

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

UNIVERSITE SAAD DEHLEB BLIDA
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département : Aéronautique



**Mémoire pour l'obtention
Du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique**

**Spécialité : Navigation Aérienne
Option : Installation**

THEME:

**Etude et simulation des antennes
planaires**

Présenté par :

**M^r. :MERAD omar.
M^r. : BEN YAHIA tadj.**

Encadré par :

Mme: OTHMANE.

Annee universitaire: 2007 /2008.

Remerciements

Premièrement et avant tout nous remercions Dieu de nous avoir donné la foie, la force et la santé pour lire écrire et produire. Ensuite un remerciement particulier à nos parents qui n'ont pas cessé de nous soutenir tout au long de notre cursus.

On tient à remercier, Mme OTHMANE notre promotrice, qui a assurée la direction scientifique de ce travail. On remercie son attention, ses précieux conseils, ainsi que la confiance qu'il nous a toujours témoignée, on voudrait qu'il trouve ici l'expression de notre gratitude et toute notre sympathie.

On exprime notre profonde gratitude à l'ensemble des enseignants qui ont contribué à assurer notre formation et qui nous ont aidé de près ou de loin à acheminer ce travail.

Notre gratitude aussi à notre ami BENBRAHIM seyf elislam qui nous a aidé à acheminer ce travail .Et enfin à tous nos collègues de la promotion d'ingénieur 2008 pour tous les moments de joie et de bonheur.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents qui m'ont aidé d'un grand soutien

*Que je n'oublierais jamais, leurs soutien pendant toutes mes études,
Pour leurs bien veillant de ma Réussite depuis mon existence,*

*Qu'ils soient remerciés pour
Leurs éducation, encouragement.*

*Mes frères : djamel , mohammed .
et mes sœur : amel , nawel et hanane
ainsi qu'a ma proche famille .*

A ma chère dame nesrine qui me partagera le reste de la vie.

A mes amis ;rachid ,ibrahim,hamou et amine.

A mes collègues de promotion

*Pour conclure, je remercie tout ceux qui ont contribué de près
Et de loin à la réalisation de Ce travail.*

Benyahia tadj



Résumé

Dans ce modeste travail on s'intéresse à étudier un type particulier des antennes qui est l'antenne planaire, et on a exposé sa technologie et sa structure ainsi on a traitées ces caractéristiques puis on a passé a ses applications dans la nouvelle technologie de télécommunication « technologie ultra large bande UWB» qui est utilisé beaucoup de nos jours.

Abstract

In this modest work we interested to study a particular kind of the antennas which is the planar antenna, and we exposed his technology and its structures thus we treated these characteristics then we passed to his applications in the new technology of telecommunication "technology ultra broad band UWB" which is used much nowadays.

ملخص

قمنا في هذا العمل المتواضع بدراسة نوع خاص من الهوائيات دراسة وصفية كاملة تعرضنا فيها الى خصائص هذا النوع الهيكلية و الفيزيائية وكذا عرضنا مميزاتة البنيوية والكهروميسية ثم انتقلنا الى استعمالته في قطاع الاتصالات اللاسلكية المتطورة بتكنلوجية الشريط دا العرض الكبير التي اصبحت حلا لاشكالية ازدحام موجات التوتر العالي.

BIBLIOGRAPHIE

- ✦ Per H.LEHNE and Magne Pattersen, "An overview of smart antenna technology for mobile communications systems", IEEE communications surveys, 1999, [www.symena.com/ Smart/ Antennas/ No technical/ Introduction- SYMENA.pdf](http://www.symena.com/Smart/Antennas/No%20technical/Introduction-SYMENA.pdf)

- ✦ Jens Baltersee, "Smart Antennas and Space-Time processing", cours, May 1998, [www.mprg.org/people/buehrer/research/ docs/smartantenna.pdf](http://www.mprg.org/people/buehrer/research/docs/smartantenna.pdf)

- ✦ Byung-ki Kim, "Smart Base Station Antenna Performance for Several Scenarios—an Experimental and Modeling Investigation", PhD thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, May 2002.

- Ivica Stevanovik, Anja Skrivervik and Juan R. Mosig "Smart Antenna Systems for MobileCommunications"finalreport

- ✦ Hugues Benoit-Cattin, « filtrage adaptative », cours traitement de signal, INSA-Lyon, Département Télécommunications, Services & Usages.

- ✦ R.BRAULT, ingénieur ESE et R.PIAT, F3 XY. Les antennes 8^e édition 1975 E.T.S.F

- ✦ Ali Mansour, « contribution à la séparation aveugle de sources », PhD thesis, Mars 1992, www.ensieta.fr/e3i2/Doc/AMansour.pdf

- ✦ Cours : "électromagnétisme1",2002-2003, [//nanotubes.epfl.ch/education/ teaching/electromagnetisme.pdf](http://nanotubes.epfl.ch/education/teaching/electromagnetisme.pdf)

- ✦ Cours://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/unrestricted/ch3.pdf

SOMMAIRE

INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE I : THÉORIE DE L'ÉLECTROMAGNÉTISME ET DES ANTENNES	
I. BASES THEORIQUES DES ANTENNES.....	2
I.1. <i>Système de coordonnées sphériques- représentation du vecteur</i>	2
I.2. <i>Rayonnement électromagnétique</i>	2
I.3. <i>Génération d'onde</i>	3
I.4. <i>Révision de la théorie d'électromagnétisme</i>	4
II. <i>Antennes</i>	6
II.1. <i>paramètres des antennes</i>	7
II.2. <i>Types d'antenne</i>	13
CHAPITREII: ANTENNES COMPACTES À LARGE BANDE	
I. TECHNIQUES DE RÉDUCTION DES DIMENSIONS D' ANTENNE MICRORUBAN.....	18
II. TECHNIQUES D'ÉLARGISSEMENT DE BANDE.....	20
III.DOUBLE FRÉQUENCE ET DOUBLE POLARISATION.....	22
IV POLARISATION CIRCULAIRE.....	23
V ANTENNES PIFAS.....	26
V.1. <i>Applications des antennes PIFAs</i>	27
V.2. ANTENNES MINIATURES MULTINORME GSM/DCS/PCS/UMTS.....	28
V.3. <i>Géométrie de l'antenne</i>	28
V.4. <i>Résultas</i>	29
V.5. <i>Conclusion</i>	30
VI. ANTENNES PLANAIRES EN ULTRA LARGE BANDE.....	31
VI.1. <i>Antenne ASPA</i>	31
VI.2. <i>Antenne patch à fente en spirale</i>	32
VI.3. <i>Rangée d'antennes patch</i>	33
CHAPITRE III : LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE	
III LA TECHNOLOGIE ULTRA WIDE BAND.....	36
III 3.1. <i>Caractéristiques principales de la technologie UWB</i>	37
III 3.2. <i>Radio par impulsion, transmission sans porteuse</i>	38
III 3.3. <i>Emission ; les différentes techniques de modulation</i>	39
III.4. <i>Réception et démodulation</i>	39
III.5. <i>Canal de propagation</i>	40
III.6. <i>Multi-trajets</i>	43
III.7. <i>Méthodes d'accès multiple</i>	43
III.8. <i>Antennes</i>	44
3.9. <i>Trame</i>	45
III. 4LES APPLICATIONS DE L'ULTRA WIDE BAND.....	49
.III.5. <i>UWB et les radars</i>	49
.III6. <i>Applications potentielles</i>	50
5.3. <i>Applications commerciales et soutien des industriels</i>	50
5.4. <i>Les standards IEEE 802.15.3 et IEEE 802.15.3a</i>	54
6. L'UWB ET LE MARCHÉ DU « SANS FIL ».....	54

6.1. Cohabitation UWB/802.11	54
6.2. Positionnement dans les WPAN	55
6.3. Comparaison avec Bluetooth	55
6.3.1 Quelques caractéristiques similaires	56
6.3.2 Des performances différentes	56
6.3.3 Comparaison avec Bluetooth	57
6.4. L'UWB face à 802.11	59
6.4.1 Technique de modulation et de transmission	60
6.4.2 Architecture réseau	61
6.4.3 Méthode d'accès	61
6.5. L'UWB et Wimax	62
7. CONCLUSION	63

CHAPITRE V : SIMULATION

I. SIMULATION	65
I.1. Élément rectangulaire	65
I.2. Antenne multi couches	70
I.3. Simulation d'autres formes	73
CONCLUSION	74
SOMMAIRE	75
BIBLIOGRAPHIE	77

I. Base théorique des antennes

I.1 Système de coordonnées sphériques

On utilise en électromagnétisme les coordonnées sphériques pour représenter un vecteur. Le système de coordonnées sphériques est défini par le repère mobile $(M, \vec{u}_r, \vec{u}_\theta, \vec{u}_\varphi)$ illustré par la Figure I.1.

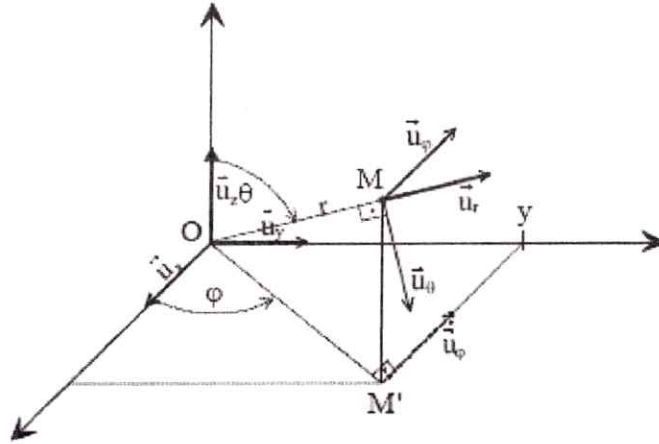


Figure I1 : représentation du vecteur aux coordonnées sphériques

Soit M' la projection de M sur le plan xOy ; le vecteur \vec{u}_φ a été reporté en pointillé sur M' pour expliquer sa construction.

On remarque :

- \vec{u}_r est parallèle au segment OM .
- \vec{u}_θ est perpendiculaire à \vec{u}_r dans le plan Moz et son sens est celui de θ .
- \vec{u}_φ est perpendiculaire à \vec{u}_r dans le plan xOy et son sens est celui de φ .
- Le repère mobile est orthonormé : les trois vecteurs $\vec{u}_r, \vec{u}_\theta$ et \vec{u}_φ sont perpendiculaires l'un à l'autre et de module 1.

I.2 Rayonnement électromagnétique

Une onde électromagnétique (EM) est constituée d'un champ électrique E et d'un champ magnétique H . Dans le vide, ces deux champs sont orthogonaux et transverses (perpendiculaires à la direction de propagation), d'où c'est une onde TEM (Transverse Electro-Magnétique).

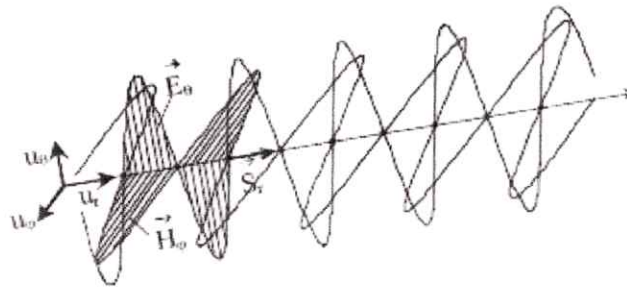


Figure I2 : Onde TEM

On a :

Cas général	Dans le vide	
$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$	$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$	(I.1)

$\vec{E} = \vec{Z} \times \vec{H}$	$ \vec{E} = Z_0 \cdot \vec{H} $	avec $Z_0 = \frac{ \vec{E} }{ \vec{H} } = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 376.7\Omega$	(I.2)
------------------------------------	-----------------------------------	--	-------

$ \vec{E} = c \cdot \vec{B} $	avec $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$	(I.3)
---------------------------------	---	-------

\vec{S} : est le vecteur de Poynting, la partie réelle de \vec{S} indique la direction et le sens de l'écoulement de l'énergie. à savoir que dans le vide, \vec{S} est purement réel.

Z_0 : est l'impédance caractéristique du vide, cette impédance a un peu le même rôle que l'impédance caractéristique d'une ligne. Dans l'espace, les choses sont plus compliquées, car les ondes EM se propagent dans les trois directions de l'espace.

I.3 Génération d'une onde EM

Une onde EM se propageant dans l'espace peut être produite:

- a) par des **courants**, représentés vectoriellement par une densité de courant J en A/m2. C'est le cas des antennes filaires.
- b) par une **ouverture** dans un volume où règne un champ EM, par exemple l'extrémité ouverte d'un guide d'onde. C'est le principe des antennes paraboliques.

La Figure 1.3 illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

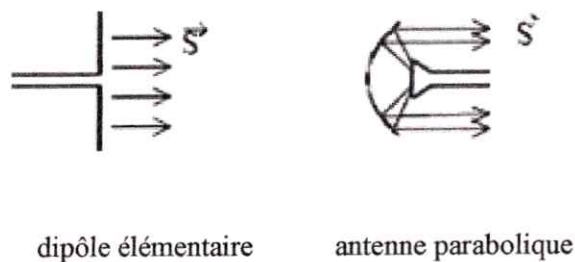


Figure I.3 : Génération d'onde

I.4 Théorie de l'électromagnétisme

En 1873, Maxwell a réuni les travaux de Coulomb, Ampère, Faraday et autres dans un ensemble d'équations qui portent aujourd'hui son nom et qui décrivent les phénomènes électromagnétiques au niveau macroscopique. Maxwell a introduit, aussi, le terme de courant de déplacement qui, à l'époque, a conduit à la découverte des ondes électromagnétiques.

Les champs sont des quantités vectorielles, ce qui veut dire qu'ils sont caractérisés par une amplitude et une direction. L'amplitude du champ statique peut varier avec la position. Les champs variables avec le temps sont des fonctions de la position et du temps. En coordonnées

Comme le courant est un déplacement de charge, \vec{J} est relié à ρ . Ils sont reliés par l'équation de continuité

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (\text{I.12})$$

Qui est une formulation de la loi de conservation de la charge.

La forme intégrale des équations de Maxwell est plus facilement applicable aux problèmes concernant le comportement du champ dans une région de l'espace. En forme phasor, elles s'écrivent :

$$\int_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -j\omega \int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{I.13})$$

$$\int_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s J \cdot d\vec{S} + j\omega \int_s \vec{D} \cdot d\vec{S} \quad (\text{I.14})$$

$$\int_s \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_v \rho \cdot dV \quad (\text{I.15})$$

$$\int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (\text{I.16})$$

L'équation (I.13) est la loi de *Faraday*. Pour une antenne-cadre, l'intégrale de gauche donne la tension induite aux bornes due à l'intégrale de la dérivée temporelle du flux magnétique qui passe par le cadre. L'équation (I.14) est une version modifiée de la loi d'Ampère. Pour des champs statiques ($\omega = 0$), l'intégrale du champ magnétique autour d'un trajet fermé donne le courant coulant par la surface bornée de ce trajet. Si on considère un condensateur, qui n'a aucune charge électrique entre ses plaques ($\vec{J} = 0$), l'équation (I.15) montre que le courant est dû à l'intégrale de la dérivée temporelle d'un champ électrique qui passe par une surface fermée est égale à la charge totale contenue dans ce volume. Il n'y a pas de charge magnétique connue, donc l'équation (I.16) dit que les lignes du flux magnétique se ferment sur elles mêmes.

La densité du flux électrique s'exprime comme :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (\text{I.17})$$

Où \vec{E} , c'est le champ électrique appliqué et \vec{P} est le vecteur de polarisation électrique. Pour un milieu linéaire :

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi_e \vec{E} \quad (\text{I.18})$$

Où χ_e est la susceptance électrique. En remplaçant (I.17) en (I.18) on peut définir la permittivité complexe du milieu comme étant :

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_0 (1 + \chi_e) \quad (\text{I.19})$$

Habituellement la partie réelle de (1.19) est divisée par ϵ_0 et dénommée constante diélectrique relative.

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon'}{\epsilon_0} \quad (\text{I.20})$$

Cette constante est donnée dans les spécifications du matériel. La partie imaginaire tient compte des pertes dans le matériel. Le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle s'appelle la tangente des pertes et on peut l'écrire :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (\text{I.21})$$

La tangente de pertes, $\tan \delta$ fait partie des spécifications des substrats. En principe elle doit être la plus faible possible, par exemple 0.001.

De la même façon, B est relié à H suivant l'équation :

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi_m)\vec{H} = \mu\vec{H} \quad (\text{I.22})$$

Où μ est la perméabilité du matériel et χ_m est sa susceptibilité magnétique complexe.

Comme dans le cas de la permittivité, μ peut être complexe, $\mu = \mu' - j\mu''$, s'il y a des pertes. La perméabilité relative est :

$$\mu_r = \frac{\mu'}{\mu_0} \quad (\text{I.23})$$

Enfin, dans des matériels comme les métaux il y a des électrons libres qui peuvent réagir avec un champ électrique appliqué. Les charges électriques bougent dans la direction du champ appliqué et le résultat est l'apparition d'un courant électrique. La relation entre la densité du courant et le champ appliqué est exprimée comme :

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (\text{I.24})$$

Où σ est la conductivité. Pour les métaux, qui sont des bons conducteurs, la conductivité est d'environ $1 \text{ à } 5 \times 10^8 \text{ S/m}$.

II. Antennes

✕ Une antenne est un composant qui rayonne et reçoit la puissance Radiofréquence ou la puissance micro-onde. C'est un dispositif réciproque, et la même antenne peut servir comme un dispositif de réception et d'émission. Les antennes sont des structures qui fournissent des transitions entre les ondes guidées et celles de l'espace libre. Des ondes guidées sont confinées aux frontières d'une ligne de transmission pour transporter des signaux d'un point à l'autre, tandis que les ondes de l'espace libre rayonnent sans limites. Une ligne de transmission est conçue pour avoir très petite perte de rayonnement, tandis que l'antenne est conçue pour avoir un rayonnement maximum. Le rayonnement se produit en raison des discontinuités (qui causent la perturbation des champs ou courants), courants non équilibrés, et autres.

Il y a beaucoup de types d'antennes. Elles peuvent être classifiées dans différentes manières, à savoir :

Pour illustrer quelques paramètres on va utiliser une antenne de type dipôle, le champ associé à un petit dipôle a trois composantes, E_r , H_φ et E_θ en coordonnées sphériques. Pour un dipôle situé à l'origine, de longueur dl , suivant l'axe O_z , les champs sont donnés par:

$$E_r = \frac{j\eta_0 Idl}{2\pi k_0} \cos\theta \left(\frac{jk_0}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{-jk_0 r} \quad (\text{I.25})$$

$$E_\theta = -\frac{j\eta_0 Idl}{4\pi k_0} \sin\theta \left(-\frac{k_0^2}{r} + \frac{jk_0}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{-jk_0 r} \quad (\text{I.26})$$

$$H_\varphi = \frac{Idl}{4\pi} \sin\theta \left(\frac{jk_0}{r} + \frac{1}{r^2} \right) e^{-jk_0 r} \quad (\text{I.27})$$

Ici η_0 est l'impédance du vide, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$; I est le courant sur le dipôle; k_0 est le nombre d'onde. $k_0 = 2\pi/\lambda_0$; λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et r est la distance radiale jusqu'au dipôle. θ est mesuré à partir de l'axe du dipôle (l'axe Z). A cause de la symétrie, les champs du dipôle ne dépendent pas de l'angle φ . Les termes qui contiennent $1/r^2$ et $1/r^3$ sont associés à l'accumulation d'énergie autour de l'antenne. Les termes qui contiennent $1/r$ deviennent dominants aux grandes distances et ils représentent la puissance rayonnée par l'antenne.

Les termes en $1/r^2$ et $1/r^3$ sont dénommés les composantes de champ réactif ou de *champ proche*. Ils sont dominants dans une région autour de l'antenne délimitée par une sphère de rayon $r \leq 0.62 \cdot \sqrt{D^3/\lambda_0}$, où D est la plus large dimension de l'antenne. La région sphérique définie pour $r \geq 2D^2/\lambda_0$ est la zone du *champ éloigné* ou la *zone de Fraunhofer*. La zone qui est comprise entre ces deux régions s'appelle la *zone de Fresnel*.

Pour un petit dipôle, les composantes du champ éloigné sont:

$$E_\theta = \frac{j\eta k_0 Idl}{4\pi} \sin\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (\text{I.28})$$

$$H_\varphi = \frac{jk_0 Idl}{4\pi} \sin\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (\text{I.29})$$

E_θ et H_φ , sont orthogonaux dans l'espace et leur rapport donne l'impédance du vide. Si on fait la conversion de la forme phaseur en forme temporelle ces deux champs seraient en phase.

II.1.1 Diagramme de rayonnement

Le *diagramme de rayonnement* est défini comme la variation du champ avec les angles, dans la zone de champ éloigné. Pour un dipôle le diagramme est fonction de sine. Étant donné une antenne polarisée linéairement le diagramme dans un plan parallèle au champ électrique s'appelle le diagramme dans le plan E (E-plane pattern). Puisque les champs du dipôle sont indépendants de φ , tout plan contenant le dipôle définit le diagramme dans le plan E . Réciproquement, le plan H se trouve dans un plan perpendiculaire au champ électrique.

Habituellement, le diagramme de rayonnement est tracé en décibels en fonction de l'angle. On montre dans la figure 1.5 les diagrammes pour le plan E et H d'un dipôle. D'après le diagramme du plan H on observe qu'il est omnidirectionnel car il ne varie pas avec l'angle.

Dans le cas des autres types d'antenne les diagrammes de rayonnement présentent plusieurs particularités. D'habitude, il existe un lobe principal dans lequel est concentré la plus grande partie du rayonnement. Un paramètre important est la largeur du lobe principal aux points -3 dB, qu'on appelle communément "*largeur 3 dB*".

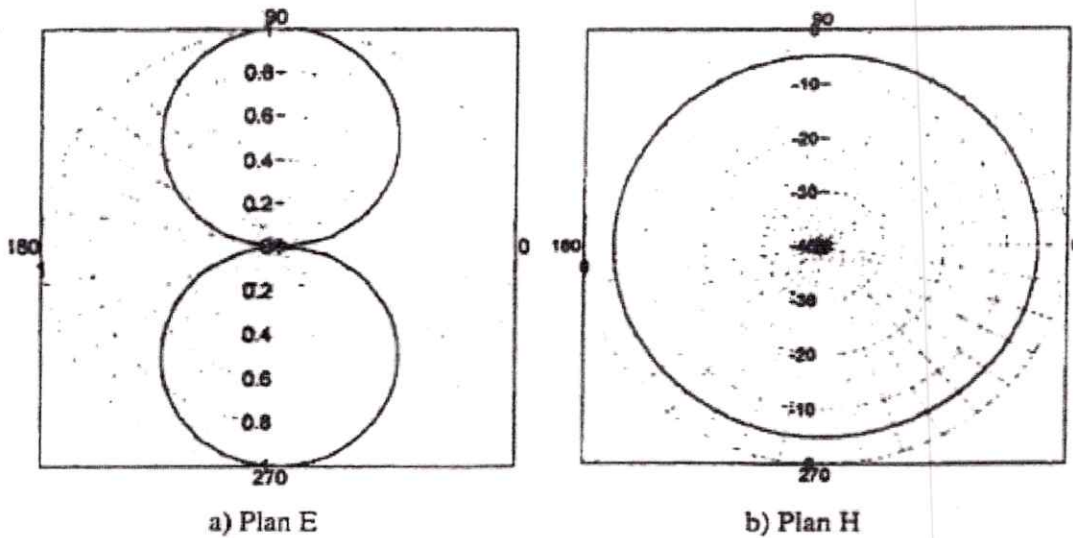


Figure 1.5 : le diagramme de rayonnement d'un dipôle

Les antennes sont des dispositifs réciproques. Toute propriété d'une antenne quand elle est utilisée en transmission s'applique aussi quand elle est utilisée en réception. De ceci on peut conclure que le diagramme de rayonnement, la directivité, la polarisation et l'impédance sont les mêmes en émission et en réception.

La densité de puissance d'une onde électromagnétique rayonnée d'une antenne est donnée par le vecteur de Poynting. Pour des variations sinusoïdales du champ ce vecteur s'écrit:

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} \tag{I.30}$$

La puissance totale rayonnée est donnée par l'intégrale de (1.30) sur une surface, S , appropriée:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} d\vec{s} \tag{I.31}$$

Pour une antenne dans l'espace libre la surface d'intégration est une sphère. L'élément ds est donné par $(r^2 \sin \theta d\theta d\varphi)$, le domaine d'intégration allant de $\theta = 0$ à π et de $\varphi = 0$ à 2π . pour les antennes au dessus d'un plan de masse infini l'intégrale s'applique sur une hémisphère.

Soit P_{avg} l'amplitude du vecteur de Poynting.

La quantité :

$$U = r^2 P_{avg} \quad (I.32)$$

représente la puissance rayonnée dans l'unité d'angle solide. U est dénommée l'intensité du rayonnement et elle est, en général, fonction de θ et φ . Dans le champ éloigné de l'antenne on a que $|\vec{E}| = |\vec{H}|/\eta_0$ et U devient :

$$U = \frac{r^2}{2\eta_0} \left[|E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right] \quad (I.33)$$

Dans ce cas, l'antenne rayonne les deux composantes, E_φ et E_θ .

- **Lobe principal** : La quasi-totalité de la puissance est concentrée dans la direction du maximum de rayonnement (figure 1.5), formant ce qu'on appelle le lobe principal. La caractéristique qu'on associe à celui-ci est sa largeur à mi-puissance, également appelée largeur à -3dB. Il arrive parfois de mesurer la largeur à -10dB, lorsque l'antenne présente un lobe principal très étroit.
- **lobes secondaires** : En dehors du lobe principal, la puissance rayonnée est répartie dans l'espace, formant ce qu'on appelle les lobes secondaires ou latéraux (figure 1.6). Ces derniers sont caractérisés par leurs niveaux et leurs positions par rapport au maximum de rayonnement. Le premier lobe secondaire est celui auquel on se réfère le plus souvent

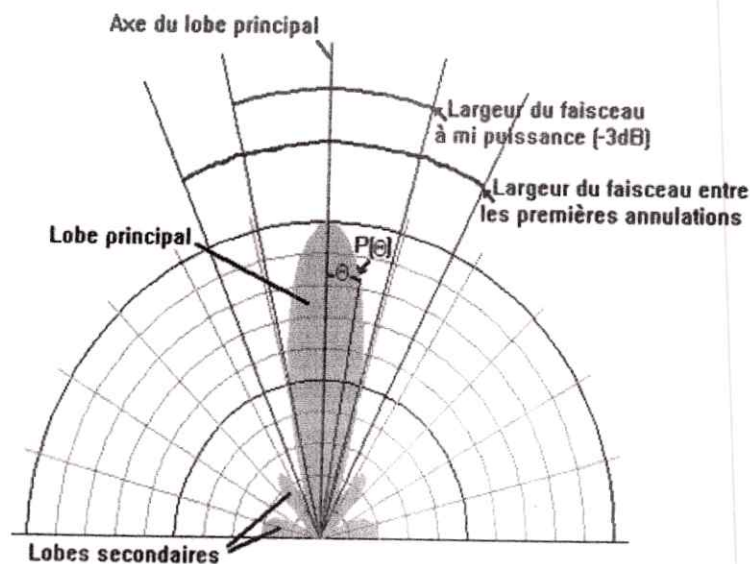


Figure 1.6 : Exemple de diagramme de rayonnement
(Représentation en coordonnées polaires)

II.1.2 Directivité

Un réseau d'antennes a la propriété de concentrer la puissance rayonnée dans le faisceau principal. Cette propriété s'appelle la *directivité*. Par définition, la directivité est le rapport entre l'intensité maximale du rayonnement et l'intensité maximale du rayonnement d'une antenne de référence. Un résonateur isotrope qui émet la même puissance dans toutes les directions est d'habitude choisi comme antenne de référence. À partir de la définition on a :

$$D = \frac{U_{\max}}{U_0} \quad (\text{I.34})$$

où D est la directivité, U , est l'intensité maximale du rayonnement et U_0 est l'intensité d'un résonateur isotrope.

Pour un résonateur isotrope la puissance est la même dans toutes les directions; donc, le vecteur de Poynting est constant pour tous les angles. L'intensité du rayonnement étant U_0 , la puissance totale rayonnée s'écrit:

$$P_{\text{rad}} = 4\pi U_0 \quad (\text{I.35})$$

En utilisant l'expression (I.35) la directivité peut être exprimée comme:

$$D = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (\text{I.36})$$

La directivité D est une mesure des propriétés directionnelles d'une antenne comparée à une antenne isotrope. Comme l'antenne isotrope a par définition une directivité unité, D sera toujours plus grand ou égal à 1.

II.1.3 Gain

Le *gain* est une quantité reliée à la directivité. Il est défini comme le rapport entre l'intensité maximale du rayonnement et la puissance d'entrée, P_{in} , dans l'antenne:

$$G = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{in}}} \quad (\text{I.37})$$

La seule différence entre le gain et la directivité est la puissance utilisée au dénominateur. La puissance rayonnée est la différence entre la puissance d'entrée et la puissance dissipée sur l'antenne. Pour une antenne sans pertes $P_{\text{rad}} = P_{\text{in}}$, et le gain est équivalent à la directivité. En réalité toute antenne a des pertes, spécialement celles dues au conducteur et au diélectrique. Le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'entrée s'exprime:

$$P_{\text{rad}} = eP_{\text{in}} \quad (\text{I.38})$$

Où e est l'efficacité de l'antenne et elle est comprise dans l'intervalle $[0,1]$. De (1.36) et (1.38) il ressort :

$$G = eD \quad (\text{I.39})$$

Lorsque des pertes sont présentes, le gain est plus petit que la directivité. Typiquement, le gain est exprimé en décibels : $10 \log(G)$. Pour une antenne en réception, le gain et la directivité ont la même valeur qu'en émission. Dans ce cas, la puissance rayonnée, P_{rad} , devient la puissance totale reçue et la puissance d'entrée, P_{in} , est la puissance fournie au récepteur.

Le gain est une quantité très utile dans l'étude des systèmes. Étant donné un émetteur de puissance P_t watts, une antenne de gain G_t produit un champ électromagnétique dont le vecteur de Poynting à une distance, r , s'écrit :

$$P_{avg} = \frac{G_t P_t}{4\pi r^2} \quad (\text{I.40})$$

La puissance fournie par une antenne de réception de gain G_r , située dans un champ de densité de puissance P_{avg} , peut s'exprimer :

$$P_{rec} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_r P_{avg} \quad (\text{I.41})$$

Les deux dernières équations combinées donnent :

$$P_{rec} = \frac{\lambda_0^2}{(4\pi r)^2} G_t G_r \quad (\text{I.42})$$

qui est une version de la formule de transmission de **Friis**.

II.1.4 Polarisation

La polarisation de l'antenne décrit la forme et l'orientation du chemin que fait l'extrémité du vecteur champ électrique ou magnétique lorsqu'il évolue avec le temps et ce en un point donné de l'espace. Ce chemin peut être une ligne, un cercle ou une ellipse, selon la manière dont est alimentée l'antenne. On obtient alors respectivement une polarisation rectiligne, circulaire ou elliptique.

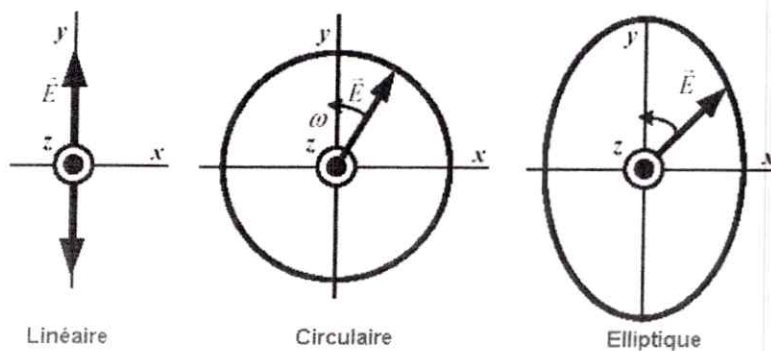


Figure I.7 : Les types de polarisation

Le dipôle demi-onde a une propriété extrêmement utile : Taillé mécaniquement en demi-onde pour une fréquence donnée (à la bande passante près), son impédance est de 73Ω et cette impédance est purement résistive ce qui permet son alimentation par un câble coaxial 75Ω sans autre forme de procès.

On appelle ceci un dipôle résonnant car à la "résonance" tout se passe comme si nous avions affaire à un circuit résonant série.

- **Antenne cadre**

Pour les ondes longues et moyennes, les antennes filaires sont difficiles d'emploi. On leur préfère souvent les antennes cadres. Comme son nom l'indique, l'antenne cadre est constituée d'une ou plusieurs spires enroulées sur un cadre de dimensions relativement grandes (quelques cm à quelques dizaines de cm).

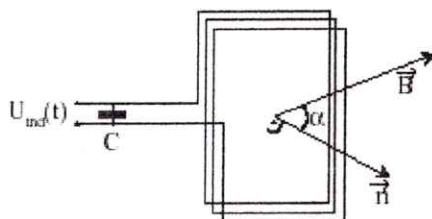


Figure I.9 : Antenne cadre

L'antenne ferrite, version moderne de l'antenne cadre, possède un noyau en ferrite qui augmente le flux magnétique. Cette antenne est intéressante lorsqu'on doit réaliser un récepteur de petite taille.

II.2.2 Antenne à réflecteurs

C'est l'antenne parabolique utilisée en télécommunications :

- Faisceaux hertziens (4 à 12 GHz)
- Stations terrestres pour les télécommunications spatiales
- Antennes de satellites

- **antenne parabolique**

Les antennes paraboliques se caractérisent par une directivité très forte. On les utilise en général pour des fréquences plus hautes que 1 GHz. En dessous de 400 MHz, leur taille devient problématique.

L'antenne parabolique est constituée d'un cornet (antenne de type ouverture) et d'un réflecteur parabolique (Figure I.10).

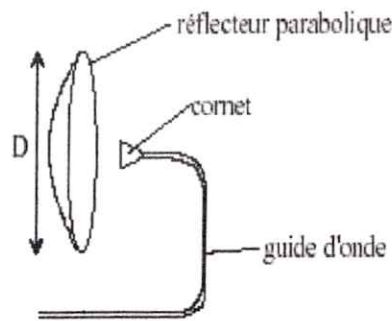


Figure I.10 : Antenne parabolique

Le réflecteur parabolique transforme une onde sphérique en onde plane. On ne peut cependant pas obtenir une transformation totale: il faudrait pour cela un réflecteur de diamètre D infini.

II.2.3 Antenne à fente et ouvertures rayonnantes

L'antenne à fentes se caractérise par son développement vertical en forme de cornière, ou guide d'ondes, avec des fentes à dimensions et emplacement particuliers qui sont fonctions de la fréquence. L'antenne à fente est utilisée pour réaliser des antennes sectorielles, c'est-à-dire possédant un gain significatif sur un angle d'ouverture assez grand. Ces antennes sont utilisées notamment pour le Wi-Fi et le radioamateurisme.

- **Antenne cornet**

Une antenne cornet est une antenne en forme de cylindre, de cône ou pyramide tronquée surtout employée par les radioamateurs et dans les applications professionnelles. La limite d'utilisation inférieure se situe vers 2.3 GHz englobant l'ISM et le Wi-Fi, mais est particulièrement efficace et intéressante dès 10 GHz

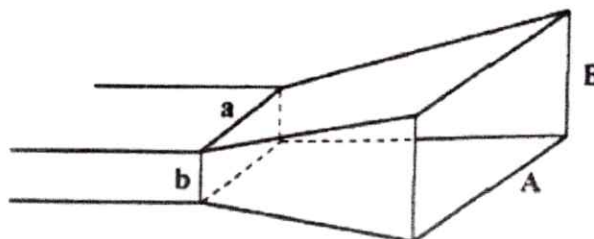


Figure I.11: Antenne cornet

L'antenne cornet, la plus connue étant la « Ricorée », comporte un monopode (tige) sur fiche N ou SMA ou F, placé à une distance critique du fond du cornet. La hauteur du monopode, ou monopolaire, est fixe, environ 3cm pour une fréquence de 2.45 GHz.

II.2.4. Antennes réseaux

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé en français « réseau d'alimentation des sources » et en anglais *Beam forming network* permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue. Il sera notamment possible de les conformer localement.

- Antenne Yagi-Uda

Il arrive parfois que des inventions modifient profondément la technique et les connaissances d'un domaine et c'est ce qui s'est produit dans le monde de la radioélectricité. Deux chercheurs japonais, les docteurs *Uda* et *Yagi* ont, vers 1930, conçu le principe de l'antenne à gain, ce modèle est toujours vivant et nous l'utilisons au quotidien.

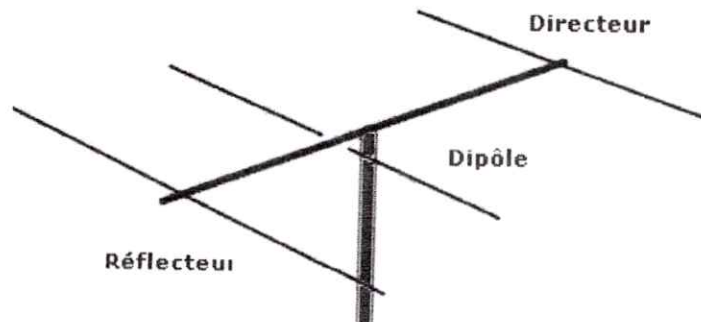


Figure I.12 : Antenne Yagi-Uda

L'antenne **Yagi** est constituée d'un dipôle replié (radiateur), auquel on a associé un ou plusieurs éléments passifs, appelés directeur(s) et réflecteur (Fig I.12).

Lorsque le dipôle actif est alimenté, il émet des ondes EM; les dipôles passifs vont être excités par des courants et ils vont rayonner à leur tour. Le champ rayonné est la somme des champs émis par tous les éléments rayonnants. Ce type d'antenne est très difficile à calculer, dans la mesure où tous les éléments interagissent les uns avec les autres.

- Guides d'ondes à fentes

Réalisés par la présence de trous ou fente sur un guide d'onde.

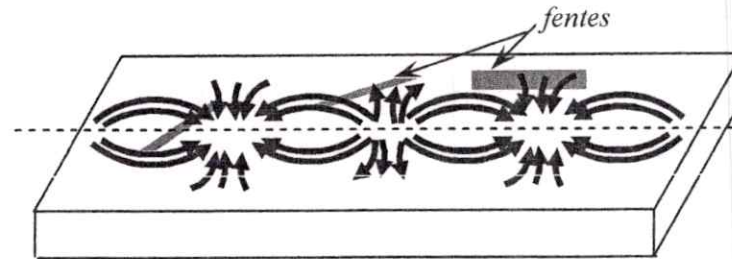


Figure I.13 : Guide d'onde à fentes

Ce type d'antenne est caractérisé comme suit :

- Chaque fente constitue une source, alimentée par les courants induits à la surface du guide d'onde.
- Le choix approprié d'un ensemble de fente permet de réaliser des antennes à polarisation circulaire, ou polarisation croisée.
- Il permet également de réaliser des diagrammes de rayonnement spécifiques.

Applications :

- Très bonne intégration (éléments embarqués)
- Antennes fonctionnant à très haute fréquences (>GHz)
- Très intéressant pour la mise en œuvre d'antennes réseau (ou groupement)

II.2.5 antenne patch

La technologie des antennes patch, développement de surface, souvent sur circuit imprimé double face, est retenue dans la catégorie des antennes dites plates ou panneaux capotés.

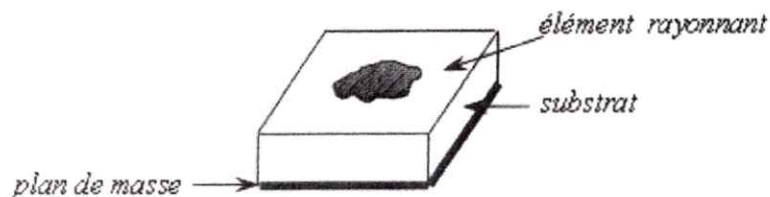


Figure I14 : Antenne à éléments imprimés (patch)

Les antennes imprimées sont constituées de métallisations gravées sur les interfaces d'un empilement de milieux diélectriques (substrats isolants). Leur gain (à 2.4 GHz) 9, 12, 18, 21 dBi, varie en fonction du nombre d'éléments, plus ces derniers sont nombreux plus l'antenne est directive et sa surface (carrée ou rectangulaire) est importante.

Les antennes patch sont disponibles soit pour la polarisation linéaire horizontale ou verticale soit pour la polarisation circulaire gauche ou droite.

Les avantages des antennes imprimées sont nombreux:

- faible coût.
- légères et discrètes (faible épaisseur).
- conformables.
- la technologie de réalisation est compatible avec les technologies classiques de réalisation des circuits imprimés.

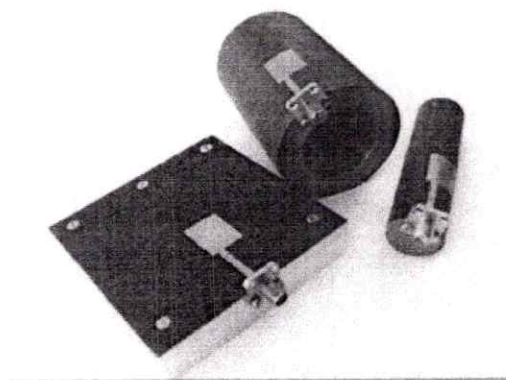


Figure I.15 : Antennes imprimées conformées

Les antennes microruban sont très utilisées en communications radiofréquence (RF). Ces antennes présentent plusieurs avantages : elles sont de faible coût, facile à concevoir et à usiner. Cependant, les antennes microruban ont en soi une largeur de bande étroite, et l'élargissement de la largeur de bande est habituellement exigé pour des applications pratiques. En outre, les applications dans les systèmes de communication mobiles actuels exigent une plus petite taille d'antenne afin de répondre aux exigences de miniaturisation des unités mobiles.

Plusieurs travaux ont porté sur des méthodes de conception d'antennes patch pour arriver à élargir leur bande passante, à les utiliser pour plusieurs fréquences (mode dual) et suivant plusieurs types de polarisations (circulaire, polarisation duale) et aussi pour réduire leurs dimensions afin de les adapter à des supports de communications toujours plus petits. Dans un premier lieu seront brièvement décrites des techniques de réduction de dimensions, le second point concernera l'élargissement de la bande de ces antennes. Ensuite seront étudiées les antennes à double fréquence et à double polarité. Enfin, la polarisation circulaire sera mentionnée.

I. TECHNIQUES DE RÉDUCTION DES DIMENSIONS D'ANTENNES MICRORUBAN

Les dimensions d'une antenne sont proportionnelles à la longueur d'onde. En général, la longueur de l'antenne est de l'ordre de demi-longueur d'onde. Suivant la bande de fréquences utilisée, un ordre de grandeur de l'antenne est ainsi établi. La miniaturisation des modules de communication mobile exige d'avoir recours de plus en plus à des antennes de dimensions plus petites que la demi-longueur d'onde. Plusieurs techniques existent pour arriver à réduire le profil d'une antenne.

Pour réduire la longueur d'une antenne, il est possible d'utiliser un substrat à haute permittivité. En effet, la longueur de l'antenne est inversement proportionnelle à la racine de la permittivité du substrat considéré. Néanmoins, le recours à un substrat de haute permittivité implique une hausse du coût et engendre aussi une dégradation de l'efficacité de l'antenne due à l'apparition d'ondes de surface qui restent emprisonnées dans le substrat et qui ne sont pas rayonnées.

Une autre technique largement répandue consiste en l'introduction d'un court-circuit sur l'un des bords de l'antenne. Ce court-circuit peut être sous la forme d'une goupille (*shorting pin*), une plaque (*shorting plate*) ou un mur (*shorting wall*).

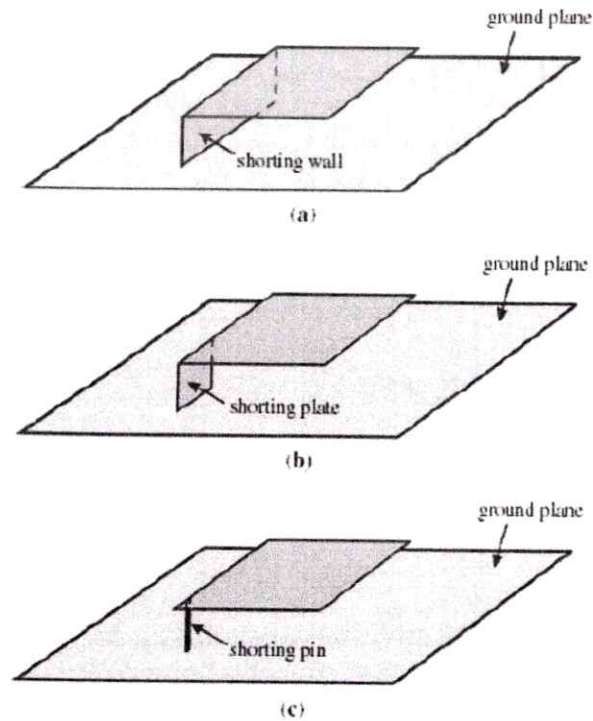


Figure II.1 : Géométries d'une antenne patch court-circuitée avec (a) un mur, (b) une plaque ou un mur partiel, et (c) une goupille

Cela permet de décaler le nul du champ électrique au niveau du court-circuit et la longueur de l'antenne devient ainsi proportionnelle au quart de la longueur d'onde. Ainsi une réduction de 50% pourrait être obtenue. La réduction obtenue par l'utilisation d'une goupille au lieu d'un mur permet de diminuer encore plus la fréquence de l'antenne. L'inconvénient principal de cette technique est la dégradation de la largeur de bande.

Il est possible d'arriver à réduire la fréquence de résonance de l'antenne en rallongeant le trajet électrique des ondes électromagnétiques. Cela est obtenu en créant un méandre (*meandering*) au niveau du patch rayonnant ou encore au niveau du plan de masse (*fig. 3.2*).

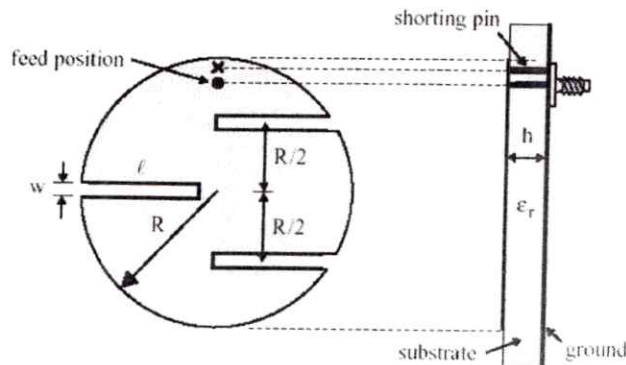


Figure II.2 : Structure méandreuse

Le courant ne suit plus un trajet direct vers les bords rayonnants mais doit suivre un chemin sinués défini par les fentes incorporées. Cette technique conjuguée à un court-circuit réduit encore plus la dimension de l'antenne. De plus, la dégradation de la bande passante inhérente à la présence du court-circuit, qui introduit un effet inductif, est corrigée par l'aspect capacitif des fentes. Néanmoins le chemin suivi par le courant contribue à une plus grande contre polarisation dans le plan H . Des ouvertures au niveau du plan de masse ont le même effet sur le trajet des ondes et n'affecté pas la position de la sonde d'alimentation. De plus, la réduction des dimensions de l'antenne est plus significative (jusqu'à 56%).

En créant des fentes appropriées dans le patch rayonnant, l'opération compacte des antennes microruban peut être obtenue. La figure 3.3 montre quelques patches à fentes appropriées à la conception des antennes microruban compactes. Ces conceptions ont été appliquées avec succès pour réaliser les antennes microruban compactes à polarisation circulaire ou à double fréquence.

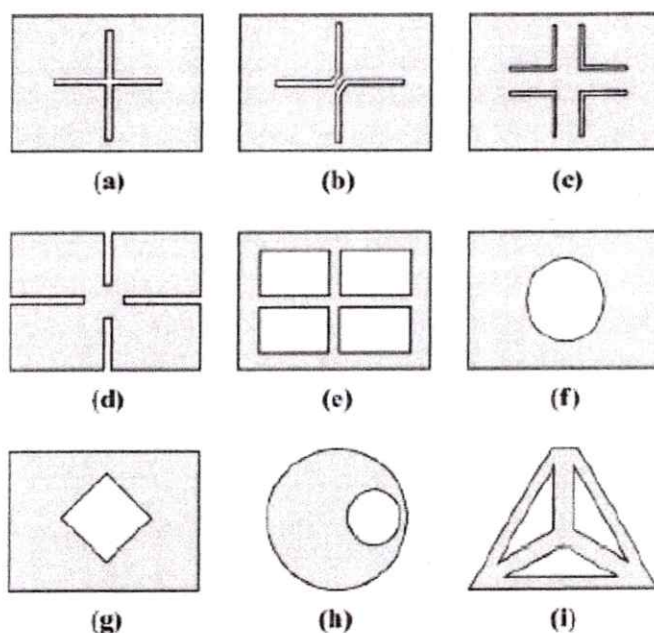


Figure II.3 : patches à fentes appropriées à la conception des antennes compactes

II. TECHNIQUES D'ÉLARGISSEMENT DE BANDE

Les antennes microruban présentent une bande passante qui est très petite par rapport aux antennes à ouverture ou autres. Afin d'élargir la bande passante d'une antenne, il faut arriver à l'adapter en impédance sur une large bande de fréquence. Pour cela, plusieurs techniques existent.

Une des techniques consiste à la conception d'un profil d'antenne ayant deux fréquences de résonance, ces deux fréquences sont choisies de manière à ce qu'elles soient assez proches entre elles et de ce fait leurs bandes passantes s'additionnent. Le niveau de contre polarisation est assez élevé car le courant ne suit pas un chemin rectiligne. La figure suivante illustre ce principe.

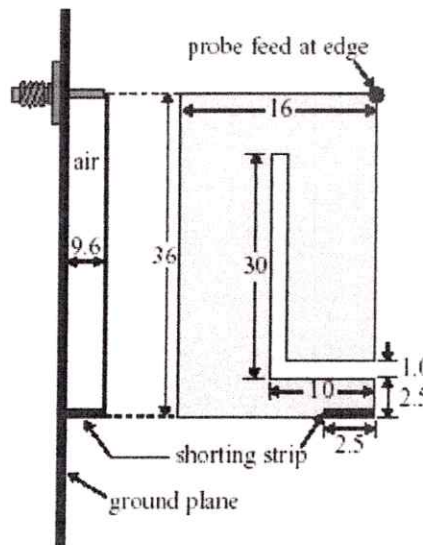


Figure II.4: Approche par deux fréquences voisines

Un des moyens efficaces de réaliser un bon élargissement de bande est d'utiliser des techniques d'alimentation qui présentent une large bande d'adaptation en impédance. Les alimentations par couplage constituent un bon candidat pour arriver à cette fin. L'alimentation par couplage peut être une ligne de transmission qui alimente un patch à travers une ouverture dans un plan de masse (souvent en forme de H). L'antenne est donc constituée de deux couches, sur l'une des faces extérieures des couches se trouve le patch rayonnant et sur l'autre est dessinée la ligne de transmission. Le plan de masse se trouve entre les deux couches. Ce type de structures offre une largeur de bande de l'ordre de 25%.

Le couplage peut être réalisé par une ligne coaxiale. La sonde alimente une plaque circulaire ou en L. Cette plaque n'est pas en contact direct avec l'élément rayonnant. Une bonne largeur de bande est ainsi obtenue (jusqu'à 39%). Le diagramme de rayonnement peut néanmoins présenter une certaine asymétrie dans le cas d'une plaque en L.

Un moyen pour réaliser une antenne large bande de dimensions réduites existe. Il s'agit d'introduire une charge résistive entre le patch rayonnant et le plan de masse. Cette résistance joue le rôle du court-circuit et permet une bonne réduction des dimensions de l'antenne. Le fait d'utiliser une résistance au lieu d'un court-circuit assure à l'antenne une bonne adaptation en impédance sur une plus large bande de fréquences. L'inconvénient principal de cette méthode est que l'efficacité de l'antenne est réduite du fait de la présence de pertes par effet joule dans la charge résistive. L'ajout d'une charge capacitive permet d'envisager un plus large éventail de fréquence centrale. La technique de la charge résistive peut être combinée avec des techniques de réduction de dimensions citées précédemment et arriver ainsi à des antennes compactes à plus large bande.

L'incorporation de fentes dans une structure peut conduire à une bande passante plus large. La présence de fentes latérales près des bords rayonnants conduit à un élargissement de la bande passante d'une antenne patch conventionnelle. La figure II.5 décrit cette méthode.

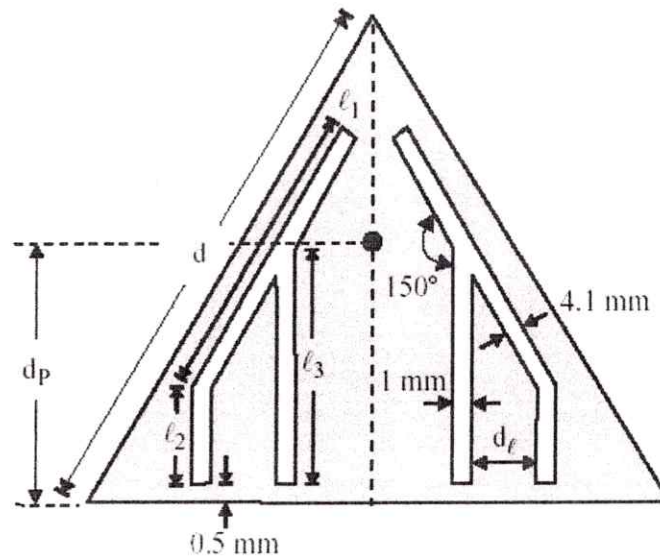


Figure II.5: Élargissement de la bande passante par fentes sur les bords rayonnants

III. DOUBLE FRÉQUENCE ET DOUBLE POLARISATION

Le principe de la dualité de fréquence consiste généralement en l'excitation de deux modes de même polarisation dans une antenne. Il est nécessaire de perturber la résonance du mode supérieur pour obtenir une plus grande souplesse quant au choix des fréquences que l'on veut avoir. Cette perturbation se fait généralement sous la forme de fentes près des bords non rayonnants de la structure. Cette approche garantit que la polarisation reste la même pour les deux fréquences.

Lorsque les discontinuités (fentes) ne sont pas parallèles aux bords non rayonnants, la polarisation n'est plus la même pour les deux fréquences. Cette caractéristique peut être exploitée afin d'arriver à une structure générant deux fréquences avec deux polarisations orthogonales.

La figure suivante permet de visualiser une antenne patch rectangulaire. Les deux fentes perpendiculaires permettent la résonance suivant deux fréquences. Le rapport entre les fréquences reste quasi-constant, les deux fréquences varient en fonction de la longueur des fentes.

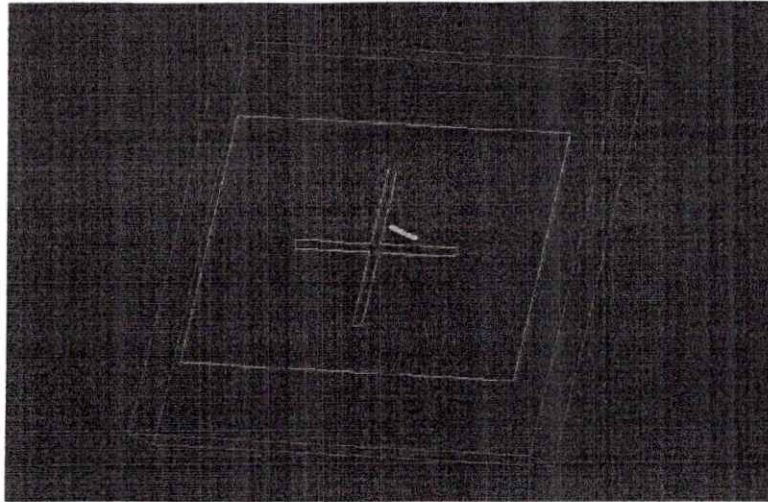


Figure II.6: Double fréquence, double polarisation

Afin d'arriver à accroître la largeur de bande pour les antennes à double fréquence ou à double polarisation, la technique d'alimentation par ouverture est souvent employée. Une ligne de transmission alimente, par couplage à travers des fentes dans un plan de masse, une antenne dont la structure permet la résonance suivant deux fréquences. Ceci a l'avantage de n'utiliser qu'une seule source d'alimentation.

IV. POLARISATION CIRCULAIRE

La polarisation circulaire est un cas particulier de la polarisation elliptique où le champ électrique peut se décomposer en deux composantes orthogonales en quadrature de phase. La polarisation circulaire peut être gauche ou droite, suivant que, par rapport à la direction de propagation, le champ tourne dans le sens direct ou indirect.

Le patch carré à coins tronqués est une des antennes les plus populaires pour un rayonnement à polarisation circulaire. Il existe plusieurs autres techniques pour arriver à ce but. Il est possible de citer dans ce cadre la méthode des fentes en croix sur une structure rayonnante. La figure 6 permet de visualiser ce principe.

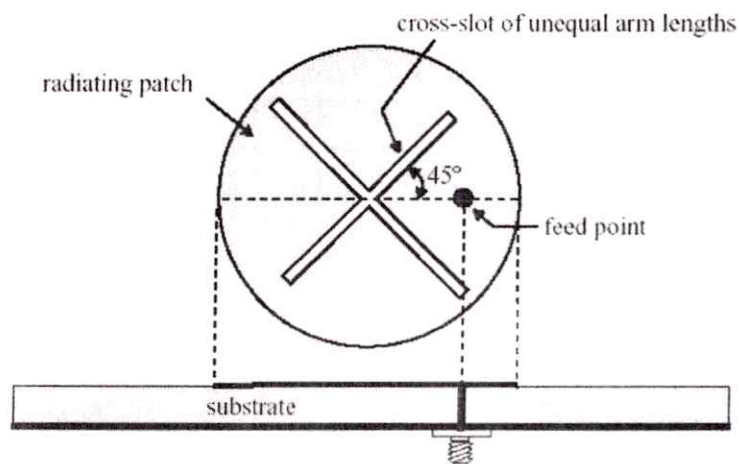


Figure II.7: Antenne à polarisation circulaire

La structure dans la figure II.7 a l'avantage de présenter une réduction des dimensions par rapport à une antenne conventionnelle à polarisation circulaire. Pour un patch triangulaire, les fentes peuvent être en croix, en Y ou une fente unique. L'alimentation se fait par une sonde (feed probe). Suivant la position de la sonde, la polarisation pourra être gauche ou droite.

Des fentes latérales, judicieusement positionnées sur une structure rayonnante, polarise circulairement une antenne tout en réduisant sa dimension (figure II.9).

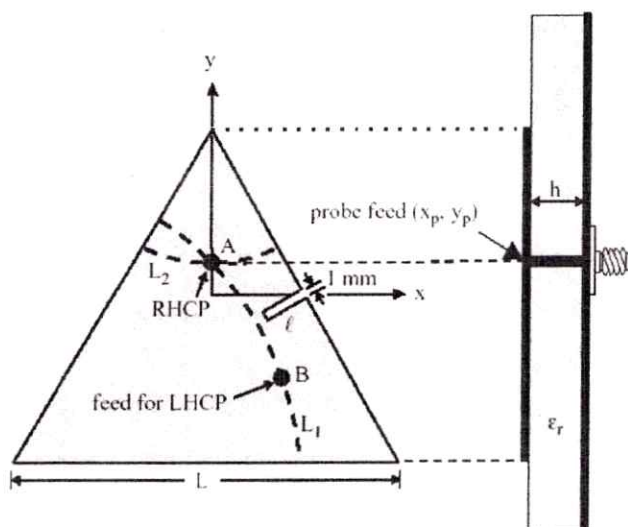


Figure II.8: Technique des fentes latérales

Néanmoins, les techniques de polarisation circulaire par source unique présentent un handicap majeur. Bien que leur bande passante puisse être augmentée à l'aide des méthodes citées précédemment, un nouveau critère de performance doit être considéré. Il s'agit de la bande passante de polarisation circulaire ou CP bandwidth. La polarisation circulaire ne l'est que sur une certaine plage de fréquence. Les composantes du champ électrique ne sont plus égales en amplitude, un certain déséquilibre nuit donc à la polarisation circulaire. La grandeur qui permet de mesurer cette différence est le rapport axial, mieux connu sous le nom de *axial ratio*. C'est le rapport en dB des deux composantes orthogonales du champ électrique. La bande de polarisation circulaire est la plage de fréquence où ce ratio est inférieur à 3dB. Les antennes décrites plus haut présentent généralement une bande de polarisation circulaire de 1%.

La meilleure technique pour améliorer ce paramètre est d'avoir recours à une double alimentation. Les deux sources peuvent provenir par exemple d'un circuit diviseur de puissance Wilkinson. Une bande de polarisation supérieure à 50% peut ainsi être atteinte. À ceci pourrait se greffer les techniques de couplage capacitif ou inductif, ce genre de procédé permet d'avoir une bande passante importante. Il est aussi possible d'alimenter l'antenne par couplage à l'aide de deux ouvertures distinctes disposées de manière orthogonale. Une même ligne de transmission assure le rayonnement du patch à travers les deux ouvertures. La figure résume le principe décrit ci-dessus.

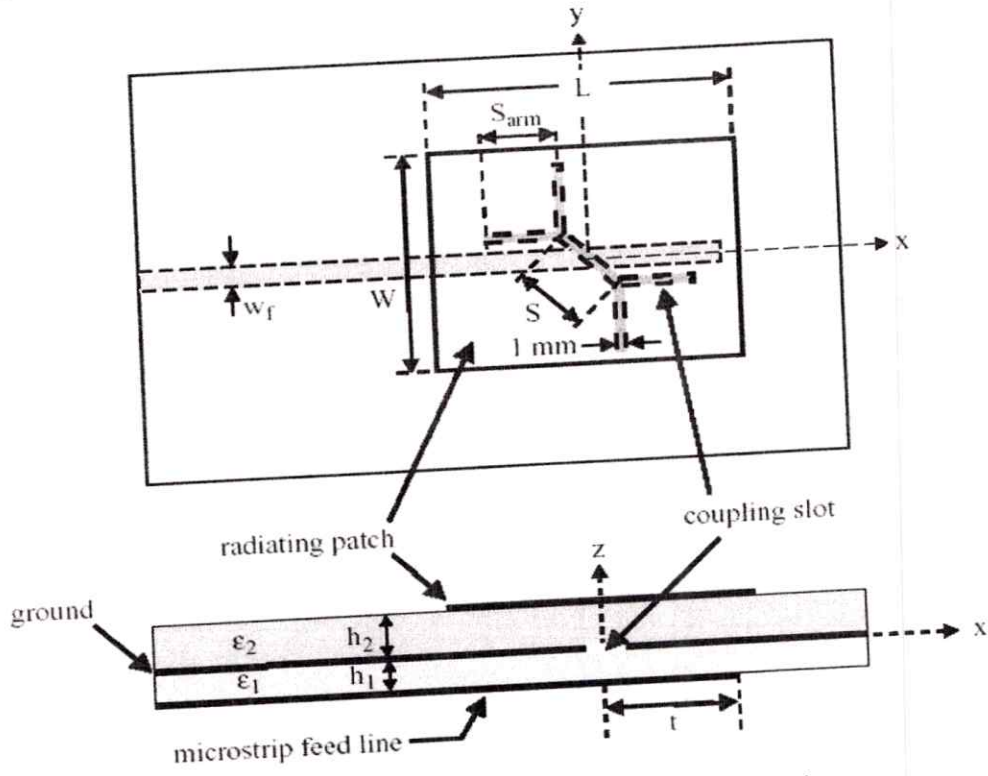


Figure II.9: Antenne large bande à polarisation circulaire

V. ANTENNES PIFAS

Une antenne planaire en forme de F inversé (PIFA : planar inverted-F antenna) est en général réalisée en court circuitant son patch ou son fil rayonnant au plan de masse de l'antenne avec une goupille. Elle peut résonner à une taille d'antenne beaucoup plus petite à une fréquence de fonctionnement fixe. En raison de leurs petites dimensions, les conceptions de PIFAs ont attiré beaucoup d'attention, et une variété de PIFAs à deux bandes ou à multibande appropriées aux applications dans des téléphones mobiles ont été démontrées récemment.

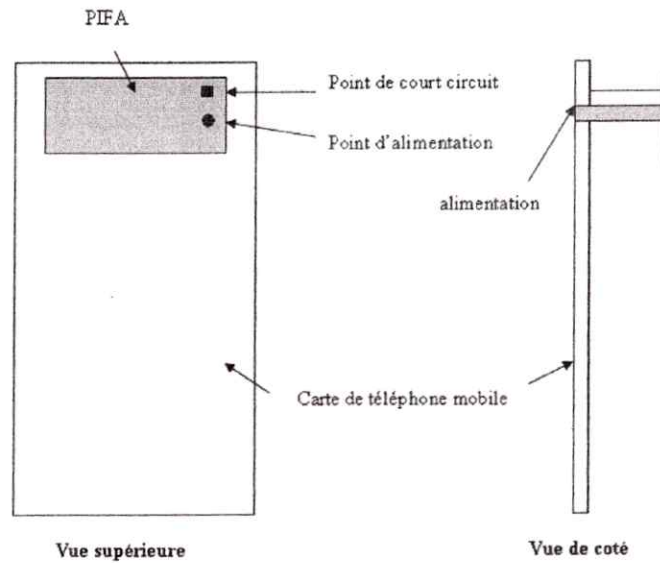


Figure II.10: Géométrie d'une antenne PIFA

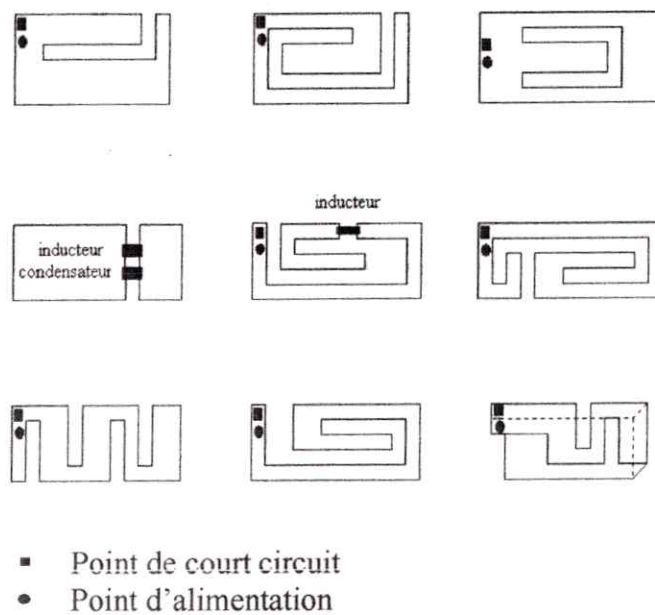


Figure II.11: quelques formes de patch pour la conception des PIFAs à double fréquence

V.1 Applications des antennes PIFAs

V.1.1 Dans le GSM

L'antenne pifa est souvent utilisée pour des applications de téléphonie mobile. Une étude approfondie de cet élément a été entreprise afin de pouvoir améliorer ses performances et en particulier diminuer son encombrement, notamment quand il est utilisé dans la bande GSM. L'examen de techniques de repliement de l'antenne pifa a abouti à un gain de place considérable. On peut donc envisager cette structure comme élément de base pour le GSM pour lequel la longueur d'un élément déplié serait de l'ordre de 80 mm dans l'air.

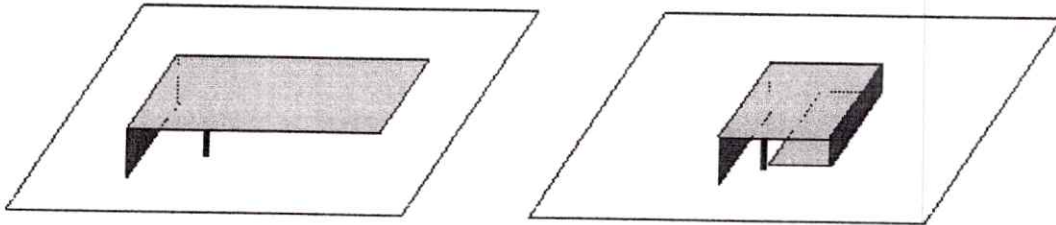


Figure II.12: Antennes PIFA et PIFA repliée

V.1.2 Dans l'UMTS

La pratique de fentes débouchant (quart d'onde) sur ces éléments peut aussi apporter des évolutions intéressantes. Suivant ses dimensions (comparées à celles du pavé) la fente sert, soit à élargir la bande passante en créant une seconde résonance, soit à jouer le rôle d'un stub qui facilite l'adaptation à la fréquence souhaitée. Dans le deuxième cas, la largeur de la fente doit être très fine (dixième de mm). Une antenne UMTS de faibles dimensions a été réalisée.

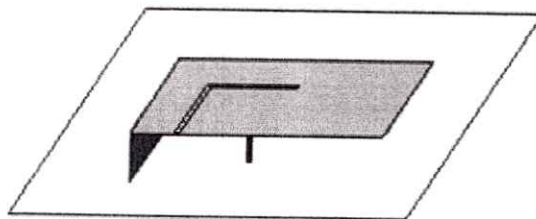


Figure II.13: Géométrie de l'antenne PIFA avec fente pour l'UMTS

V.1.3 Dans le WLAN

Pour inclure l'opération e WLAN dans la bande de 2,4 GHz, des conceptions de PIFAs de fréquence triple pour des opérations dans les bandes de 900, 1800, et 2450 MHz ont été rapportées, qui incluent l'utilisation de deux ou trois pièces rapportées supérieures séparées, d'une pièce rapportée supérieure serpentée, et d'une ligne de ruban de branchement avec une extrémité pliée. Les techniques d'employer une pièce rapportée court-circuitée parasite placée coplanaire avec la pièce rapportée conduite ou empilé sur la pièce rapportée conduite pour augmenter la largeur de bande de fonctionnement du PIFA ont été également rapportés. récemment, on a signalé que, en utilisant un plan de masse en forme de L au lieu

d'un plan de masse plat conventionnel, plus de réduction du rayonnement en arrière de l'antenne est obtenue et des performances d'antenne sont augmentées.

V.2 ANTENNES MINIATURES MULTINORME GSM/DCS/PCS/UMTS

Etant donnée la diversité des standards de communications actuels, la demande pour des antennes bi-bande, voire tri-bande, est très forte. Pour y répondre, plusieurs techniques sont employées notamment l'utilisation de plusieurs résonateurs superposés ou adjacents, la perturbation par fente de la géométrie de l'élément rayonnant, permettant soit la descente en fréquence des modes supérieurs, soit la création de nouvelles résonances. Dans cet article, nous présentons une structure alliant ces techniques. Pour cela nous sommes partis de la géométrie de l'antenne E dont la large bande passante (27% à 2,1 GHz) est obtenue grâce à la superposition de deux éléments rayonnants court-circuités sur un côté. Une des originalités vient ici de l'alimentation par le plateau supérieur. D'autre part, nous avons placé sur chaque élément rayonnant une fente débouchant. Cette combinaison nous a permis d'obtenir une antenne capable de couvrir le standard GSM (880-960 MHz) à $ROS \leq 3$ et les standards DCS (1710-1880 MHz), PCS (1850-1990 MHz), UMTS (1920-2170 MHz) à $ROS \leq 2,5$.

V.2.1 Géométrie de l'antenne :

Le dessin de la structure proposée est donné sur la figure II.14

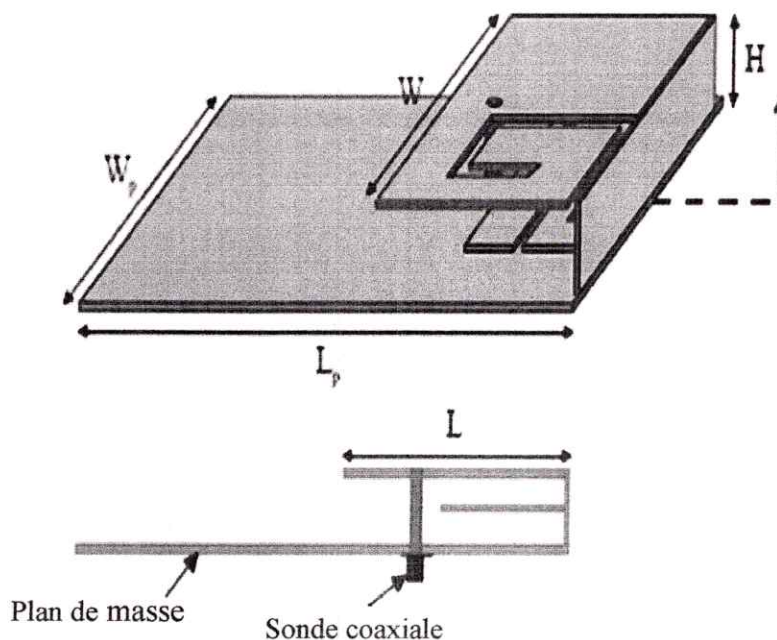


Figure II.14: Géométrie de l'antenne

L'antenne est constituée de deux éléments rayonnants superposés, court-circuités sur un côté. Seul le plateau supérieur est alimenté par une sonde coaxiale. Chaque élément rayonnant est perturbé par une fente débouchante dont le dessin est représenté sur la figure II.15. En jouant sur la longueur de ces fentes, il est possible de placer deux résonances permettant d'obtenir une large bande passante aux fréquences GSM. Le plan de masse utilisé possède des dimensions telles que la structure peut être incorporée dans un téléphone portable.

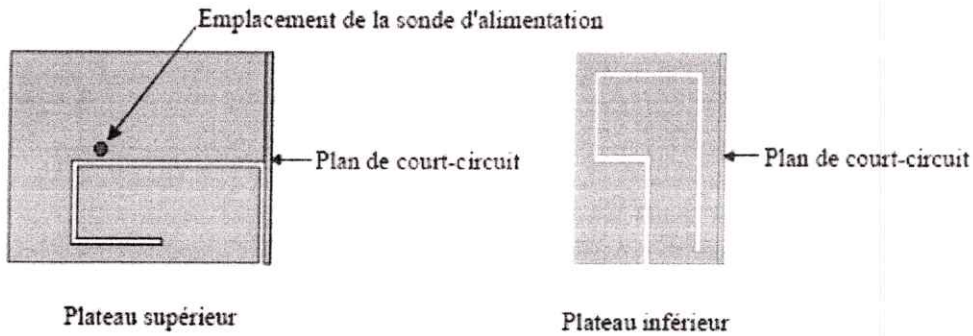


Figure II.15: Forme des fentes

V.2.2 Résultats

La figure II.16 compare le rapport d'ondes stationnaires (ROS) simulé par IE3D et celui mesuré. Les résultats obtenus sont relativement similaires. Les bandes passantes expérimentales sont d'environ 90 MHz (soit 9,8% à 920 MHz) pour la bande basse à $ROS \leq 3$ et d'environ 460 MHz (soit 23,7% à 1940 MHz) à $ROS \leq 2,5$ pour la bande haute. Ce qui est suffisant pour couvrir les quatre normes: GSM, DCS, PCS et UMTS.

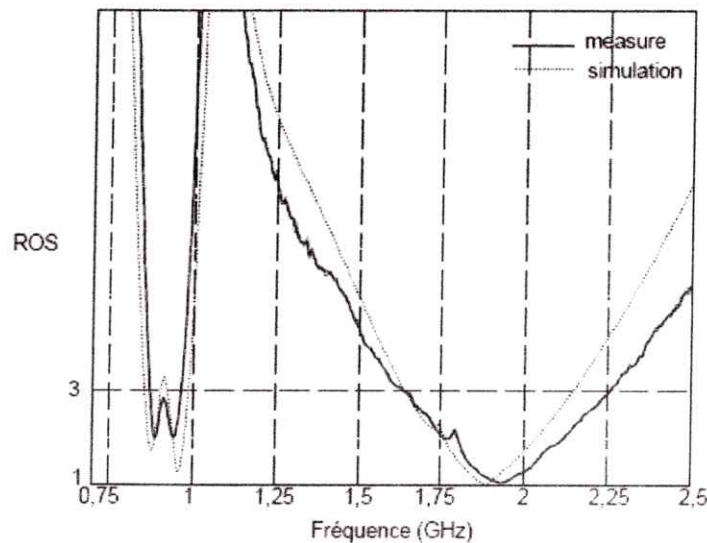


Figure II.16: Rapports d'ondes stationnaires simulé et mesuré

Quant aux diagrammes de rayonnement (fig. II.17), ils sont quasi omnidirectionnels permettant ainsi une utilisation de cette antenne pour des applications en téléphonie mobile. Nous constatons également une bonne concordance entre les résultats théoriques et expérimentaux.

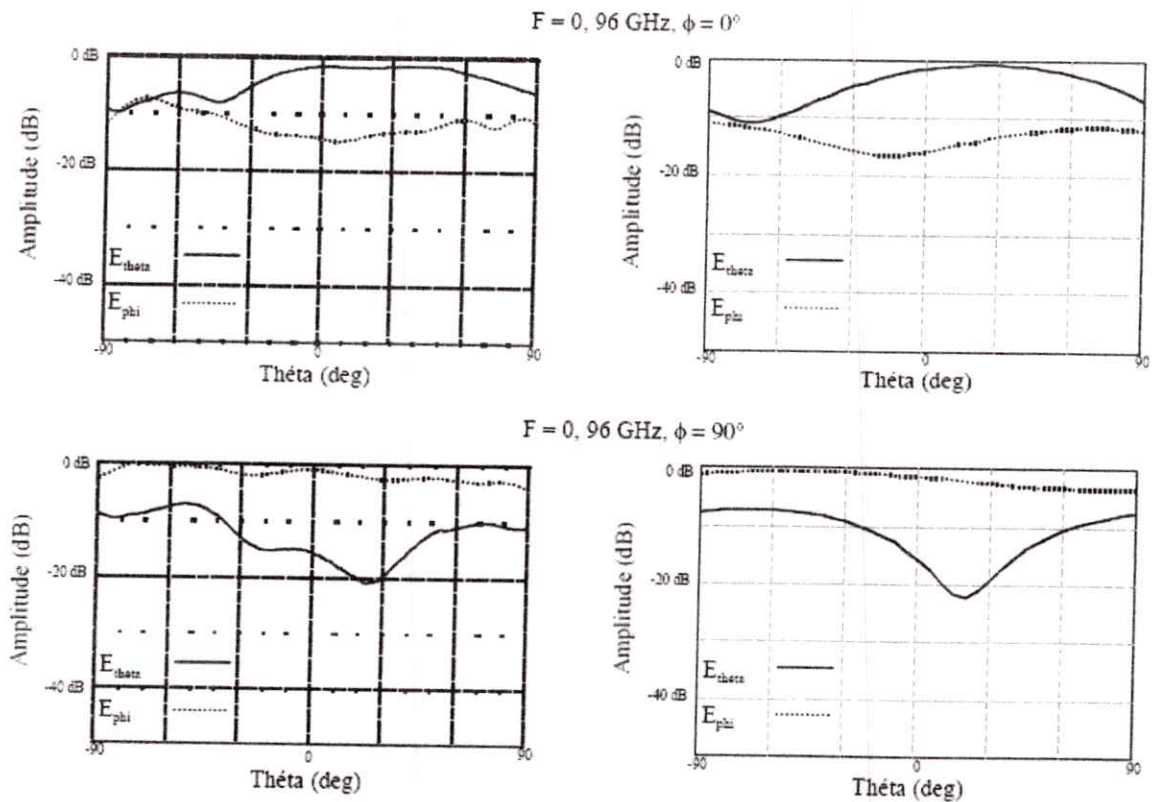


Figure II.16: Diagrammes de rayonnement mesurés (colonne a) et simulés (colonne b) pour $F = 0,96 \text{ GHz}$

V.2.3 Conclusion

Nous avons présenté une nouvelle antenne bi-bande dont la géométrie est basée sur celle de l'antenne E. L'alimentation par sonde coaxiale est effectuée sur le plateau supérieur. Chacun des deux plateaux comporte une fente débouchante permettant de faire descendre en fréquence des modes supérieurs. Deux larges bandes, utilisables pour les standards GSM, DCS, PCS et UMTS, ont pu ainsi être obtenues. Une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et théoriques fournis par le logiciel IE3D a été observée.

Les diagrammes de rayonnement, quasi omnidirectionnels, ont des caractéristiques similaires sur toute la bande de fréquence. La structure peut donc être utilisée pour des applications de téléphonie mobile.

VI. ANTENNES PLANAIRES EN ULTRA LARGE BANDE

Les antennes jouent un rôle critique dans des systèmes de communication d'UWB puisqu'elles influencent la complexité des conceptions du récepteur et l'émetteur (générateur d'impulsion). Leur conception est bien plus provocante pour les dispositifs portables d'UWB. L'attribution récente du spectre de fréquence de 3,1 à 10,6 GHz par la Commission fédérale de communications (FCC) pour des applications à ultra large bande (UWB) a présenté une myriade d'occasions et de défis passionnants pour des concepteurs d'antenne.

VI.1. Antenne ASPA

L'antenne est montée sur le corps humain et beaucoup d'aspects sont de grande importance: dimensions d'antennes, possibilités de l'intégration dans l'habillement, influence de corps humain sur les caractéristiques d'antenne et également sur la propagation des impulsions courtes. Du point de vue pratique, l'antenne patch microruban à ouverture rempliée (ASPA) est un candidat très attirant pour des applications de WBAN (Wireless Body Area Networks). Elle est petite et compacte, offre probablement l'intégration facile avec les dispositifs actifs.

VI.1.1. Conception de l'antenne

La géométrie de l'ASPA est montrée dans la figure 9. Elle diffère des antennes patch à ouverture couplées parce qu'une plus grande ouverture et des substrats plus épais avec de basses constantes diélectriques doivent être employés. Parce que l'ouverture dans l'ASPA est également employée comme radiateur, des doubles stubs de réglage excentrés commandent l'accouplement de la ligne d'alimentation. La longueur et la distance entre eux sont un des paramètres importants pour réaliser des caractéristiques à large bande. Pour notre application, nous avons conçu l'ASPA pour une gamme de fréquence de 3 à 6 GHz, vu l'assortiment d'entrée.

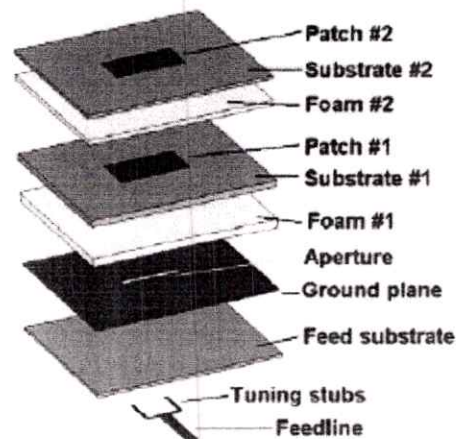


Figure II.17: Géométrie de l'ASPA

VI.2 Antenne patch à fente en spirale

La topologie en spirale a été longtemps connue pour réaliser l'assortiment d'impédance à large bande comme d'abord présentée par la théorie de *Rumsey* de la géométrie indépendante de fréquence. Une quantité significative de recherche a été conduite sur la topologie en spirale d'antenne depuis la première découverte de *Rumsey*; cependant, l'attribution récente du spectre d'UWB par la FCC a piqué un nouvel intérêt pour ce secteur d'antenne.

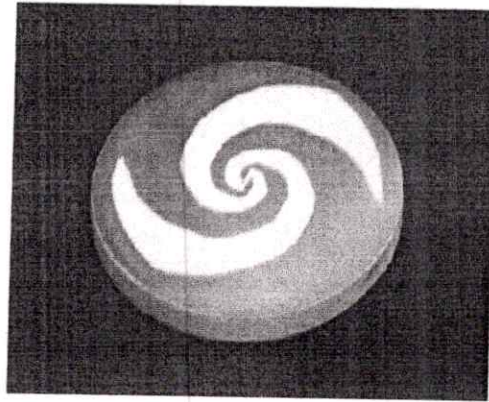


Figure II.18: Antenne patch en spirale

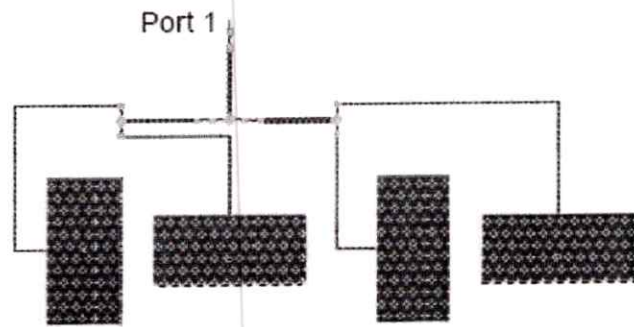
La motivation principale pour cette recherche inclut la dimension compacte, le profil bas et la basse déformation d'impulsion sur la transmission et la réception. La plupart des spirales incorporent une cavité arrière absorbante, qui épaissit de manière significative la taille de l'antenne et diminue son efficacité; elles incorporent également une alimentation de transformateur symétrique, qui augmente la complexité de conception et peut dégrader le modèle de rayonnement. Dans cette conception, ni une cavité absorbante ni un transformateur symétrique est employé. Une alimentation équilibrée est réalisée avec un MMCX au connecteur de SMA avec les bornes positives et négatives chacune fixé à un bras en spirale. L'espacement du plan de masse est également réduit au minimum. Les antennes détenues sur des plans de masse exigent au moins un espacement de $\lambda/4$ à la plus basse fréquence de fonctionnement tels que les courants d'image créés par le plan de masse qui ne décommandent pas le rayonnement de l'antenne. Cet espacement exigé est approximativement 2,5 centimètres dans l'espace libre à 3,1 GHz. La conception présentée dans cette recherche emploie le matériel de constante diélectrique élevée, qui permet la miniaturisation de taille et rallonge également la distance électrique de l'élément en spirale au plan de masse, au coût d'efficacité réduit de rayonnement. À un espacement de 0.5cm, un profil diluant de cinq fois que cela exigé d'une spirale rayonnante dans l'espace libre est réalisé.

VI.3. Rangée d'antennes patch

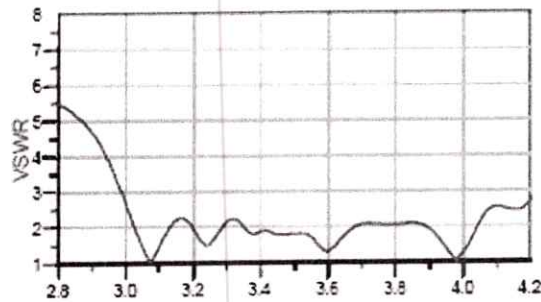
La fonction de base d'une antenne patch a été découverte la première fois en 1955, ensuite plusieurs types et formes de patch et des techniques d'alimentation ont été étudiées. Des rangées pour réaliser la directivité et le gain élevés avec l'aide des techniques de rangée d'antenne polarisée ont été découvertes. Des antennes polarisées ensemble peuvent être vues comme une antenne puissante.

a. Antenne de 3,5 GHz

Comme il est montré dans (fig. 4.11a) la plus basse fréquence centrale (CF), c.-à-d., 3,5 GHz, exigera le plus grand nombre de patch. Une rangée d'antenne de quatre patch exigera une largeur de bande relative de 3,6 % de chaque patch pour obtenir une largeur de bande totale au moins de 500 MHz. la simulation du rapport d'onde stationnaire (VSWR) dans (fig. 4.11b) prouve qu'une basse réflexion a été réalisée dans la bande désirée.



a)

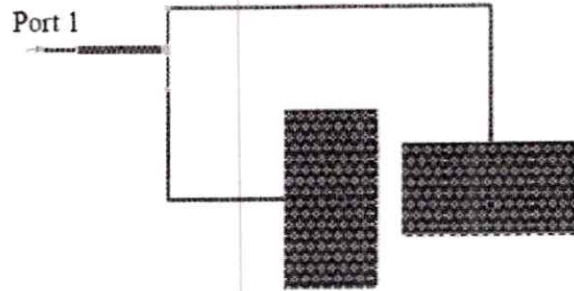


b)

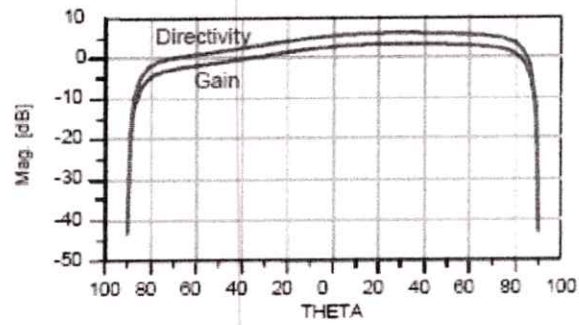
Figure II.19: Rangée d'antenne de 3,5 GHz (a) disposition et (b) simulation de VSWR pour le port 1.

b. Antenne de 6.5 GHz

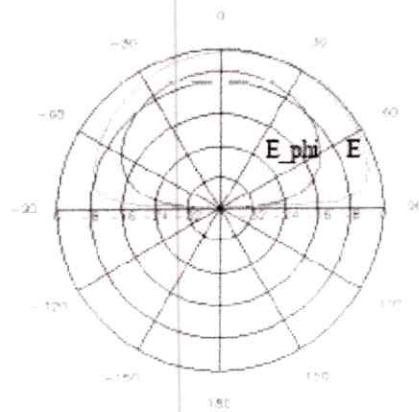
Comme il est montré dans (fig. 4.12) la fréquence centrale moyenne, c.-à-d., 6,5 GHz, exigera moins de patches que le cas de 3,5 GHz mais aura besoin toujours de deux patches. Cette rangée exige 3,8 % de largeur de bande relative de chaque patch pour obtenir une largeur de bande totale au moins de 500 MHz. (fig. 4.12b) prouve que la réflexion est très basse dans la bande désirée. (fig. 4.12.c) montre le gain et la directivité. Le gain est légèrement inférieur que celui dans (fig. 4.11), ceci est dû à l'interférence prévue entre les patches. Les antennes rayonnent ensemble comme une seule antenne patch à large bande comme prévu.



a)



b)

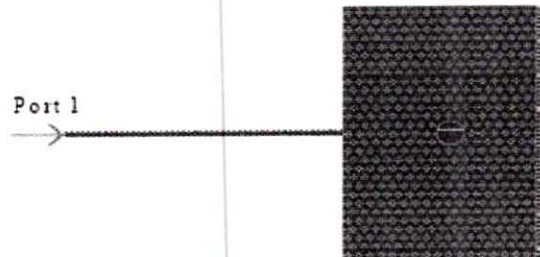


c)

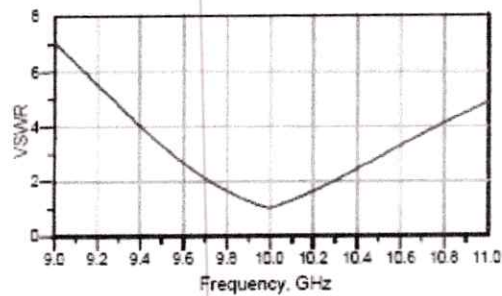
Figure II.20: Rangée d'antenne de 6.5 GHz, a. disposition et, b. simulation du gain et directivité, c. diagramme de rayonnement

c. Antenne de 10 GHz :

Comme il est montré dans (fig. 4.13) la plus haute fréquence centrale CF, c.-à-d., 10 GHz, exigera le moindre nombre de patches. La largeur de bande relative exigée est 5 % pour un patch et 2,5 % pour deux, respectivement. (fig. 4.13a) montre la disposition. La figure 4.13b montre des résultats simulés indiquant qu'un patch est suffisant pour couvrir 500 MHz à une fréquence centrale de 10 GHz.



a)



b)

Figure II.21: Rangée d'antenne de 10 GHz, a. disposition et, b. simulation de VSWR pour le port1

La technologie Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra Wide Band (UWB) est une technologie de transmission sans fil utilisant les ondes radio. Elle est née au début des années soixante et doit une grande partie de son développement à de nombreux travaux financés par le gouvernement américain sous le couvert de la confidentialité et destinés aux applications radar.

Le terme UWB désigne au départ des formes d'ondes sans porteuses faites d'impulsions très courtes (durée inférieure à la nanoseconde). On trouve ainsi dans la littérature les termes "carrierless radio" et "impulse radio". Cependant, la définition la plus couramment utilisée est celle qualifiant le rapport entre largeur de bande et fréquence centrale, encore appelé "Fractional Bandwith":

$$\text{Fractional Bandwith} = \frac{F_H - F_L}{F_C} \geq 0.25 \quad (\text{III.1})$$

Depuis 1994, cette technologie est largement étudiée dans les milieux industriels et universitaires et fait l'objet de nombreuses publications relatives notamment à son utilisation dans les WPANs (*Wireless Personal Area Network*) à haut débit. La FCC (*Federal Communications Commission*) - l'autorité américaine de régulation des télécoms - a d'ailleurs autorisé son exploitation commerciale depuis le 14 février 2002 bien que la définition exacte ne soit toujours pas arrêtée. A ce jour, seuls les Etats-Unis ont légiféré et autorisé le déploiement de l'UWB.

Dans ce contexte, ce rapport vise à décrire les différents aspects couverts par la technologie UWB : quelles sont ses caractéristiques, ses points faibles et ses atouts, ses applications passées, courantes et à venir ? Mais surtout, quels sont les enjeux induits par l'utilisation de cette bande de fréquences ultra large ?

III.1 La technologie Ultra Wide Band

III.1.1 Caractéristiques principales de la technologie UWB

C'est de la durée très courte des impulsions utilisées que découle la large bande de fréquences caractéristique de la technologie UWB. En effet, comme la durée des impulsions est très courte, on peut aussi bien en émettre une grande quantité dans un intervalle de temps T donné qu'une faible quantité, utilisant ainsi une très large gamme de fréquences qui s'étend sur plusieurs gigahertz.

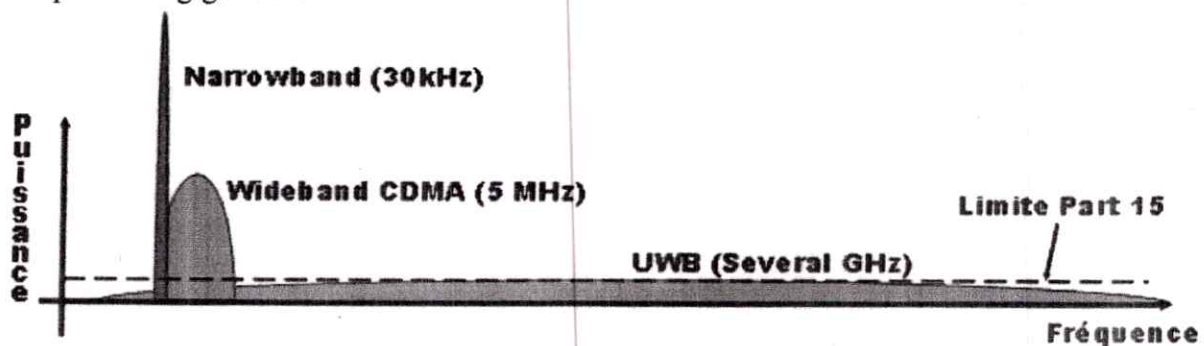


Figure III.1 : Fréquence et puissance des différentes technologies sans fil

Du point de vue de la théorie de l'information, la caractéristique la plus importante de la technologie UWB est sans nul doute la faible puissance utilisée. Celle-ci découle directement de l'équation de Shannon décrivant la capacité d'un canal de transmission :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{WP_0}{WN_0} \right) \text{ bits par seconde} \quad (\text{III.2})$$

C : capacité du canal de transmission

W : largeur de bande en Hz

P₀ : puissance du signal en W/Hz

N₀/2 : densité spectrale du bruit en W/Hz

Pour un système UWB, la largeur de bande est sensiblement supérieure au débit des données, ainsi on peut obtenir un rapport signal sur bruit très faible. De ce fait, on peut atteindre un débit élevé avec une puissance de transmission relativement faible.

Néanmoins, cette très faible puissance confine l'UWB à une portée de l'ordre de la dizaine de mètres seulement. Malgré cela, l'UWB conserve l'énorme avantage de traverser les obstacles ce qui n'est par exemple pas le cas de Wi-Fi (Wireless Fidelity). On peut donc envisager de l'utiliser dans un environnement localisé comme des bureaux et cet atout est bien sûr majeur dans les applications radars.

Enfin, un autre avantage de l'UWB, toujours grâce au très large spectre de fréquences utilisé, est de ne peu ou pas interférer avec les autres communications, assurant ainsi une compatibilité maximale avec des appareils et technologies tiers.

Les six caractéristiques principales de l'UWB sont donc les suivantes :

- bande de fréquences ultra large
- faible puissance
- débit élevé
- portée faible
- capacité de traverser les murs
- pas d'interférences avec les autres appareils radio

On donne ci-dessous à titre comparatif un schéma représentant le débit des normes UWB, IEEE 802.11a et IEEE 802.11g en fonction de la distance séparant l'émetteur du récepteur. Celui-ci illustre bien l'importance des débits atteints par l'UWB sur des distances très faibles.

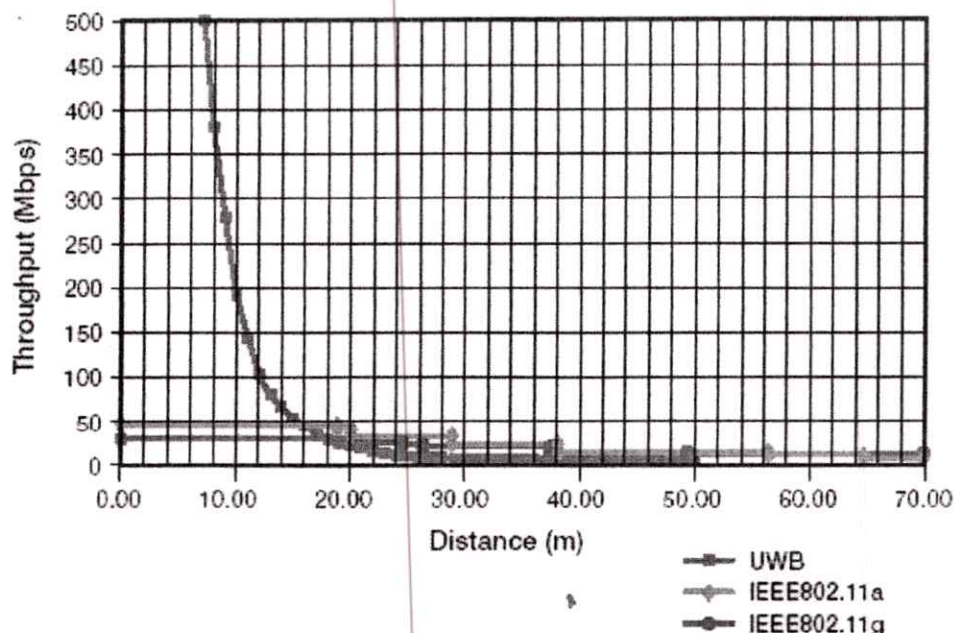


Figure III.2 : Comparaison de performances en fonction de la distance (source : Intel)

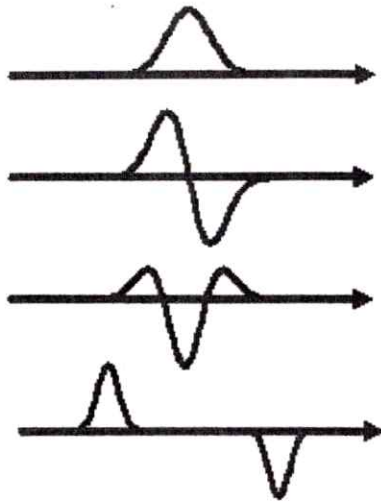
III.1.2 Radio par impulsions ; transmission sans porteuse

Pour transmettre des signaux d'un point à un autre, on utilise, le plus souvent, comme véhicule de liaison une onde électromagnétique dont on modifie une ou plusieurs caractéristiques en fonction du signal à transporter. Cette combinaison de deux grandeurs, suivant une loi de composition non linéaire déterminée, se nomme *modulation*. Elle doit permettre la transmission du message entre les points d'émission et de réception et autoriser, sans ambiguïté, sa restitution à la réception.

L'onde porteuse ainsi modulée peut être transmise par câbles ou rayonnée par une antenne avec la puissance convenable pour être captée par les postes récepteurs où elle est *démodulée* afin de restituer le signal original de modulation : l'information.

Le support du signal peut également consister en une suite d'impulsions, initialement périodiques, dont on commande soit l'amplitude, soit la durée, soit la position, soit simplement la présence ou l'absence. Ce signal intermédiaire peut permettre de moduler à son tour une onde porteuse à haute fréquence. Ceci n'est pas le cas dans l'UWB et c'est pourquoi on parle non seulement de radio par impulsion mais aussi de "carrierless" radio : il n'y a pas d'onde porteuse. Dans tous les cas, la détection de ces impulsions par le récepteur doit permettre de restituer avec exactitude le signal initial.

Ainsi, en général, les systèmes UWB ont recours à des signaux sans onde porteuse mais représentés par des trains de pulsations de très courte durée (de l'ordre de la nanoseconde) et de forme toujours identique et simple. On présente ci-dessous quelques formes d'impulsions utilisables dans le cadre de l'UWB.



Impulsion gaussienne

Impulsion gaussienne monocycle
(dérivée première de la pulsation gaussienne)

Doublet d'impulsion gaussien
(dérivée seconde de la pulsation gaussienne)

Doublet d'impulsions monocycles séparées

Figure III.3 : Les différentes formes de pulsations

L'intervalle entre deux pulsations peut être variable ou non et il existe de nombreuses méthodes permettant de moduler le train de pulsations afin de transmettre des données.

III.1.3 Emission ; les différentes techniques de modulation

Il existe plusieurs types de modulations utilisables dans le cadre d'UWB : la modulation d'impulsions en position (PPM : Pulse-Position Modulation) et divers types de modulation par impulsions d'amplitude (PAM : Pulse-Amplitude Modulation) ceux-ci incluant le décalage binaire de phase (BPSK : Binary Phase-Shift Keying) et le tout ou rien (OOK : On-Off Keying).

a. Modulation PAM

La modulation PAM consiste à moduler le signal par des impulsions dont l'amplitude est égale à celle du signal original. Ainsi pour un signal numérique binaire on a les définitions suivantes de différents types de modulation PAM.

- **PAM "positif"** : un 1 est représenté par une impulsion de plus grande amplitude que celle représentant le 0.
- **OOK** : un 1 est représenté par une impulsion et un 0 par une absence d'impulsion.
- **BPSK** : un 1 est représenté par une impulsion positive et un 0 par une impulsion négative

b. Modulation PPM

En modulation PPM on utilise une table de correspondance associant un symbole à un décalage. Le signal est alors représenté par les positions relatives des impulsions par rapport à un rythme nominal. Au départ binaire, ce type de modulation a été étendu en modulation M-aire sous le nom de "block wave form PPM". En binaire on peut par exemple représenter le 1 par un décalage négatif (pulsation "en avance") et le 0 par un décalage positif (pulsation "en retard"), ou bien encore représenter le 1 par un décalage et le 0 par une absence de décalage.

On a donc les représentations suivantes de la séquence binaire {1 ; 0 ; 1 ; 0} en fonction du type de modulation retenu :



Figure III.4 : Les différents types de modulations

c. Comparaison des différents types de modulation

Pour choisir une technique de modulation parmi les quatre présentées, *Matthew L. Welborn* de la société *XtremeSpectrum* propose de comparer leur efficacité à travers l'étude de la distance inter-symbole vue comme une fonction de l'énergie d'un bit E_B ; l'énergie d'un bit (bit-energy) étant l'énergie minimale requise pour envoyer un bit. Ainsi on trouve pour chaque cas les distances inter-symboles suivantes :

Type de modulation	Distance
PPM	$d = \sqrt{2E_B}$
PAM positif	$d \leq \sqrt{2E_B}$
OOK	$d = \sqrt{2E_B}$
BPSK	$d = 2\sqrt{E_B}$

On constate que les modulations PPM et OOK ont la même distance inter-symboles, celle-ci étant un peu plus grande que celle obtenue pour PAM "positif". Par contre, celle de BPSK est $\sqrt{2}$ fois plus grande, ce qui se traduit par un gain de 3dB en efficacité. Ceci signifie que pour atteindre le même taux erreur/bit que BPSK, PPM ou OOK doivent utiliser une énergie double. De ce point de vue, c'est donc BPSK qui se dégage comme étant la méthode de modulation la plus efficace des quatre.

d. Exemple d'émetteur

On présente ci-dessous un schéma générique d'émetteur de signaux UWB.

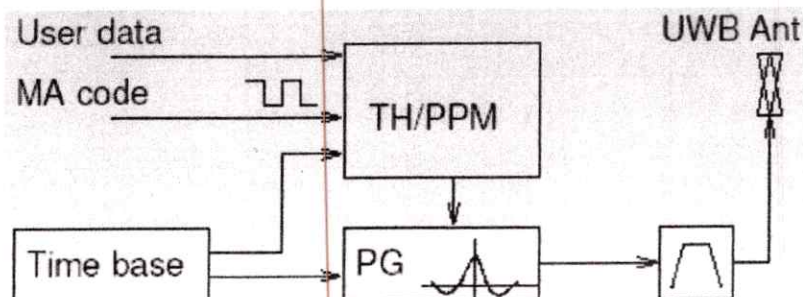


Figure III.5 : Schéma d'émetteur générique

III.1.4 Réception et démodulation

a. Traitement du signal reçu

Comme on l'a vu précédemment, les données sont transmises en modulant l'impulsion. La première opération à effectuer côté récepteur est de filtrer la forme d'onde reçue afin de déterminer un premier niveau de discrimination. Pour cela, le signal entrant est multiplié par une forme d'onde bien calibrée ; le résultat est alors intégré, comme le montre la figure suivante :

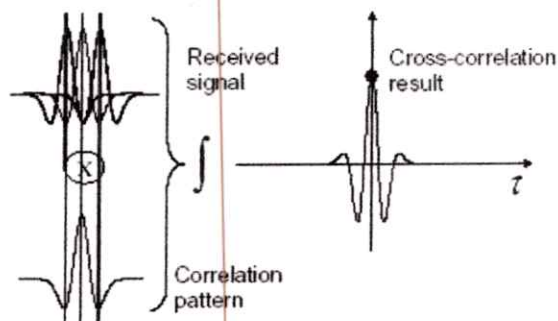


Figure I.6 : Corrélation du signal avec un modèle

Cette opération de corrélation entre le signal reçu et un modèle donné doit être exécutée pour chaque position d'impulsion possible. Le résultat ainsi obtenu est ensuite analysé par un module de traitement du signal afin de déterminer le signal d'origine.

b. Exemple de récepteur

On présente ci-dessous un schéma générique de récepteur de signaux UWB.

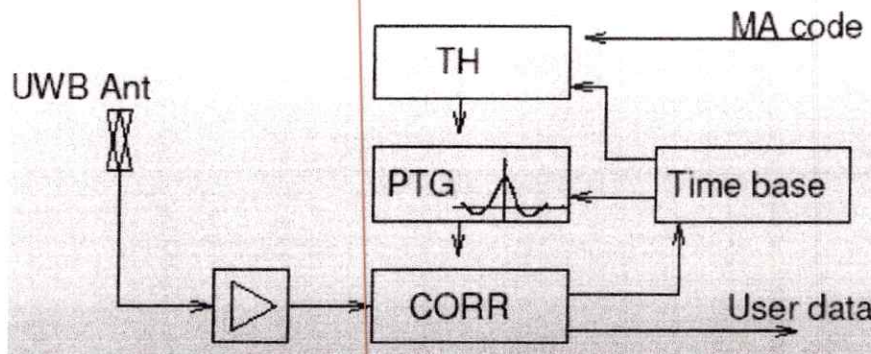


Figure III.7 : Schéma de récepteur générique

III.1.5 Canal de propagation

Bien que l'idée de mise en oeuvre des techniques ultra large bande pour les radiocommunications apparaisse a priori contre-productive dans un contexte où la ressource spectrale est de plus en plus rare et chère, elle est en fait efficace de ce même point de vue.

En effet, l'élargissement de bande est tel, et les puissances émises suffisamment faibles, que la densité spectrale de puissance émise est inférieure au niveau de bruit ambiant, même à distance modérée de l'émetteur. Cette technique peut être vue comme une limite du CDMA (*Code Division Multiple Access*).

En outre, la propagation très large bande est réputée favorable, car pouvant minimiser le rôle néfaste des évanouissements, et elle permet donc d'améliorer le bilan de liaison par rapport aux modulations faible bande conventionnelles.

Toutefois la limitation drastique de puissance rayonnée imposée par les réglementations complique singulièrement la situation, et des solutions multi-capteurs peuvent alors devenir bénéfiques.

Ainsi, en appliquant divers traitements du signal multi-capteurs au canal de propagation UWB, il est possible d'augmenter les performances de la liaison radio, dans le sens d'une augmentation de la portée, du débit, ou de la résistance à des perturbations diverses.

III.1.6 Multi-trajets

L'UWB se montre particulièrement robuste face aux effets néfastes des interférences multi-trajets. En effet, des études ont montré que les signaux en bande large souffrent moins de variations de puissance en présence de multi-trajets que les signaux en bande étroite.

Ceci peut s'expliquer en se plaçant dans le domaine fréquentiel : la largeur de bande du signal UWB est bien supérieure à celle du canal multi-trajets. Ainsi, chaque

évanouissement se produisant sur une fréquence donnée n'affecte qu'une toute petite partie de la puissance du signal, et ce quel que soit le canal. Or la large bande de l'UWB assure une très bonne résolution du signal dans le temps permettant ainsi de le reconstruire à partir des multi-trajets et en éliminant les interférences destructives grâce à l'utilisation d'un récepteur Rake (râteau). Cette grande précision est d'ailleurs à l'origine de l'utilisation de l'UWB dans les radars.

On illustre ci-dessous la manifestation physique des multi-trajets :

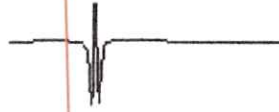


Figure III.8 : Emission

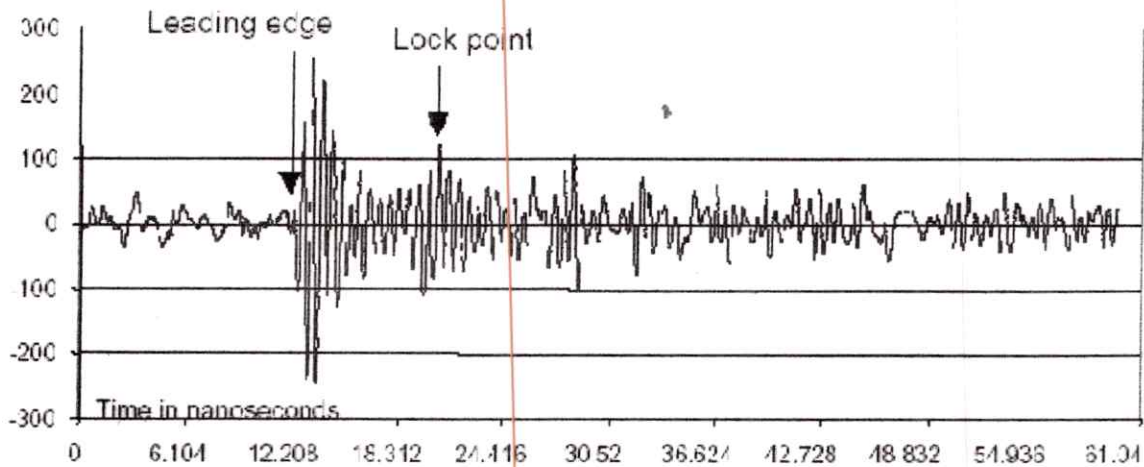


Figure III.9 : Réception

III.1.7 Méthodes d'accès multiple

a. Méthodes de type "X" DMA

Les récepteurs UWB doivent pouvoir distinguer les signaux arrivant de différents émetteurs UWB. La technique FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) ne peut pas être employée car elle implique l'utilisation de signaux à bande étroite, ce qui ne correspond évidemment pas à l'UWB.

La technique TDMA (*Time Division Multiple Access*) pourrait être employée dans un réseau avec un contrôleur central, mais pas dans un réseau où cohabiteraient plusieurs opérateurs - ce qui est tout à fait plausible puisque l'un des grands enjeux de l'UWB réside dans la possibilité de déployer des applications sans licence.

CDMA pourrait également être employé dans les réseaux à contrôleur central avec contrôle de puissance, mais dans le cas où plusieurs réseaux partageraient le même espace, ceci nécessiterait des techniques complexes au niveau du récepteur.

Enfin, on doit également considérer la technique EDMA (*Echo Division Multiple Access*). Cette dernière est basée sur la réponse impulsionnelle du canal pour distinguer des impulsions provenant de différents émetteurs. Chaque paire émetteur/récepteur a une

signature unique correspondant au modèle des échos reçus quand une impulsion est transmise. Il n'est pas nécessaire d'imposer un code spécial à l'émetteur, comme dans le CDMA à étalement de spectre. La signature est inhérente au canal lui-même. En prenant l'hypothèse qu'un récepteur ayant une résolution de 100 picosecondes en ce qui concerne le temps d'arrivée d'une impulsion, des émetteurs éloignés l'un de l'autre de 3 centimètres de longueur de chemin "optique" pourraient être différenciés. Si seulement on pouvait reconnaître les trois ou quatre échos les plus puissants, ceci permettrait d'avoir un nombre très grand (de l'ordre de 100 millions de signatures différentes). Naturellement, on ne peut pas tous les utiliser en même temps.

Comme avec CDMA, la limite concernant le nombre maximal possible de stations est indépendante de l'espace de signature. Cependant, ceci ouvre la possibilité d'opérer de multiples réseaux UWB indépendants partageant le même milieu en utilisant EDMA.

b. Méthode Time-Hopping

La méthode d'accès multiple par sauts temporels encore appelée *Time-Hopping CDMA* consiste, pour chaque trame, à positionner l'impulsion de façon pseudo-aléatoire dans le temps. Ceci permet de lisser le spectre mais également d'autoriser l'accès multiple en supprimant la grande vulnérabilité des systèmes où les impulsions sont uniformément réparties, engendrant ainsi des collisions catastrophiques lorsque deux signaux sont reçus en même temps. Cette méthode d'accès multiple est utilisée de concert avec la modulation PPM et de ce point de vue, le modèle Time-Hopping possède un énorme potentiel. En effet, les impulsions monocycles d'une durée de l'ordre de la nanoseconde fournissent une excellente précision au niveau temporel et les multi-trajets - avec retards différentiels sur une grande largeur de bande - peuvent être résolus de manière relativement simple grâce à un traitement du signal adapté réduisant leurs effets habituellement négatifs.

III.1.8 Antennes

Pour être viable, une antenne destinée à l'UWB doit satisfaire certains critères ; en l'occurrence, elle doit être :

- bidimensionnelle
- omnidirectionnelle
- de petite taille
- de faible coût

Dans bien des applications, la technologie UWB ne pourra se déployer très largement que si les terminaux et donc les antennes sont miniaturisés et produits en grandes séries à faible coût. Le gouvernement français a d'ailleurs lancé le projet AUBADE dont l'intérêt porte sur deux aspects innovants, d'une part sur une approche théorique et expérimentale du comportement temporel des antennes et d'autre part sur la mise en oeuvre de technologies permettant de les miniaturiser et de les produire à bas coût.

On montre ci-dessous une description de l'antenne coplanaire PICA (*Planar Cone Inverted Antenna*) proposé par l'Antenna Group de Virginia Tech. Il s'agit d'une nouvelle antenne omnidirectionnelle compacte utilisable dans le cadre de la technologie UWB.

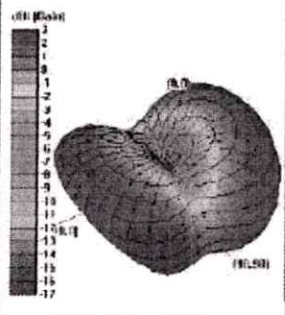
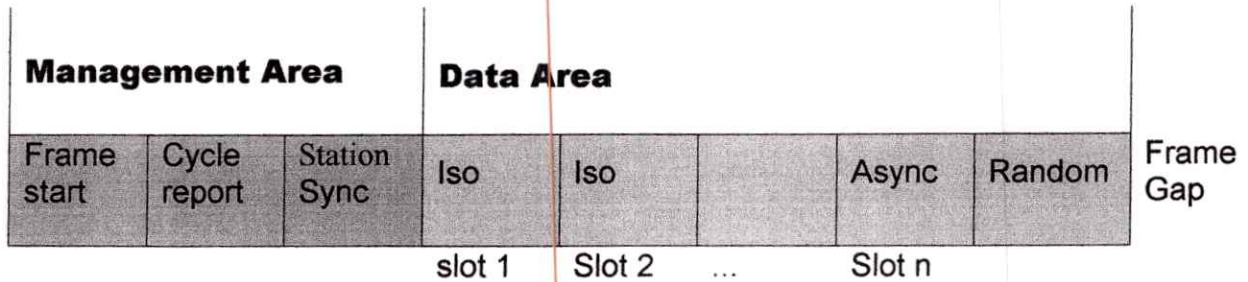
Coplanar PICA Antenna	
<p>Description</p> <p>The coplanar PICA (Planar Inverted Cone Antenna) is a novel and compact ultra wideband (UWB) antenna with excellent performance characteristics in both time and frequency domains. The printed coplanar PICA antenna provides more than 4:1 bandwidth with a monopole-like omni-directional pattern. The coplanar PICA antenna also provides excellent antenna characteristics in time domain for use in UWB applications.</p>	
 <p>3D Radiation Pattern</p>	<p>Features and application</p> <ul style="list-style-type: none"> • Compact and planar geometry printed on substrate • Wideband omni-directional pattern • UWB applications • Wideband wireless communications
	<p>Specifications</p> <ul style="list-style-type: none"> • Frequency: 2.3 ~ 11 GHz • VSWR: 2:1 • Typical gain: 3 ~ 5 dBi • Nominal impedance: 50 ohm • Size (W x H): 3" x 1.7"

Figure III.10 : Caractéristiques de l'antenne PICA

III.1.9 Trame

Le format des trames UWB étant très peu documenté, on donne ici à titre informatif le format de trame UWB proposé par *Guy Pujolle* dans sa présentation de l'état de l'art en matière de réseaux.



III.2 Les applications de l'Ultra Wide Band

III.2.1 UWB et les radars

Les radars basés sur la technologie UWB sont caractérisés par l'utilisation de très grandes bandes de fréquence et par la précision obtenue grâce à une grande résolution. Les radars à impulsions, comme on les appelle, permettent de combiner une haute résolution avec l'utilisation de basses fréquences, ce qui est un réel avantage dans le cadre de détections topographiques (analyse de relief), ou de surveillance précise d'une cible sans être détecté (cadre militaire).

Les deux caractéristiques qui font de l'UWB une technologie intéressante pour les radars sont la capacité à traverser la matière mais aussi les possibilités de géo-localisation très précises (parfois de l'ordre du centimètre).

Les recherches sur ce sujet ont montré que pour tirer meilleur parti des capacités offertes par l'UWB, les impulsions émises devaient être générées de manière stable et régulière mais aussi avec un facteur de crête (sommet de l'onde) assez bas. Après de nombreuses études, il s'avère que les radars à impulsions se distinguent dans de nombreux types d'utilisations, aussi bien militaires que civiles.

Dans le cadre militaire, on mettra en avant des cas de figure tels que :

- la détection de cibles cachées (par l'environnement, par exemple une forêt)
- la détection de la forme de la cible (diminue les possibilités de ruses)
- la détection de mouvement de personnes en temps réel à travers des murs (*Thru-Wall Imaging System*)

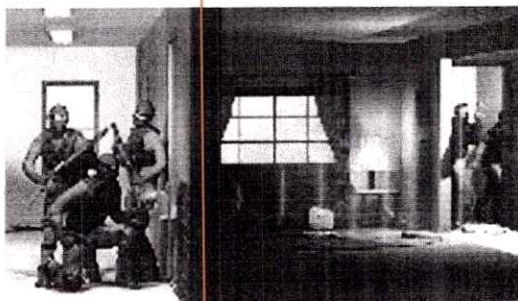


Figure III.17 : Détection de personnes

Dans le cadre civil, on peut imaginer les utilisations suivantes :

- système de positionnement
- système d'inspection du revêtement des routes
- matériel d'analyse de matériaux (afin de détecter des anomalies)
- détecteur d'obstacles anti-collision
- ...

III.2.2 Applications potentielles

La technologie UWB est utilisée depuis longtemps dans les GPR (*Ground Penetrating Radar*) (radars capables de détecter de manière non destructive les anomalies de toutes sortes de matières) et est maintenant développée pour des nouvelles **applications d'imagerie** qui permettront à la police, les pompiers et le personnel de secours de localiser des personnes cachées derrière un mur ou sous des débris dans des situations d'urgence. Ces dispositifs d'imagerie UWB pourraient également être utilisés afin d'améliorer la sécurité des bâtiments en détectant les barres d'acier contenues dans le béton ainsi que les tuyaux d'alimentation en eaux et les câbles électriques afin de pouvoir les renforcer lorsqu'elles sont abîmées.

UWB doit également permettre de mettre au point des dispositifs améliorant la **sécurité automobile** avec des systèmes permettant d'éviter les collisions et de mesurer la distance entre les passagers et l'airbag afin que celui-ci se déploie efficacement.

Les **utilisations médicales** potentielles incluent le développement d'un moniteur de contrôle de la respiration qui s'installerait sur les matelas afin de prévenir la Mort subite du nourrisson, mais aussi des moniteurs mesurant le rythme cardiaque afin d'en surveiller la régularité.

Il existe également quelques **utilisations domestiques** potentielles en matière de sécurité comme des systèmes de détection d'intrusion moins sensibles aux fausses alarmes ou encore des radiateurs capables de s'éteindre automatiquement lorsqu'un enfant s'en approche de très près. Plus proche de nous, les industriels prévoient de nombreuses applications à l'UWB dans le domaine des WPANs.

III.2.3 Applications commerciales et soutien des industriels

Les principales entreprises développant des dispositifs utilisant l'ULB sont *Aether Wire & Locations, Inc.*, *ANRO Engineering, Inc.*, *Fantasma Networks, Inc.*, *Lawrence Livermore National Laboratory*, *McEwan Technologies*, *Multispectral Solutions, Inc.*, *Time Domain Corporation* et *XtremeSpectrum, Inc.*, *Intel*.

On décrit ici les actions de trois entreprises les plus actives sur le terrain de l'UWB : ***Time Domain, Inc. XtremeSpectrum – Motorola et Intel.***

a. Time Domain Corporation

Est une entreprise américaine qui a développé une puce baptisée ***PulsON*** basée sur ce qu'ils appellent *Time Modulated Ultra Wideband (TM-UWB) architecture*. Leur puce, qui peut être utilisée dans des applications radar, de localisation et en communications sans fil, transmet un train d'impulsions dans lequel chaque impulsion est émise à un moment précis. Ces impulsions sont appelées *monocycles*. La figure 4.18 montre un monocycle ayant une largeur de 0,5 ns. Cette impulsion centrée à $t = 0$ s a comme équation l'équivalent de la dérivée d'une gaussienne :

$$m_0(t) = -6A \sqrt{\frac{e\pi}{3}} \frac{t}{T_m} e^{-6\pi \left(\frac{t}{T_m}\right)^2} \quad (\text{III.3})$$

Où A est l'amplitude de crête du monocycle en volts, t , le temps et T_m , la durée de l'impulsion en secondes. La valeur de T_m pour le monocycle de la *figure 4.18* est 0,5 ns.

On détermine la fréquence centrale f_c du monocycle en faisant l'inverse de sa durée :

$$f_c = \frac{1}{T_m} \quad (\text{III.4})$$

La largeur de bande à mi-puissance vaut autour de 116 % de cette fréquence centrale. Ainsi, pour le monocycle de la *figure 4.18*, la largeur de bande à mi-puissance est d'environ 2,3 GHz. Les impulsions générées par *Time Domain* ont des durées qui se situent entre 0,20 ns et 1,5ns.

Évidemment, l'émission d'un monocycle gaussien parfait est impossible en pratique. L'équation 4.3 est donc théorique.

Afin de permettre la communication, *Time Domain* génère une série d'impulsions, plutôt qu'un seul monocycle, d'abord espacées de T_f secondes. La *figure 4.19* montre une séquence de monocycles. Cette figure n'est pas à l'échelle. En effet, la période T_f est en réalité beaucoup plus grande que la durée T_m du monocycle. Ainsi, comme mentionné précédemment, on obtient un rapport cyclique $\frac{T_m}{T_f}$ très faible ce qui permet d'avoir un signal

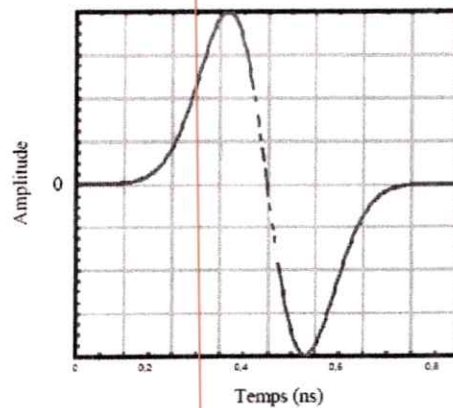


Figure III.18 : Monocycle
(Généré à partir du logiciel de simulation Extend)

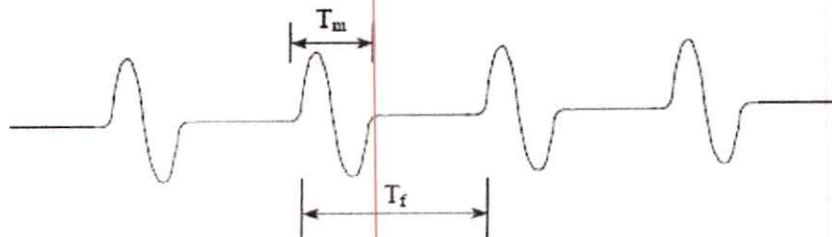


Figure III.19 : Série de monocycles

dont la puissance moyenne est également très faible. Par exemple, pour un monocycle dont la puissance est de 14,5 W, la durée T_m , 0,5 ns et le taux de répétition, $1,5 \times 10^6$ monocycles par

TRINITY Chipset Description	TRINITY Chipset Specifications																						
<ul style="list-style-type: none"> • XSI141 single-chip Medium Access Controller supports streaming media applications based on the emerging TDMA-based 802.15.3 protocol. • XSI122 Baseband processor chip integrates UWB baseband and ADC functions with multiple Forward Error Correction options, fast acquisition and agile tracking. • XSI112 RF Transceiver chip creates our UWB signal with a transistor-based pulse forming network operating at baseband speed. • XSI102 Low Noise Amplifier chip has both high gain (20dB) and low gain (0dB) settings with a high gain noise figure of 5.6dB. • The TRINITY UWB antenna is a 1" x 1" flat planar design etched on a single metal layer of common FR4 circuit board material. 	<table border="1"> <tbody> <tr> <td>Frequency Band</td> <td>3.1-10.6 GHz</td> </tr> <tr> <td>MAC Protocol</td> <td>IEEE 802.15.3</td> </tr> <tr> <td>Network Architecture</td> <td>Peer-to-peer, Ad-Hoc, Piconet (≤ 8 nodes)</td> </tr> <tr> <td>Encoding</td> <td>Bi-phase Mono-cycle</td> </tr> <tr> <td>Coding Rates</td> <td>1, 3/4, 1/2</td> </tr> <tr> <td>Selectable Data Rates</td> <td>25, 50, 75 and 100 Mbps</td> </tr> <tr> <td>Power Consumption</td> <td>200 mW</td> </tr> <tr> <td>Bit Error Rate</td> <td>10⁻⁹</td> </tr> <tr> <td>Range</td> <td>10 meters</td> </tr> <tr> <td>Operational Temperature Range</td> <td>0 – 70°</td> </tr> <tr> <td>Operational Humidity Range</td> <td>0-95 % non-condensing</td> </tr> </tbody> </table>	Frequency Band	3.1-10.6 GHz	MAC Protocol	IEEE 802.15.3	Network Architecture	Peer-to-peer, Ad-Hoc, Piconet (≤ 8 nodes)	Encoding	Bi-phase Mono-cycle	Coding Rates	1, 3/4, 1/2	Selectable Data Rates	25, 50, 75 and 100 Mbps	Power Consumption	200 mW	Bit Error Rate	10 ⁻⁹	Range	10 meters	Operational Temperature Range	0 – 70°	Operational Humidity Range	0-95 % non-condensing
Frequency Band	3.1-10.6 GHz																						
MAC Protocol	IEEE 802.15.3																						
Network Architecture	Peer-to-peer, Ad-Hoc, Piconet (≤ 8 nodes)																						
Encoding	Bi-phase Mono-cycle																						
Coding Rates	1, 3/4, 1/2																						
Selectable Data Rates	25, 50, 75 and 100 Mbps																						
Power Consumption	200 mW																						
Bit Error Rate	10 ⁻⁹																						
Range	10 meters																						
Operational Temperature Range	0 – 70°																						
Operational Humidity Range	0-95 % non-condensing																						

Figure III.21 : Description du composant Trinity

c. Intel

Pour Intel et plus précisément son département de Recherche & Développement, l'UWB fournit beaucoup d'avantages qui représentent tout autant de défis à relever. En effet, les standards industriels définissent les règles que les composants doivent respecter afin que des protocoles puissent être établis et les dispositifs interagir. Beaucoup d'obstacles restent à surmonter avant que la technologie UWB soit largement adoptée. Comme avec n'importe quelle technologie sans fil ciblée pour l'utilisation grand public, le déploiement de masse passe par un coût peu élevé et par une grande interopérabilité entre les équipements disponibles. Intel R&D collabore donc avec d'autres groupes à la création d'une norme de communication UWB pour les WPANs et en particulier l'interconnexion entre les PCs et les PDAs (*Personal Digital Assistant*).

Enfin, l'UWB doit faire face à un défi fondamental : l'approbation dans le monde entier. En effet, les Etats-Unis sont actuellement le seul pays où UWB est commercialement légal. Intel R&D agit auprès de diverses autorités locales afin de promouvoir la technologie UWB et de faciliter la mise en œuvre de réglementations sur l'UWB semblables à celles déjà adoptées par la FCC depuis plus d'un an.

d. Découpage de la bande de fréquences

Plusieurs sociétés, dont Intel, General Atomics et Time Domain prônent un découpage en quinze bandes de 500 MHz, tandis que XtremeSpectrum et Motorola se dirigent vers deux bandes uniquement.

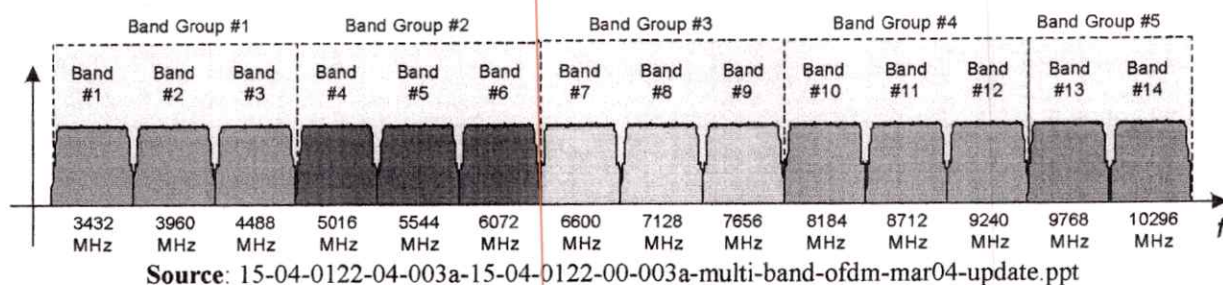


Figure III.23 : Découpage en sous-bandes

Le système utilise 122 sous-porteuses modulées par QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), et un FEC dont le rendement peut-être de $11/32$, $1/2$, $5/8$, $3/4$. En fonction de ces paramètres, on peut disposer de débits allant de 55, 80, 110, 160, 200, 320, et 480 Mbit/s.

e. UWB dans les WPANs

La clé du succès de l'introduction de l'UWB dans les WPANs tient en quelques mots : « supprimer les câbles ». En effet, à l'heure où les appareils multimédias se multiplient et envahissent les maisons, il serait de bon ton de supprimer les kilomètres de fils que nécessite leur interconnexion. Ainsi, avec les très hauts débits qu'il offre, l'UWB est suffisamment rapide pour supporter tous les types de flux, y compris la vidéo. Sa faible portée ne semble pas être un obstacle dans le cadre d'une utilisation domestique où les appareils ne sont pas tant éloignés les uns des autres.

Dans cette optique, Intel pousse la nouvelle technologie appelée « Wireless USB » qui utilise l'UWB comme support de l'USB sans fil (les premiers produits devraient être disponibles courant 2005).

f. Perspectives en terme de marché

Outre les applications de mesure, de détection (radar) ou de localisation, c'est, bien entendu, au niveau des communications que se situe le plus fort potentiel de l'UWB. Il pourra servir aux réseaux sans fil locaux (WLAN) ou personnels (WPAN) pour connecter des terminaux et périphériques informatiques ou encore faire communiquer des matériels multimédia entre eux.

XtremeSpectrum, qui fournit des composants UWB, se focalise à l'heure actuelle sur la vidéo grand public. « C'est le plus gros du marché, grâce au remplacement des câbles », estime Chris Fisher, vice-président du marketing et des ventes. L'UWB reliera, par exemple, un lecteur vidéo numérique ou une set-top box à un écran plat fixé au mur. Les premiers produits grand public sont attendus début 2004. Il s'agira d'abord de dispositifs UWB externes, les versions embarquées n'étant pas attendues avant 2005. Les premières générations fonctionneront à environ 100 Mb/s.

Malgré un débit bien supérieur, UWB ne menace pas l'hégémonie de la famille 802.11 chez les particuliers : sa part ne devrait pas dépasser 5 % du nombre de nœuds réseaux livrés en 2006, d'après In-Stat/MDR.

Enfin, selon le cabinet AsIs, le taux de croissance annuel du marché de l'UWB devrait être de 285 % sur les cinq prochaines années.

III.2.4 Les standards IEEE 802.15.3 et IEEE 802.15.3a

Le groupe de recherche TG3 de l'IEEE est chargé de définir une norme pour les WPANs à haut débit (supérieur à 20 Mb/s) appelée IEEE 802.15.3 HR (*High Rate*). En plus de ce haut débit, le standard doit prendre en compte les impératifs suivants : faible puissance, solutions bon marché répondant aux besoins du grand public en matière d'applications multimédia portables. Les caractéristiques de la norme aux niveaux MAC et physiques sont :

- des débits théoriques de 11, 22, 33, 44, & 55 Mb/s.
- un protocole isochrone assurant la Qualité de Service
- la possibilité d'établir un réseau ad-hoc peer-to-peer
- la sécurité
- une faible consommation
- un coût peu élevé
- une conception qui répond aux besoins en matière d'applications multimédia portables

Il existe une extension à ce standard appelée IEEE 802.15.3a qui traite de l'implémentation d'une couche physique pour la bande de 3.1 à 10.6 GHz, ce qui correspond à l'UWB. On attend de cette extension qu'elle permette d'atteindre des débits bien plus élevés.

III.3 L'UWB et le marché du « sans fil »

III.3.1 Cohabitation UWB/802.11

L'UWB est souvent mis en avant pour sa capacité théorique à ne pas interférer avec d'autres technologies sans-fil. Mais dans la pratique cela reste l'une des interrogations qui suscite le plus intérêt. En effet, il serait intéressant de vérifier les capacités de cohabitation de la technologie UWB avec les autres technologies déjà largement déployées telles que 802.11 et Bluetooth.

De nombreux travaux ont été menés à ce sujet afin d'analyser les répercussions de l'UWB sur les autres technologies. Des expériences ont été menées dans des conditions extrêmes, certes éloignées des conditions réelles d'utilisation, mais elles permettent tout de même de tirer des conclusions solides quant à la cohabitation inter-technologies.

Dans le cadre d'une expérience réalisée au CWC (*Center for Wireless Communications*) de l'université de **Oulu** (Finlande), vingt transmetteurs UWB de très grande puissance ont été mis en cohabitation avec des équipements 802.11b et Bluetooth.

Des relevés en terme de débit et de rapport Signal/Bruit (uniquement pour la cohabitation UWB/802.11) ont été réalisés en plaçant les équipements à des distances allant de 15 cm à 25m.

a. Rapport Signal/Bruit (SNR)

En analysant le spectre du 802.11b, on s'aperçoit de la présence d'une dégradation du SNR de l'ordre de 2 à 4 dB en fonction du nombre d'équipements UWB actifs (10 à 20). Par ailleurs, lorsque la distance séparant les équipements UWB et 802.11b dépasse les 50 cm, il n'y a pas d'incidence sur le SNR. Avec une distance inférieure à 50cm, on note une réduction du SNR de 10 à 15 dB.

b. Débits

Les débits relevés montrent que lorsque les émetteurs UWB et les récepteurs 802.11b ne sont espacés que d'une trentaine de centimètres, le débit du WLAN s'effondre de manière inquiétante. Mais, dès que la distance séparant les équipements dépasse les 40 cm, il n'y a plus de détérioration notable.

Il est intéressant de noter que dans le cadre de Bluetooth, il n'y a aucune détérioration significative du débit quelle que soit la distance entre les équipements.

c. Conclusion

Ainsi, au vu des résultats obtenus avec des équipements de grande puissance, il est possible de dire que des équipements UWB de puissance standard ne viendront pas perturber les technologies 802.11b et Bluetooth dans la cadre d'une utilisation normale.

III.3.2 Positionnement dans les WPAN

A l'heure où les appareils électroniques connectés se multiplient, il est de bon ton de s'intéresser à la suppression de la kyrielle de fils et de câbles qui les accompagnent et qu'il est parfois difficile de poser dans certaines régions. Ainsi, on assiste au développement massif de solutions sans-fil, aussi bien pour de l'accès à des ressources qu'à des périphériques.

Dans le domaine du réseau, l'UWB côtoie donc de nombreuses technologies plus ou moins comparables à travers des critères quantifiables tels que :

- Débit (ordonnée)
- Portée (abscisse)
- Bande de fréquence
- Champ d'application : PAN, LAN, MAN... (taille des bulles)

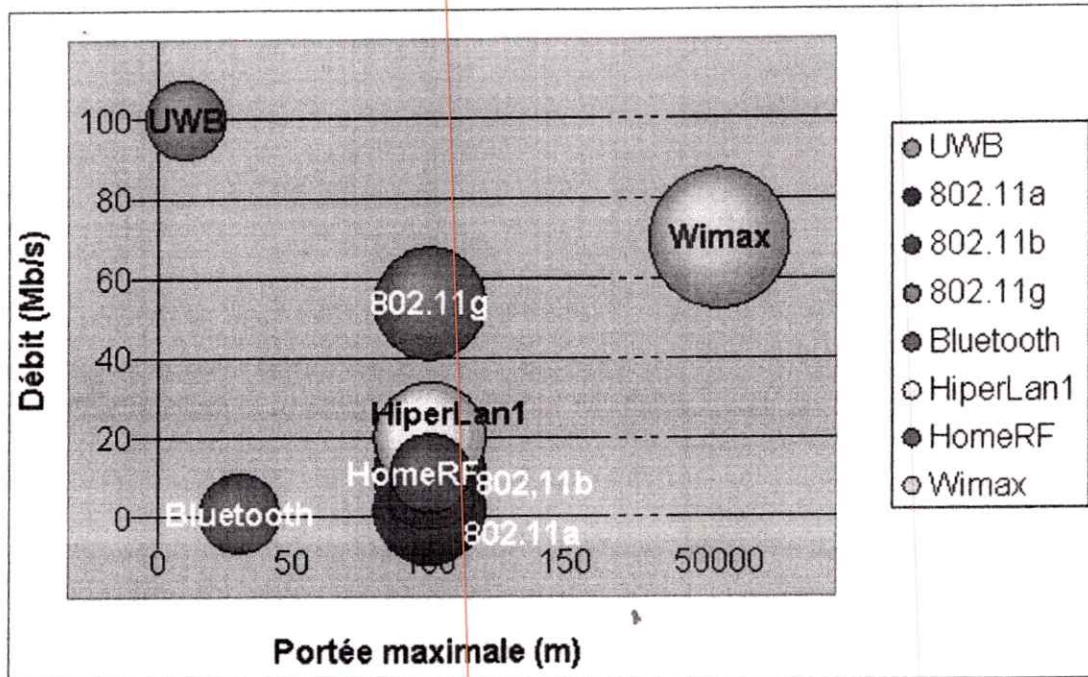


Figure III.25 : Comparaison des technologies "sans fil"

L'UWB se positionne dans le domaine des PAN à haut débit et faible portée sur la bande de fréquence 3,1 GHz à 10,6 GHz.

III.3.3 Comparaison avec Bluetooth

Les systèmes Bluetooth et UWB faisant partie tous les deux des réseaux sans fil personnels, il apparaît logique d'avoir à les comparer ne serait-ce que pour savoir s'ils sont complémentaires ou concurrents.

III.3.3.1 Quelques caractéristiques similaires

Outre le fait qu'ils appartiennent tous deux aux WPANs, seuls quelques points communs les rapprochent.

a. Allocation de ressources

Une certaine analogie existe entre les deux systèmes en ce qui concerne l'allocation des ressources. Dans Bluetooth, les liens SCO (*Synchronous Connection Oriented Link*) sont utilisés pour les flux audio. Ils sont assimilables à un mode circuit. De son côté, 802.15.3 dispose de la CTAP qui fonctionne comme un mode connecté. Elle a l'avantage de pouvoir accueillir tous types de flux. Le temps non occupé par les liens SCO est disponible au lien ACL (*Asynchronous Connection-Less Link*). De manière analogue, le temps non alloué à la CTAP est laissé à la CAP. Les ressources du lien ACL et de la CAP (*Contention Access Period*) sont destinées à être partagées entre les intervenants du piconet suivant leurs besoins. Dans le cas de Bluetooth, l'allocation est gérée de manière centralisée par le maître. Pour 802.15.3, c'est une méthode distribuée basée sur le CSMA/CA qui est utilisée.

b. Coût

Dans les deux cas, les coûts sont faibles mais restent actuellement moins élevés pour Bluetooth avec par exemple une puce à moins de 5\$.

c. Sécurité

Le principe de mécanisme de sécurité reposant sur le secret partagé entre équipements est appliqué par les deux systèmes. La différence vient du fait que Bluetooth utilise SAFER+ (la solution SAFER avait été proposée pour AES mais non retenue) à la différence de 802.15.3 qui utilise AES. Alors que SAFER+ permet l'authentification et la confidentialité, la sécurité UWB englobe également l'intégrité. De plus, même si le principe de l'UWB permet de traverser les parois et donc le rend également plus vulnérable à certaines attaques par rapport à Bluetooth, il faut rappeler qu'il existe en plus une sécurité au niveau physique.

III.3.3.2 Des performances différentes**a. Débit:**

La différence majeure se situe en terme de débit. Le standard 802.15.3a atteint des débits jusqu'à 80 fois plus importants que le système Bluetooth, ce qui en fait une des caractéristiques les plus importantes du standard.

b. Gestion de ressource

La gestion de la ressource radio est très différente d'un système à l'autre. Bluetooth utilise le saut de fréquences et propose ainsi une bonne résistance au brouillage. Les collisions entre les transmissions de piconets co-localisés sont ainsi possibles. En revanche, le mécanisme de sélection dynamique de canal immunise un piconet contre les perturbations d'autres piconets 802.15.3.

c. Couverture

Le nombre de stations actives au sein d'un piconet Bluetooth est environ 30 fois inférieur à celui admis au sein d'un piconet 802.15.3.

Deux mécanismes permettent de lever partiellement cette limitation au sein d'un piconet Bluetooth : la possibilité de maintenir un grand nombre de stations synchronisées et la formation de *scatternets*.

Un mécanisme similaire à la formation de *scatternet* avec la création de piconets enfants est défini dans 802.15.3 permettant ainsi un élargissement de la couverture d'une cellule.

d. Types de liens

Comme cela a été précisé précédemment, deux types de liens sont possibles au sein d'un piconet Bluetooth : les liens point-à-point entre le maître et un esclave et les liens point-à-multipoint entre le maître et l'ensemble de ses esclaves.

En plus de ces deux types de liens, le standard 802.15.3 permet la création de liens transversaux entre esclaves. En particulier, les liens point-à-point entre deux esclaves et les

liens point-à-multipoint entre un esclave et l'ensemble des participants du piconet sont possibles.

e. Connexion

L'utilisation du saut de fréquence par Bluetooth influe sur les performances. En particulier, le temps d'établissement de connexion est en moyenne 5 fois plus important. De plus par l'utilisation de l'adresse codée sur 48 bits, l'en-tête MAC dans le système est alourdi à la différence de l'UWB.

III.3.3.3 L'UWB et Bluetooth, deux systèmes très disparates

Le tableau ci-dessous dresse un résumé du comparatif entre ces deux standards.

Caractéristiques	Bluetooth	802.15.3a
Débit (Mbit/s)	750 Kbit/s	55 Mbit/s
Puissance de transmission	0 à 20 dBm	41 dBm
Portée	10-100m	10 m
Nombre de cellules	7	12 (DS-UWB) - 19 (MB-OFDM)
Couverture	8 stations actives par cellule possibilité de création de scatternets	236 stations par cellule possibilité de création de piconets enfants
Topologie des liens	maître (1) – esclave (1/n)	PNC (1) – (1/n) esclave Esclave (1) – esclave (1/n)
Temps de connexion (s)	< 5 secondes	< 1 seconde
Gestion de l'accès	centralisée : polling	mixte : CSMA/CA + polling
Allocation de ressources	allocation centralisée et limitée à certains flux	allocation dynamique pour tous flux
Coût	Faible	Faible
Sécurité	secret partagé peu de brouillage possible utilisation SAFER	secret partagé possibilité de traversée de murs utilisation AES
Interférence	Peu de problème d'interférence grâce au saut de fréquences	Au-dessus de 30 cm pas de problème d'interférence

La disparité importante entre ces deux systèmes s'explique par le fait que l'approche est différente en raison d'époques distinctes de conception.

Les principales caractéristiques qui les séparent tournent, comme on l'a vu, à l'avantage de l'UWB (débit plus important, temps d'accès moindre, sécurité renforcée, plus grande souplesse d'utilisation des cellules, ...) et seul le coût des matériels pourrait être un argument en faveur de Bluetooth.

Techniquement en retrait face à 802.15.3a, Bluetooth a aussi l'avantage non négligeable d'être déjà implanté sur le marché des WPAN. Ayant contribué à la popularité des WPANs, il se positionne comme un système intermédiaire adapté pour des équipements exigeant un faible débit de communication.

III.3.4 L'UWB face à 802.11

Wi-Fi est la technologie sans fil la plus populaire. En constante évolution, elle regroupe un ensemble de normes dont les plus connues sont :

- 802.11a : évolution baptisée Wi-Fi5, offrant un débit de 54 Mbit/s, dans la bande 5 GHz
- 802.11b : norme la plus répandue, offrant un débit de 11 Mbit/s dans la bande 2,4 GHz
- 802.11g : évolution de 802.11b, offrant un débit de 54 Mbit/s dans la bande 2,4 GHz
- 802.11e : modification de la couche MAC, permettant d'offrir de la QoS, compatible avec les autres 802.11
- 802.11i : évolution des mécanismes natifs de sécurité (WEP), vers des versions plus robustes, compatibles avec les autres 802.11.

On peut distinguer deux types de marché pour Wi-Fi. Celui des *hotspots*, et celui des WLANs ou WPANs. Dans cette comparaison, compte tenu des distances d'utilisation de l'UWB, on ne s'intéressera pas à une confrontation des deux technologies dans le cas d'un *hotspot*, ni dans le cas d'un WLAN.

On s'attachera à faire ressortir à travers les technologies, ce qui est visible et significatif pour l'utilisateur. Ainsi, on se focalisera sur le débit, la portée, la puissance consommée, la sécurité et la QoS. Par la suite, lorsqu'on comparera l'UWB à Wi-Fi, on se placera dans le cas le plus favorable pour Wi-Fi. Ainsi, lorsqu'on parlera de débit, on supposera utiliser 802.11a ou 802.11g, lorsqu'on parlera de sécurité, on sera dans le cadre de 802.11i, et lorsqu'il s'agira de QoS, on considérera les capacités de 802.11e.

III.3.5 Technique de modulation et de transmission

a. Débit

Dans les standards 802.11, on utilise généralement une modulation de type PSK, qu'il s'agisse de BPSK ou QPSK, avec une technique de transmission de type DSSS ou FHSS(*Frequency Hopping Spread Spectrum*). Cette dernière, bien qu'ayant de bonnes performances contre les interférences, ne permet pas de disposer de débits élevés. C'est la raison pour laquelle les évolutions de 802.11, à l'instar de l'UWB, utilisent la transmission OFDM. On obtient tout de même des débits plus faibles, de l'ordre de 54 Mbit/s. En effet, la plage de fréquences de l'UWB, étant plus large, les techniques DSSS ou OFDM disposent d'un plus large domaine, et peuvent donc transmettre davantage d'information.

b. Portée

Toutefois, les principes d'évanouissement de l'onde restent les mêmes. De ce fait, l'UWB propose généralement une portée moindre que Wi-Fi. En revanche, la capacité des impulsions à traverser les murs permet d'avoir une réception homogène dans un WPAN tel qu'une maison, alors qu'en Wi-Fi, le cloisonnement des pièces sera toujours un obstacle et induira de fortes variations dans le niveau de réception en fonction de la localisation. Les capacités de l'UWB sont à la fois un atout, sa faible portée, et un obstacle, le fait de traverser les murs, pour la sécurité.

c. Consommation

Le principe de base de Wi-Fi est de transmettre une onde continue; celui de l'UWB, de transmettre des impulsions. On comprendra aisément qu'il est énergétiquement moins coûteux de transmettre des impulsions plutôt qu'une onde continue. Wi-Fi et l'UWB intègrent tous les deux des mécanismes d'économie d'énergie. L'UWB étant moins consommateur, on peut d'une part développer des équipements avec une autonomie plus grande, et d'autre part intégrer des équipements avec de très petites batteries, dont on ne pourrait pas disposer dans le cadre de Wi-Fi.

III.3.6 Architecture réseau

a. Réseau « ad hoc »

Wi-Fi propose deux architectures, l'une centralisée, l'autre, comme l'UWB, ad hoc. L'intérêt de cette dernière est d'offrir une grande flexibilité d'emploi et le fait de pouvoir se passer d'un équipement particulier tel que le point d'accès.

Les réseaux ad hoc Wi-Fi ne supportent pas toujours la QoS, même dans le cadre de 802.11e, et sont vulnérables à la congestion de trafic. D'autre part, lors d'un *handover* de maître (PNC pour UWB), les paramètres de QoS et de sécurité ne sont pas conservés en Wi-Fi. Ça n'est pas le cas en UWB. Ainsi, ni la QoS, ni la sécurité ne sont garantis dans les réseaux ad hoc en Wi-Fi.

b. Architecture Peer to Peer

Cette architecture permet de réduire la charge de travail du maître. Elle permet, dans le cadre des WPANs, qui comportent généralement un nombre assez faible d'équipements, de réduire les flux de signalisation, puisqu'on ne passe plus par le maître, une fois la connexion établie. Le fait de pouvoir réduire la signalisation agit fortement sur la rentabilisation de la bande passante.

Cependant, lorsque le piconet commence à être étendu, tous les équipements ne peuvent pas se joindre en direct, et le PNC est obligé de faire relais. Ceci entraîne un regain de signalisation.

III.3.7 Méthode d'accès

L'accès au canal en Wi-Fi se fait en CSMA/CA. En UWB, le PNC attribue des *time slots* à l'équipement qui souhaite émettre.

a. Débit

La méthode CSMA/CA ne permet pas d'atteindre des débits très élevés, et on estime qu'en Wi-Fi, elle permet de pousser celui-ci à un maximum de 75 Mbit/s. L'attribution de *time slots* dans l'UWB permet de rentabiliser au maximum la bande passante.

La différence de débit entre les deux technologies est accentuée par la différence de taille des en-têtes MAC : 28 octets pour Wi-Fi, 12 pour l'UWB.

En cas de forte occupation de la bande passante, la méthode CSMA/CA ne permet pas de faire du contrôle d'admission, contrairement à l'UWB, ce qui rend le réseau particulièrement vulnérable à la congestion. On notera que contrairement à l'UWB, le mécanisme de FEC est optionnel, et se trouve, dans ce dernier cas, au niveau MAC. L'absence de ce mécanisme a pour conséquence, en cas d'erreur, de faire appel au mécanisme des couches supérieures, TCP, en l'occurrence. D'une part, ceci allonge le temps de traitement des données, et d'autre part, cela nuit aux performances du réseau.

b. Qualité de service

L'UWB a su dès le début de la conception de sa couche MAC, intégrer des mécanismes de QoS. La QoS de Wi-Fi résulte d'une modification de la couche MAC, le 802.11e, qui rend d'emblée sa mise en œuvre plus complexe et ses performances moindres. D'autre part, le fait de pouvoir attribuer dynamiquement des slots à un équipement, apparentant la liaison à un mode connecté, permet de garantir plus aisément la QoS. On notera cependant que les mécanismes de QoS développés pour 802.11e supportent mieux les applications à débits variables (VBR), que l'UWB⁹.

c. Sécurité

Wi-Fi est né avec un mécanisme de sécurité, WEP (*Wireless Equivalent Privacy*), dont la faiblesse n'est plus à démontrer. Deux solutions de remplacement ont été proposées, TKIP et CCMP (Counter-Mode/CBC-MAC Protocol). Commercialement, TKIP est la solution qui pour l'instant a été retenue, car CCMP, bien que proposant une plus grande robustesse basée sur l'AES, nécessite le remplacement des cartes Wi-Fi et des points d'accès du marché actuel.

Les mécanismes de sécurité intégrés dans la couche MAC de l'UWB, utilisent aussi l'AES, de la même façon définie pour Wi-Fi. Par conséquent, la sécurité de l'UWB est plus robuste que celle de 802.11i à base de TKIP.

Enfin, il est important d'ajouter que le groupe 802.15.3 s'applique à faire de l'UWB une technologie aisément déployable, et viable. Ainsi, l'accent a été mis sur la faible complexité des mécanismes à mettre en place et des équipements à développer, ainsi que sur la réduction des coûts. Wi-Fi devant intégrer toute la gamme des 802.11, s'avère plus complexe et plus cher que l'UWB, pour des performances moindres.

On notera toutefois que les travaux constants sur la technologie Wi-Fi permettent de faire progresser ces performances. Ainsi, on voit émerger aujourd'hui un nouveau standard, 802.11n qui pourrait offrir des débits de 100 Mbit/s, à des distances supérieures à celle de l'UWB.

On constate finalement que l'UWB se place résolument sur le marché des WPANs et qu'il y est plus performant que Wi-Fi. Il est cependant inconcevable de le voir supplanter Wi-Fi dans le domaine des WLAN voir des *hotspots*, à moins d'augmenter la puissance d'émission. Dans ce cas, on remet en cause l'intérêt de la technologie qui est de pouvoir émettre à faible consommation d'énergie, sans interférence pour les systèmes environnants.

III.3.8 L'UWB et Wimax

Après les « déferlantes » ADSL et Wi-Fi, une nouvelle technologie baptisée WiMAX (moins connue sous le nom de 802.16a et bientôt d et e) s'apprête à faire son entrée dans le grand public avec le but avoué de révolutionner une fois encore l'accès à Internet.

Avec un débit annoncé de 70Mb/s pour une portée de l'ordre de 50 km (en pratique 12 Mbit/s sur 20 km, selon l'opérateur pionnier en France Altitude Telecom), on voit cependant mal s'amorcer une concurrence entre ces deux technologies émergentes que constituent l'UWB et WiMAX. En effet, WiMAX se veut être une technologie d'accès à l'Internet en particulier dans les zones non câblées (au sens large du terme) à l'instar de ce que devait constituer la BLR (Boucle Locale Radio). L'UWB, comme cela a déjà été dit, possède certes un débit très élevé mais une portée si faible qu'elle le confine principalement à l'interconnexion d'équipements domestiques.

On comprend ainsi que la guerre UWB-WiMAX n'aura pas lieu demain ! A moins que les interférences ne s'en mêlent. En effet, l'IEEE a approuvé le standard 802.16a pour une bande de fréquences s'étalant de 2 GHz à 11 GHz qui recouvre totalement la bande occupée par l'UWB. Même si l'UWB opère à très faible puissance - autorisant ainsi une utilisation sans licence, il demeure intéressant de se demander comment faire fonctionner un WPAN UWB avec un accès Internet WiMAX en étant sûr de ne subir aucun des désagréments pouvant être engendrés par d'éventuelles interférences.

III.4 Conclusion

La technologie UWB est présentée dans de nombreux articles comme très prometteuse en ce qui concerne le domaine des réseaux sans fil, actuellement en plein essor avec l'explosion de WiFi. En effet, l'UWB devrait permettre d'atteindre des débits bien plus élevés que les autres technologies sans fil, et ce, sans interférer avec ces dernières et même en traversant les murs ! Cependant, l'UWB reste encore confiné à de très faibles portées de par les faibles puissances imposées par une réglementation qui prévoit une utilisation sans licence. Celle-ci devrait séduire les industriels ; malheureusement, à ce jour, seuls les Etats-Unis ont légiféré et l'Europe – entre autres – se fait toujours attendre, alors que les partisans de l'UMTS pourraient encore ralentir les débats devant ce concurrent potentiel.

Mais si certains voient déjà l'UWB comme le fossoyeur de Bluetooth et même de 802.11x, d'autres parlent de technologies complémentaires. En effet, certaines études considèrent l'UWB non pas comme une norme de communication complète mais seulement comme la partie transport d'une telle norme et s'attachent donc à utiliser l'UWB comme une couche physique qui serait déployée dans les WPANs.

Enfin, une question importante reste en suspens : quelle approche adopter pour la division de la bande de fréquence ? Le groupe de travail mené par Intel prône un découpage en quinze bandes de 500 MHz, tandis que XtremeSpectrum et Motorola se dirigent vers deux bandes uniquement. Cette dernière solution a d'ailleurs déjà été déposée auprès de l'IEEE. Il est donc intéressant de se demander si cette dualité posera des problèmes en terme d'interopérabilité entre les futurs équipements commercialisés. A l'heure actuelle, l'UWB semble avoir un bel avenir de par les applications envisageables, mais au vu de l'avancement des travaux, de nombreux points restent à aborder tels que la sécurité. Quoi qu'il en soit, l'UWB reste une technologie naissante qu'il faudra suivre ces prochaines années...

La simulation est une étape indispensable pour la réalisation réelle d'un objet, puisqu'elle nous guide et nous oriente vers la bonne sélection des paramètres statiques et des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé par la réalisation. Dans ce chapitre, on a simulé quelques techniques de conceptions mentionnées précédemment. Nous avons utilisé le logiciel professionnel MICROWAVE sur une plate-forme Windows XP, produit par Noyan Kinayman et M.I.Aksun.

Le logiciel MICROWAVE est un programme d'analyse électromagnétique des structures imprimées multicouches. C'est une approche à plein vague (full-wave), l'algorithme est basé sur La méthode des moments (MoM) en conjonction avec les fonctions de Green.

Une série de simulations est entreprise afin de vérifier les techniques proposées dans le troisième chapitre. On a choisi des antennes patchs dont les formes rayonnantes sont représentées par les formes suivantes :

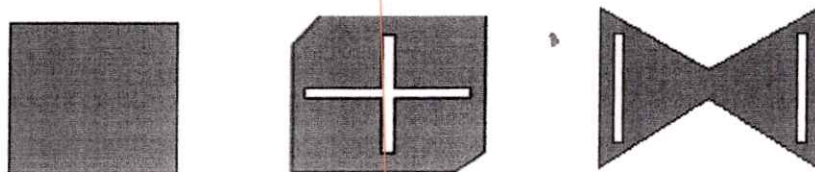


Figure IV.1 : les différentes formes des antennes simulées

I. Élément rectangulaire :

En premier lieu, on a étudié un cas simple d'un élément rayonnant rectangulaire .En fixant une gamme de fréquence, on vas agir sur les paramètres de l'antenne (permittivité et épaisseur du substrat) afin d'extraire les caractéristique de l'antenne à chaque valeur de ces paramètres.

Caractéristiques de l'antenne :

La fréquence est comprise entre 5 et 8GHz.

Longueur de l'antenne $L=25$ mm

Largeur de l'antenne $W=15$ mm

Épaisseur du substrat $h=1$ mm

- **1ere cas :**

La permittivité du substrat diélectrique $\epsilon_r = 22$ (celle du téflon)

Les résultats obtenus alors sont les suivants :

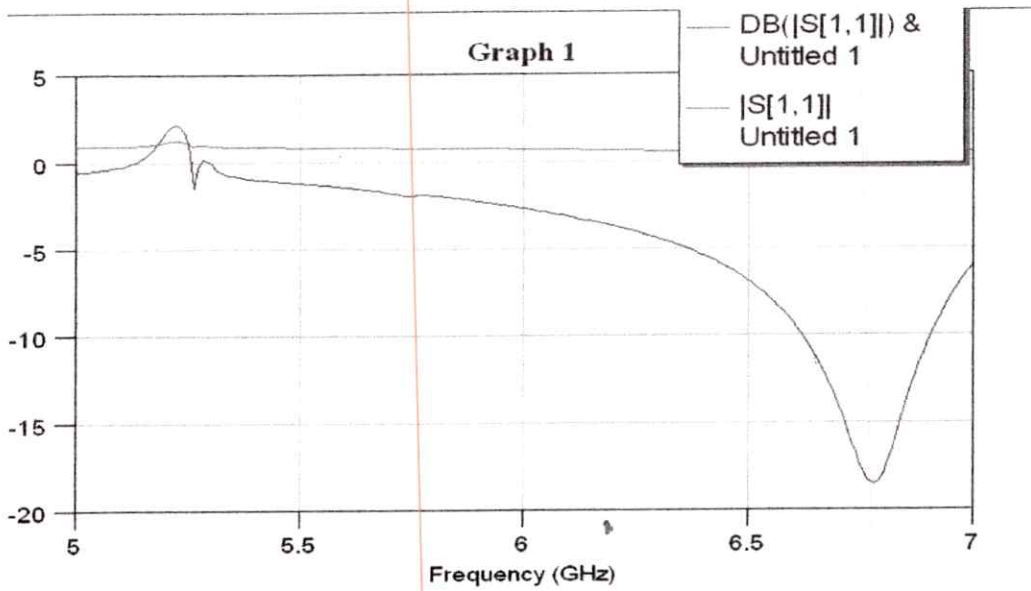


Figure IV.2: Paramètre S_{11}

Ce qu'on peut tirer de ce graphe est que le coefficient de réflexion a une valeur minimale à la fréquence de 6.83 GHz (fréquence de résonance). la bande passante est compris entre 6.62GHz et 6.91 Ghz Le diagramme de rayonnement obtenu à cette fréquence est montré dans la figure suivante.

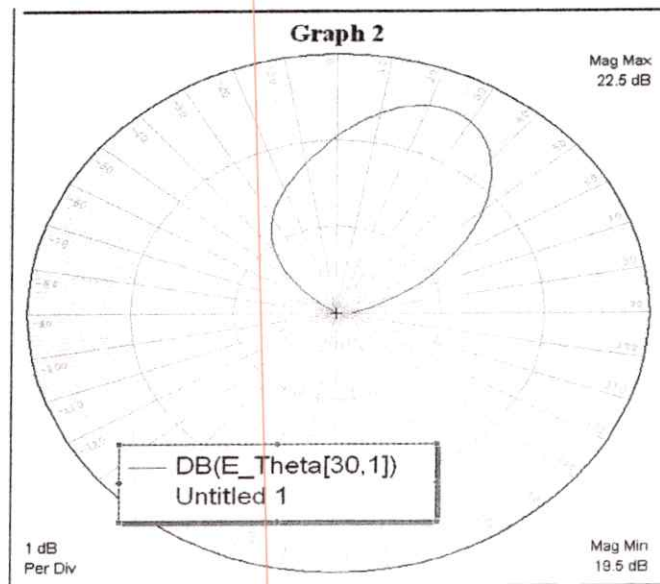


Figure IV 3 : diagramme de rayonnement à 6.83Ghz

la bande passante est compris entre 7.72Ghz et 7.86 Ghz Le diagramme de rayonnement obtenu à cette fréquence est montré dans la figure suivante.

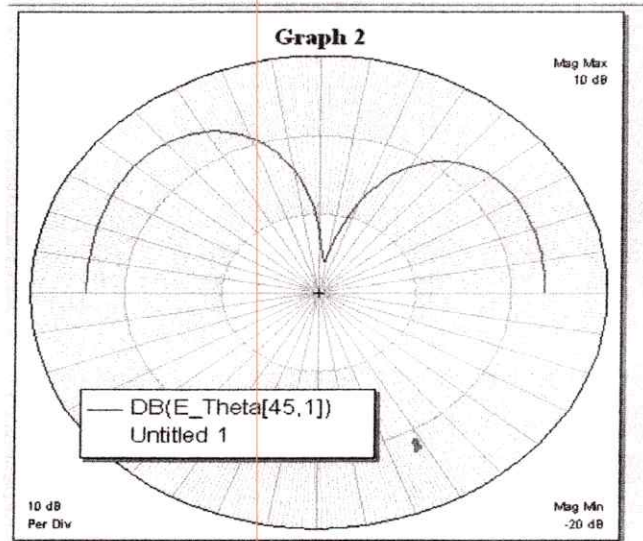


Figure IV.6 : diagramme de rayonnement à 7.84GHz

X Polarization - All Layers - Frequency: 7840000 Hz - Excitation: Port 1

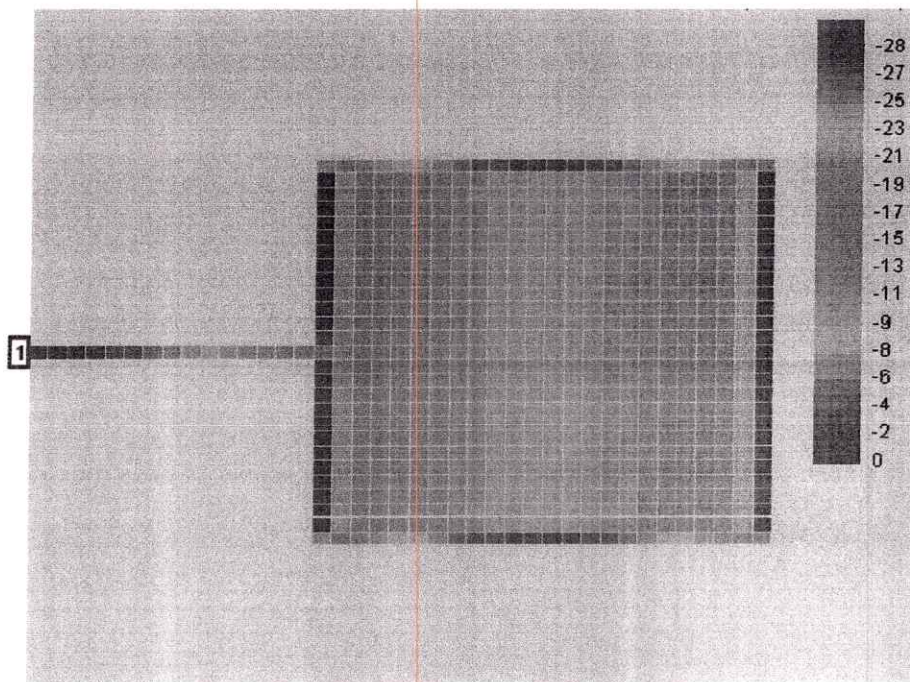


Figure IV.7 : distribution du courant à 7.84 GHz

▪ 3 eme cas :

On change maintenant l'hauteur du substrat, on prend une valeur de $h = 2\text{mm}$
 Les résultats obtenus sont montrés dans les figures suivantes

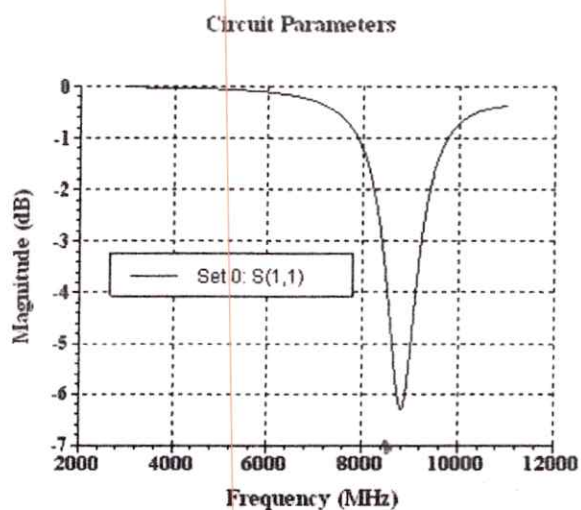


Figure IV.8 : S_{11} en fonction de la fréquence

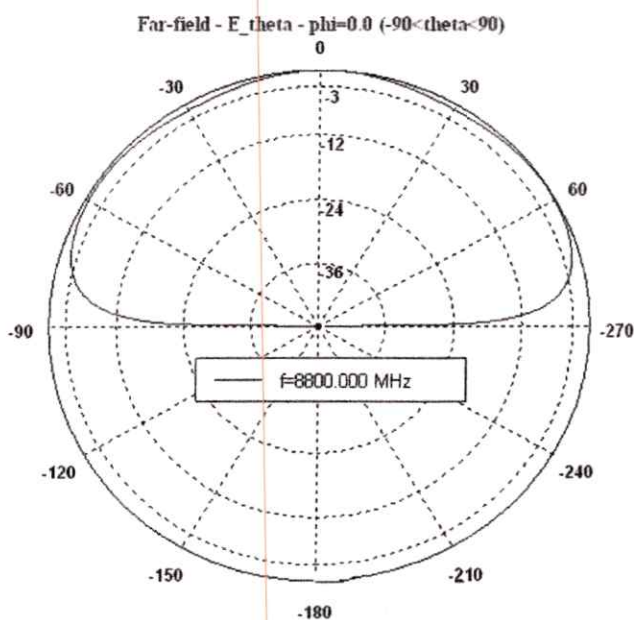


Figure II.9 : diagramme de rayonnement à 8.8GHz

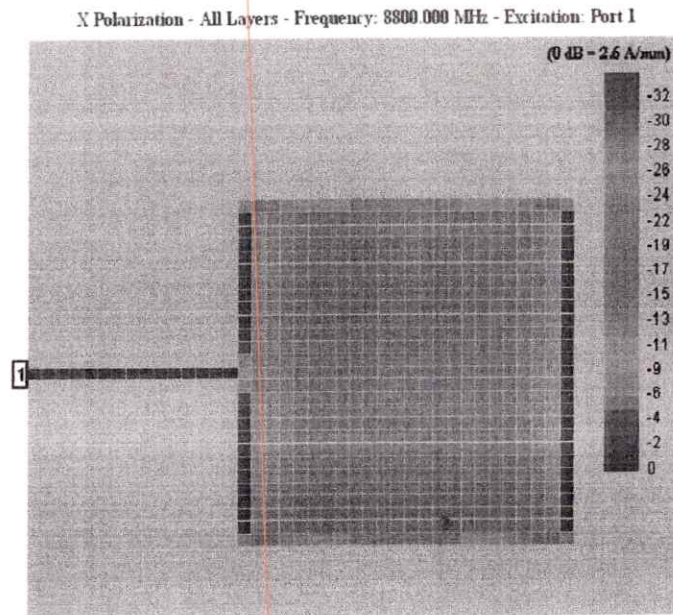


Figure IV.10 : distribution du courant à 8.8 GHz

La fréquence de résonance est diminuée en augmentant la permittivité du diélectrique et l'épaisseur du substrat. Ainsi le diagramme de rayonnement est devenu plus large. Cependant ce changement de permittivité ou de l'épaisseur du substrat n'a pas eu un grand effet sur la distribution du courant.

II. Antenne multicouche :

On ajoute une autre couche du diélectrique en gardant les mêmes paramètres du premier cas Avec : $\epsilon_{r1} = 3$, $h_1 = 0.5\text{mm}$ et $\epsilon_{r2} = 2.2$, $h_2 = 0.5\text{mm}$
 Les résultats obtenus sont les suivant :

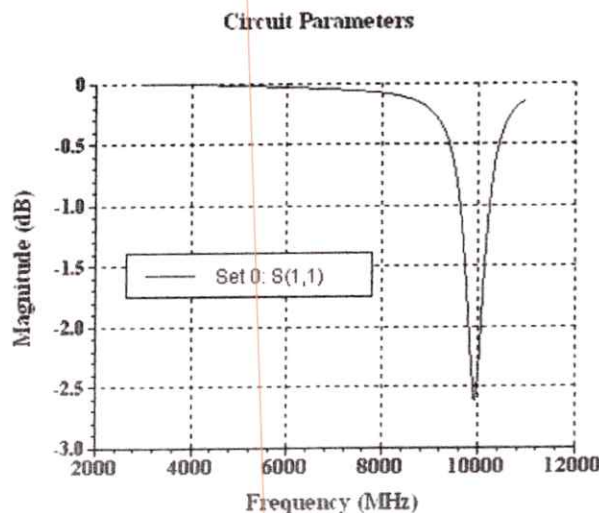


Figure IV.11 : S_{11} en fonction de fréquence

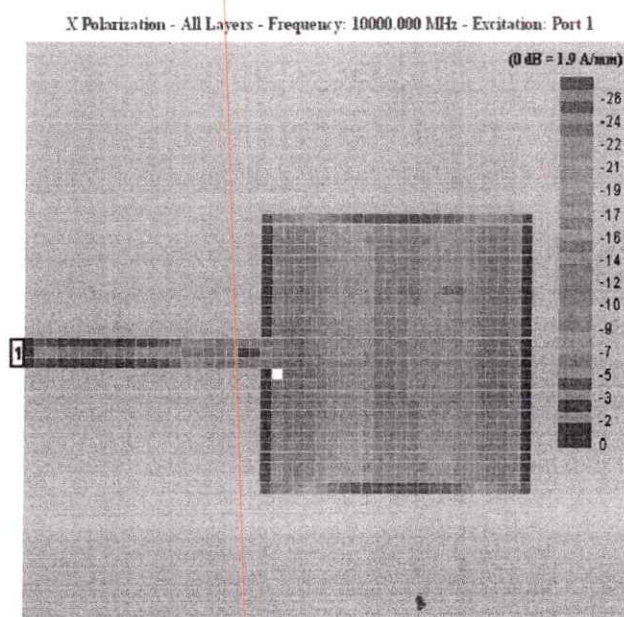


Figure IV.12 : distribution de courant à 10GHz

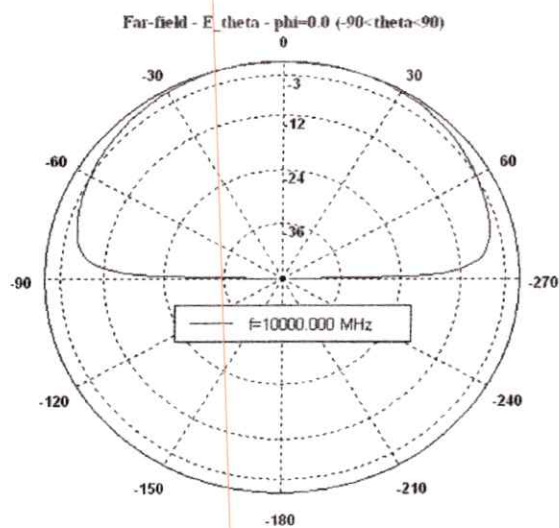


Figure IV 13 : diagramme de rayonnement à 10 GHz

La structure multicouche a eu un effet sur la distribution du courant, il est devenu un peu plus dense au milieu.

III.Simulation d'autres formes :

L'introduction des fentes latérales dans la structure permet de réduire encore plus la fréquence de résonance. Cela correspond à une réduction des dimensions de l'antenne.

a. Papillon aux fentes :

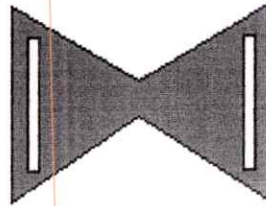


Figure IV.14 : Papillon aux fentes

Les résultats obtenus sont représentés dans les figures suivantes :

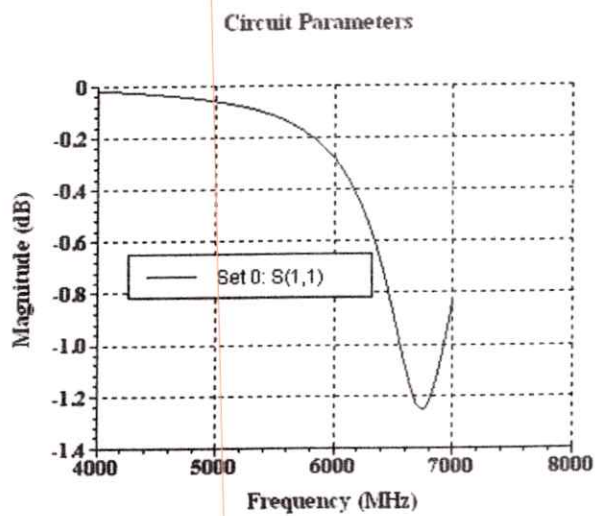


Figure IV.15 : S_{11} en fonction de la fréquence

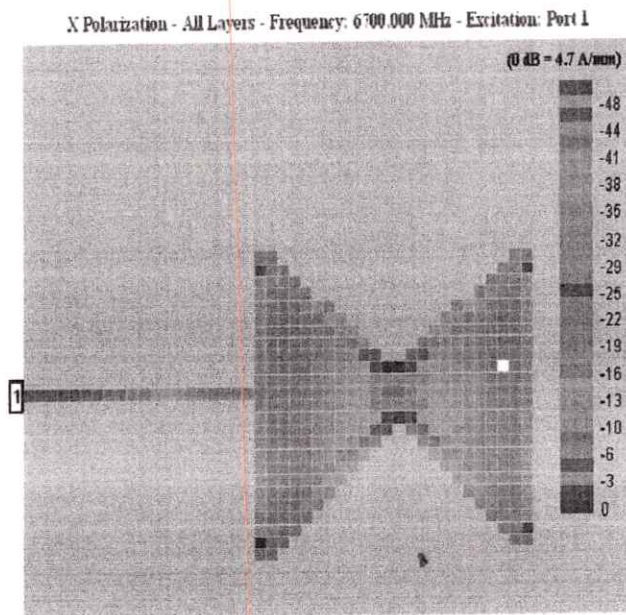


Figure IV.16 : distribution du courant à 6.7 GHz

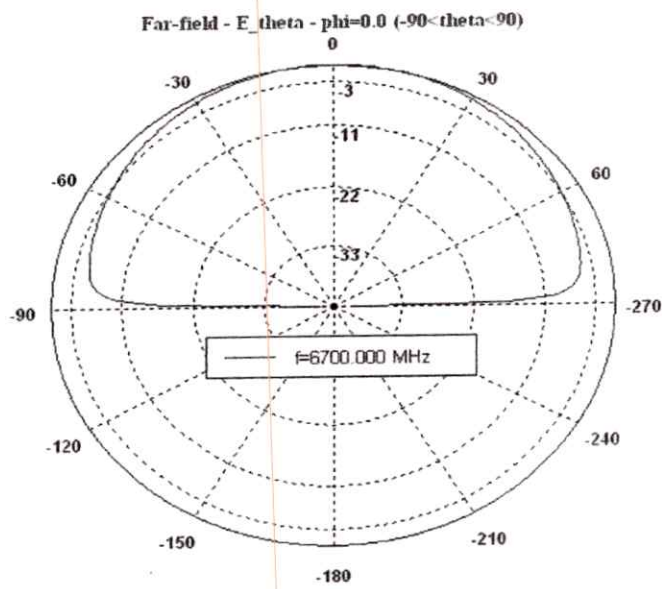


Figure IV.17 : diagramme de rayonnement à 6.7 GHz

b. Rectangle aux fentes croisées :

La figure suivante permet de visualiser une antenne patch rectangulaire. Les deux fentes perpendiculaires permettent la résonance suivant deux fréquences.



Figure IV.18 : rectangle aux fentes croisées

Elément rayonnant aux fentes croisées

Les résultats obtenus sont montrés dans les figures suivantes

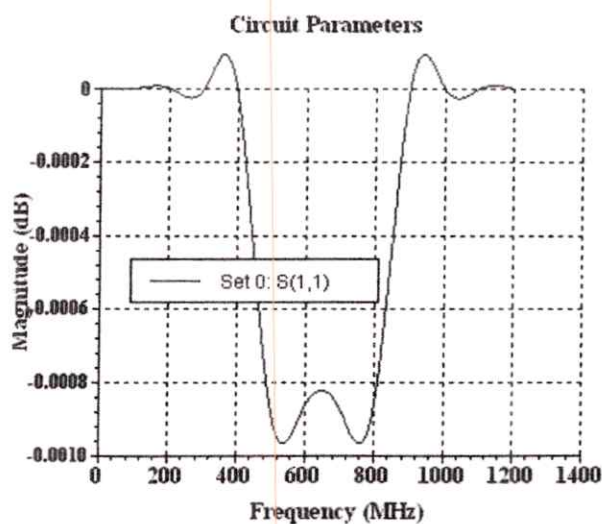


Figure IV.16 : S_{11} en fonction de la fréquence

On tire deux fréquences de résonance de cette figure , 5.4Ghs et 6.7Ghs

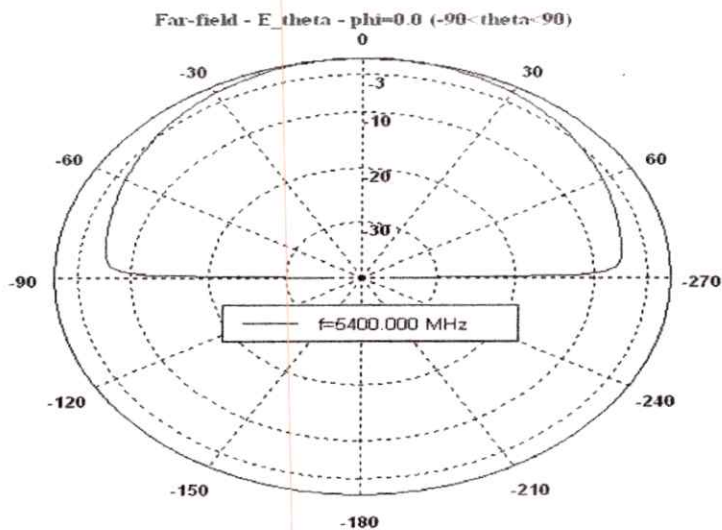
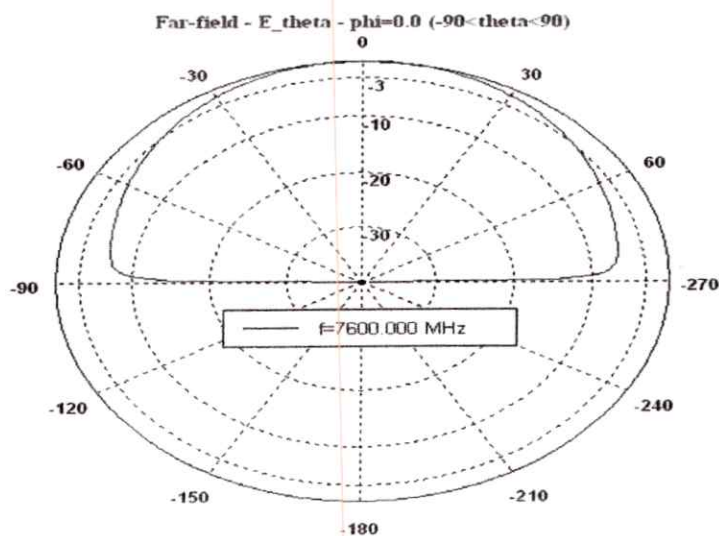


Figure IV.17 : diagrammes de rayonnement pour 5.4 GHz et 7.6 GHz



on remarque que les caractéristiques du substrat ainsi que la forme géométrique et physique influent sur la directivité de l'antenne et sur la puissance réfléchie.