot \sin(k_x \cdot x) + B \cdot k_x \cdot \cos(k_x \cdot x) = 0 \quad \text{en } x = 0 \text{ et } x = b \quad (\text{XII-21})$$

$$\text{En } x = 0 \quad \Rightarrow \quad B = 0 \quad (\text{XII-22})$$

$$\text{En } x = b \quad \Rightarrow \quad k_x \cdot a = m \cdot \pi \quad \Rightarrow \quad k_x = m \cdot \pi / a \quad (\text{XII-23})$$

m étant un entier à priori quelconque.

En utilisant les expressions de k_x et k_y obtenus ci-dessus, et en tenant compte de la nullité des constantes B et D , le champ électrique (XII-13) s'écrit sous la forme suivante, à une constante multiplicative près qui est posée arbitrairement égale à A :

$$E_z(x, y) = A \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{XII-24})$$

Les composantes de champ magnétiques s'obtiennent à partir de la relation (XII-4) :

$$B_x(x, y) = A \frac{n\pi}{j\omega b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{XII-25})$$

$$B_y(x, y) = -A \frac{m\pi}{j\omega a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{XII-26})$$

Les entiers m et n indiquent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions x et y . Le mode suivant la direction z a été identifié comme correspondant à un entier $p = 0$, car tous les champs sont constants suivant cette direction pour des raisons évoquées supra.

La relation (XII-8) permet de calculer la fréquence de résonance de chacun de ces modes. Réécrite avec les expressions de k_x et k_y données en (XII-19) et (XII-23), elle permet de prévoir la fréquence de fonctionnement de l'antenne :

$$k^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{XII-27})$$

$$k^2 = \omega^2 \cdot \epsilon \cdot \mu = 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \epsilon \cdot \mu \quad (\text{XII-28})$$

D'où on déduit :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{XII-29})$$

En pratique, le mode le plus utilisé est le mode $(m, n, p) = (1, 0, 0)$ ou $(m, n, p) = (0, 1, 0)$. On notera que l'entier p qui est associé à la direction Oz est toujours pris égal à 0 car suivant cette dimension, les composantes de champ électromagnétique sont constantes à l'intérieur de la cavité.

Quel que soit le mode utilisé, il est utile de représenter l'allure des champs électriques et magnétiques, ainsi que l'allure du courant sur le patch. Nous proposons de donner une représentation de ces éléments dans le cas du mode fondamental $(1, 0, 0)$. En remplaçant les valeurs de $m = 1$ et $n = 0$ dans l'expression des champs XII-24, XII-25, XII-26, et en choisissant arbitrairement la constante $A = 1$, on obtient :

$$E_z(x, y) = \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) \quad (\text{XII-30})$$

$$B_x(x, y) = 0 \quad (\text{XII-31})$$

$$B_y(x, y) = j \frac{\pi}{\omega a} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \quad (\text{XII-32})$$

Sur ce mode, les champs ne dépendent pas de y et sont donc constants suivant cette direction.

La quadrature temporelle (j) entre les champs électriques et magnétiques traduit les échanges d'énergie sous les formes électriques et magnétiques dans la cavité : en une abscisse x donnée, lorsque le module du champ électrique est maximum, le champ magnétique est nul, et réciproquement.

Les figures suivantes donnent une représentation des champs et courants sur le mode fondamental.

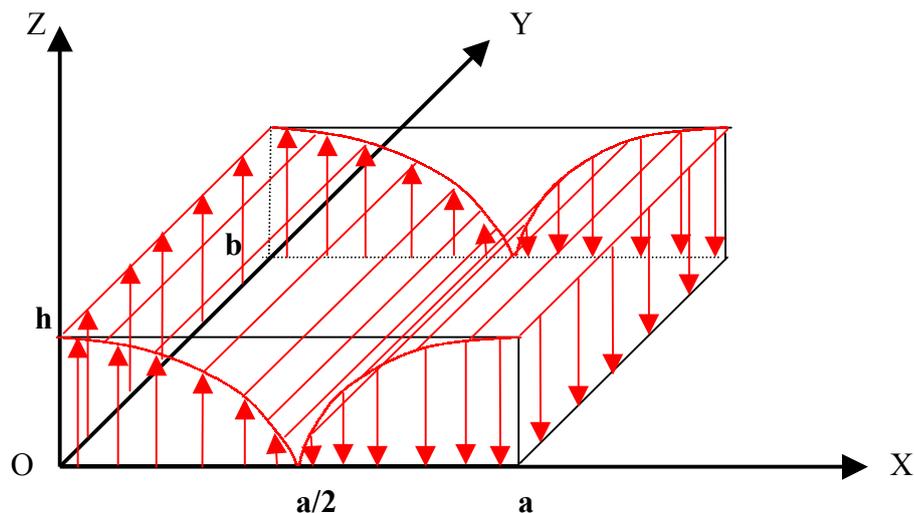


Figure XII-6 : Représentation du champ électrique dans la cavité sur le mode $TM_{1,0,0}$.

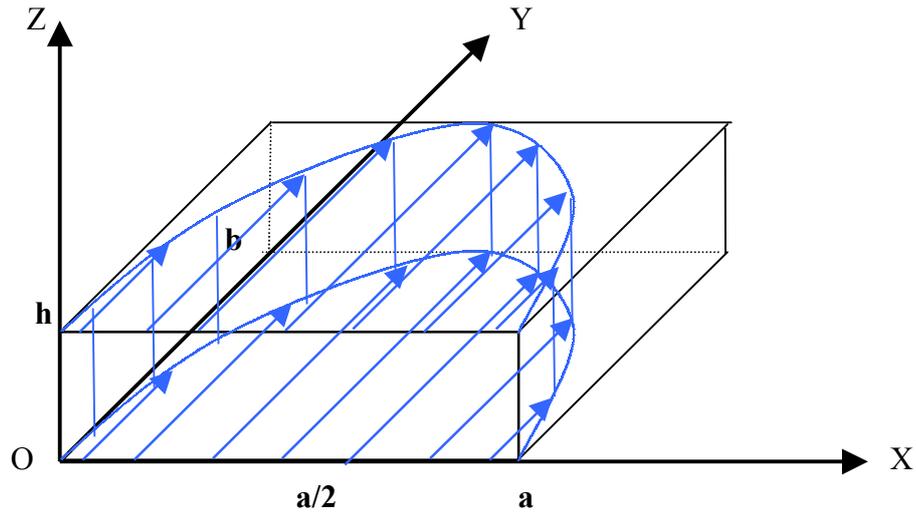


Figure XII-7 : Représentation du champ magnétique dans la cavité sur le mode $TM_{1,0,0}$.

Cette figure doit être interprétée en rappelant que la longueur de la flèche représente l'amplitude du champ magnétique, et que ce champ n'a pas de variation en z , ni de variation en y : en d'autres termes, pour une abscisse x donnée, il est identique pour chaque cote y lorsque l'on se déplace suivant un axe parallèle à Oy à l'intérieur de la cavité.

Les courants à la surface du patch sont donnés par la relation :

$$\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{U}_z \wedge \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (\text{XII-33})$$

soit donc :

$$\vec{J}(x, y) = j \frac{\pi}{\omega \mu a} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \vec{U}_x \quad (\text{XII-34})$$

On peut leur associer la représentation de la figure XII-8.

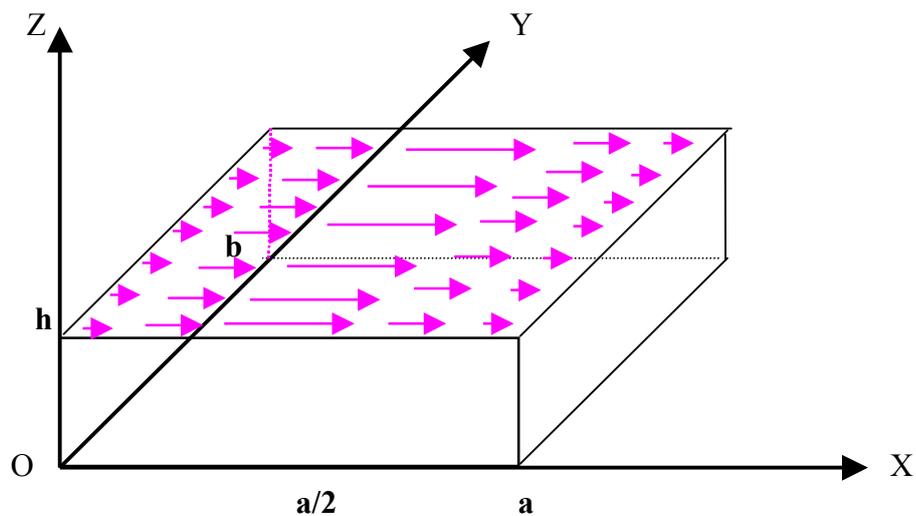


Figure XII-8 : Représentation des courants sur le patch sur le mode $TM_{1,0,0}$.

Annexe C

La Méthode des Moments

(Référence utilisée pour cette annexe : [50])

Le logiciel de simulation électromagnétique IE3D est basé sur la méthode des moments. Cette méthode a pour but la transformation d'une équation fonctionnelle en un système d'équations linéaires. Ce dernier peut être facilement résolu par des méthodes matricielles numériques.

La forme de l'équation fonctionnelle qui nous intéresse est de la forme :

$$L(f) = g \quad (\text{C.1})$$

Où L est un opérateur linéaire pouvant être différentiel, intégral ou intégro-différentiel. g est une fonction connue (excitation).

f est la fonction à déterminer (ou à estimer).

L'opérateur L est caractérisé par son domaine de définition (l'ensemble de fonctions auxquelles il est applicable), et sa portée (l'ensemble de fonctions résultantes). Le problème consiste à trouver dans le domaine de définition une fonction f qui vérifie l'équation C.1 pour avoir en résultat une fonction g . Si cette fonction f existe et est unique le problème est dit déterministe.

La méthode nécessite également la définition d'un produit intérieur, vérifiant les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \langle f, g \rangle &= \langle g, f \rangle \\ \langle \alpha f + \beta g, h \rangle &= \alpha \langle f, h \rangle + \beta \langle g, h \rangle \\ \langle f^*, f \rangle &= \begin{cases} 0 & \text{si } f=0 \\ > 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (\text{Où } f^* \text{ est le conjugué de } f) \end{aligned}$$

La méthode consiste à décomposer la fonction f en séries de fonctions de bases connues pondérées par des coefficients à déterminer. Cela peut être résumé algébriquement par l'équation suivante :

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n \cdot f_n \quad (\text{C.2})$$

N est le nombre de fonctions de bases f_n qui décomposent la fonction f . théoriquement, la fonction f peut être obtenue d'une façon exacte si N tend vers l'infini, pratiquement ce n'est pas le cas, car on ne peut calculer une somme dont le nombre de termes est infini. Pour ce faire, on se contente d'un nombre N fini satisfaisant le cas réel.

En remplaçant C.2 dans C.1, tout en tenant compte de la linéarité de l'opérateur L , on aura

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n L(f_n) = g \quad (\text{C.3})$$

L'étape suivante est l'introduction des fonctions de test notées w_n pour appliquer le produit intérieur aux deux termes de (C.3)

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle L(f_n), w_n \rangle = \langle g, w_n \rangle \quad \text{pour tout } n = 1 \dots N \quad (\text{C.4})$$

On aura finalement N équations de la forme de C.4, qui peuvent être écrites sous une forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \langle w_1, L(f_1) \rangle & \dots & \langle w_1, L(f_n) \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \langle w_n, L(f_1) \rangle & \dots & \langle w_n, L(f_n) \rangle \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_n, g \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

En désignant le premier terme de gauche par $[G_{mn}]$; le deuxième terme de gauche par $[\alpha_n]$ et le terme de droite par $[g_m]$, le système matriciel devient :

$$[G_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (\text{C.6})$$

La résolution de système de N inconnus α_n permet d'estimer la fonction f par sommation des fonctions de bases f_n pondérées par les coefficients α_n désormais connus.