

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

Présenté en vue de l'obtention

Du Diplôme Master académique en
Télécommunication et Réseaux

Option : Electronique

Thème :

**Etude des antennes filaires et leurs techniques de
miniaturisation**

Promoteur :

Mr. Hocine Kanane

Présenté par :

Mr. Larbes Samir

Mr. Oukil Ahcene

Année universitaire 2012/2013



Remerciements



Remerciements

*Nous tenons tout d'abord à exprimer nos sincères remerciements pour notre enseignant et promoteur **MR. KANANE**, pour nous avoir dirigé, aidé et encouragé durant tout le développement de notre projet. Ses conseils et sa disponibilité nous ont permis de progresser, d'élargir nos connaissances et d'améliorer notre travail.*

Nos sincères remerciements iront aussi pour le président et les membres du jury, pour l'honneur qu'ils nous font d'accepter de juger ce travail, pour le temps qu'ils ont consacré à cette soutenance.

Samir et Ahcene



Dédicaces

Dédicace

A mon grand-père et ma grand-mère ;

A mon cher -père ;

A ma chère mère

Pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance ;

Pour leurs patiences et leurs sacrifices

Pour avoir été toujours un confort moral ;

A ma chère sœur Fatiha

Pour m'avoir poussé jusqu'au bout ;

A mon cher frère Rafik,

Je le souhaite la réussite dans leur vie ;

A toute ma famille proche soit-elle ou lointaine ;

A ma chère sœur pour tout l'aide qu'elle m'a donné durant notre projet ;

A tous mes ami(e)s particulièrement à Amar ; sadek ; said ; ahcene ;

En leurs souhaitant le succès dans leur vie aussi bien professionnelle que familiale ;

A tous ceux qui m'ont aidé afin de réaliser ce travail ;

A la famille SIAHMED ;

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment ;

Je dédie ce travail ;

Samir 

Dédicace

A mon cher père & ma chère mère

Pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance ;

Pour leurs patiences et leurs sacrifices

Pour avoir été toujours un confort moral ;

A Mes chers frères

A mes chères sœurs

A tous mes amis particulièrement à

Samir , Achène

A la famille ; HADDBI et OUCHEN ;

Ahcene



Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I: Généralités sur les antennes	
Généralités sur les antennes.....	3
I.1.Introduction	3
I.2. Définition de l'antenne.....	3
I.3. Zone de rayonnement	4
I.3.1.La zone de Rayleigh	4
I.3.2.La zone de Fresnel	4
I.3.3.La zone de Fraunhofer (zone de rayonnement)	5
I.4.Les caractéristiques des antennes	5
I.4.1.Le vecteur de poynting	5
I.4.2.Diagramme de rayonnement.....	6
I.4.3.Puissance totale rayonnée	6
I.4.4.Résistance de rayonnement.....	7
I.4.5.Angle d'ouverture à -3 dB.....	7
I.4.6. La directivité.....	7
I.4.7.Gains.....	7
I.4.8.Polarisation.....	10
I.4.9.Impédance d'une antenne.....	11
I.4.10.Théorème de réciprocité.....	13
I.4.11.La puissance collectée à la charge.....	14
I.4.12.Aire équivalente.....	15
I.4.13.La hauteur effective.....	15
I.4.14.La <i>f.e.m</i> induite.....	15
I.5.Caractéristiques de rayonnement d'une antenne.....	16
I.5.1.Notion de plan de coupe.....	16
I.6.Bande passante.....	19
I.7.Conclusion.....	20
Chapitre II: Antenne demi-onde	
II.1.Introduction	21

II.2. Antennes filaires	21
II.3. Etude de l'antenne filaire demi-onde	29
a) Caractéristiques de l'antenne demi-onde.....	30
b) Densité surfacique de puissance –vecteur de poyntig.....	31
c) Intensité de rayonnement.....	31
d) Puissance total rayonnée par l'antenne.....	31
e) Résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde.....	36
f) Fonction caractéristique de rayonnement.....	36
g) Diagramme de rayonnement.....	36
h) Angle d'ouverture à -3 dB.....	37
i) Directivité de l'antenne demi-onde.....	37
j) Polarisation du champ électrique rayonné par une antenne demi-onde.....	38
k) Impédance d'entrée d'une antenne demi-onde.....	38
l) Hauteur effective d'une antenne demi-onde.....	39
m) <i>f.e.m</i> induite maximale sur antenne demi-onde utilisée en réception.....	39
n) Aire équivalente de l'antenne demi-onde.....	40
o) Calcule de la puissance maximale collectée au niveau de la charge.....	40
II.4. Conclusion.....	41
Chapitre III : Miniaturisation des antennes	
III.1. Historique	42
III.2. Introduction	43
III.3. Sphère de chu	43
III.4. Limites fondamentales de antennes miniatures.....	44
a) Facteur de qualité.....	44
b) Facteur de miniaturisation.....	45
c) Efficacité rayonnée.....	45
III.5. Miniaturisation par structuration.....	46
III.6. Antenne monopôle.	49
a) Diagramme de rayonnement.....	50
b) Directivité.....	50
c) Impédance.....	51
III.7. Utilisation d'éléments localisés ou distribués	51
III.7.1. Influence d'une charge réactive sur l'accord d'une antenne.	51
III.7.1.1. Rôle d'une self à la base.....	51

III.7.1.2.Rôle d'une capacité au sommet.....	54
III.8.Antenne ILA et IFA.....	58
a) Description de l'élément rayonnant.....	59
b) Comportement de l'antenne IFA.....	60
c) Conception des antennes.....	60
d) Réalisations.....	60
e) Comparaison simulation et mesures.....	61
f) Diagrammes de rayonnements.....	62
III.9.Courbes de remplissage	65
a) Fractales et méandres.....	65
III.10.Antenne hélice.....	68
III.11.Résumé des différentes antennes présentées et de leurs performances.....	69
III.12. Elément de conclusion.....	71
Conclusion générale.....	73

ANNEXE

BIBLIOGRAPHIE



Introduction générale



Introduction générale

De nos jours, les antennes peuvent être retrouvées dans des objets usuels de toutes sortes. Maintes applications qui s'étendent des télécommunications (terminaux mobiles) aux moyens de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) en passant par la médecine (implant auditif par exemple) ont vu ou voient le jour. Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication, le besoin de miniaturiser les antennes va en augmentant afin de permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF. A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. La multiplication des standards de communication renforce également ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile.

En effet, contrairement au cas des circuits électroniques, la taille des antennes pour une application donnée, c'est-à-dire pour une fréquence donnée, est physiquement limitée. Pour permettre à une antenne de transformer efficacement une onde guidée en une onde rayonnée, la taille de l'antenne doit être de l'ordre d'une demi-longueur d'onde guidée ou plus. La miniaturisation d'une antenne entraîne une diminution de ses performances (bande passante, gain réalisé, efficacité totale). La miniaturisation d'une antenne s'apparente donc à un compromis entre ses dimensions et ses performances.

Notre travail consiste à l'étude et la miniaturisation des antennes filaires.

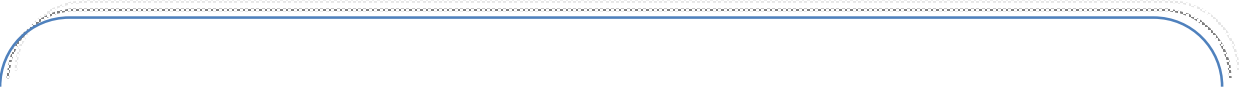
Notre travail est réparti en trois chapitres:

- Ø Dans le premier chapitre, après avoir donné la définition d'une antenne, et délimiter les zones de rayonnement nous décrirons les différentes caractéristiques d'une antenne ainsi que différentes grandeurs associées comme le gain, zone de rayonnement, l'énergie associée aux champs électrique et magnétique, et la directivité...etc. Qui seront un outil pour la compréhension des phénomènes dans les prochains chapitres.


- Ø Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier l'antenne demi-onde mince de façon complète.

Ø Le troisième chapitre, nous allons nous attacher à réduire la longueur de l'antenne filaire. Nous allons décrire les méthodes de miniaturisation qui peuvent être utilisées pour les antennes filaires dédiées aux terminaux mobiles.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.



Chapitre I:
Généralités sur les antennes



Généralités sur les antennes

I.1.Introduction :

En radioélectricité, une antenne est un dispositif permettant de rayonner (émetteur) ou de capter (récepteur) les ondes électromagnétiques. L'antenne est un élément fondamental dans un système radioélectrique et ses caractéristiques de rendement, gain, diagramme de rayonnement, etc. Influencent directement les performances de qualité et de portée du système. La détermination de l'onde rayonnée passe par la résolution des équations de Maxwell :

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{div } \mathbf{D} = \rho \quad (\text{I.3})$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad (\text{I.4})$$

Les cinq vecteurs constitutifs de ces équations sont représentés par les lettres en gras \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{D} , \mathbf{B} et \mathbf{J} qui sont :

- \mathbf{E} : champ électrique en volt par mètre (V/m)
- \mathbf{H} : champ magnétique en Ampère par mètre (A/m)
- \mathbf{D} : induction électrique en coulomb par mètre carré (C/m²)
- \mathbf{B} : induction magnétique en tesla (T)
- \mathbf{J} : densité de courant en Ampère par mètre carré (A/m²)

I.2.Définition de l'antenne :

Une antenne est un dispositif permettant de transformer une onde guidée en une onde rayonnée et vice-versa. De nombreux paramètres permettent de caractériser une antenne tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain absolu, l'efficacité ainsi que les diagrammes de rayonnement.

En théorie cependant, on préfère supposer une source de courant à l'émission et une source de tension à la réception, même si émission et réception sont liées à des phénomènes semblables au point de vue antenne selon le théorème de réciprocité.

I.3.Zone de rayonnement :

L'onde électromagnétique n'a pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace entourant une source. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, il convient de découper l'espace en différentes zones.

Classiquement, en s'éloignant de l'antenne émettrice, on distingue trois zones de propagation (Figure(1)).

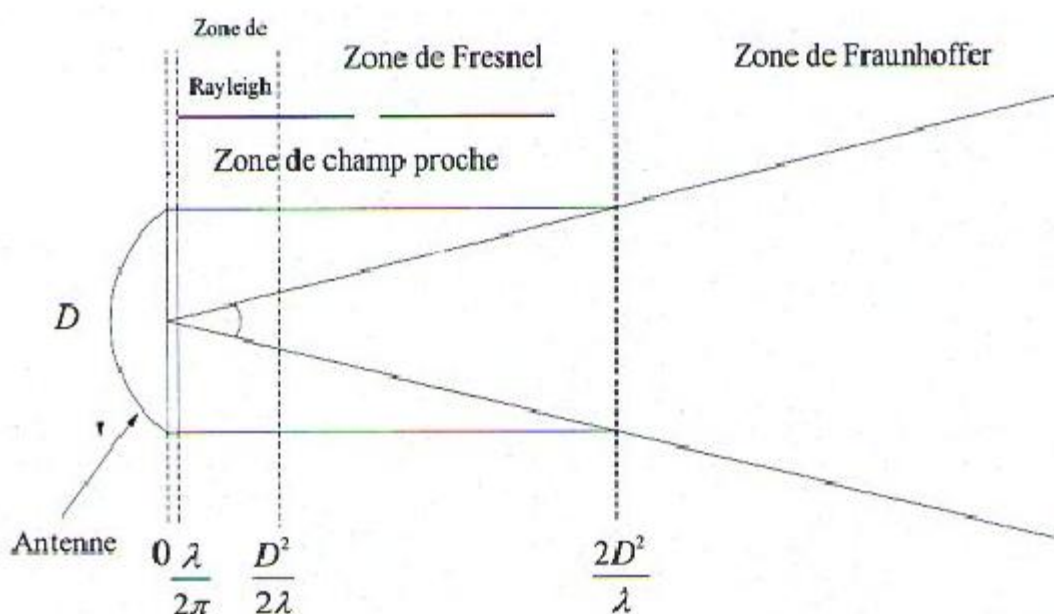


Figure (1) : les zones de rayonnement

I.3.1.La zone de Rayleigh :

Elle se situe à une distance comprise entre $\frac{1}{2p}$ et $\frac{D^2}{2l}$, D étant la plus grande dimension de l'antenne (pour une antenne GSM de 1m de diamètre, $\frac{D^2}{2l} = 1.5 m$). L'énergie électromagnétique est confinée dans un cylindre autour de l'ouverture rayonnante.

I.3.2.La zone de Fresnel :

C'est la zone intermédiaire située entre $\frac{D^2}{2l}$ et $\frac{2D^2}{l}$. L'onde diverge naturellement. La limite supérieure L de la zone de Fresnel est donnée par :

$$L = \frac{2D^2}{l}$$

Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone de champ proche de l'antenne.

I.3.3. La zone de Fraunhofer (zone de rayonnement) :

Elle se situe au-delà de $\frac{2D^2}{l}$ et constitue ce que l'on appelle la zone en champ lointain de l'antenne (ou zone de rayonnement) où les ondes sont localement planes.

C'est dans cette zone que les calculs vont se faire.

I.4. Les caractéristiques des antennes :

I.4.1. Le vecteur de poynting :

La densité surfacique de puissance d'une onde électromagnétique est caractérisée par le vecteur de poynting $\vec{N}(M, t)$ Il s'exprime par :

$$\vec{N}(M, t) = \vec{E}(M, t) \wedge \vec{H}(M, t) \quad (I.5)$$

En régime harmonique du temps, sa valeur moyenne est :

$$\langle \vec{N}(M, t) \rangle = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \quad (I.6)$$

\vec{E} : est le champ électrique et \vec{H}^* : le conjugué du champ magnétique.

Et dans la zone de champ lointain, cette valeur moyenne peut s'écrire comme suit :

$$\langle \vec{N}(r, q, j) \rangle = \frac{1}{r^2} \frac{1}{2h} |\vec{E}(q, j)|^2 \vec{u}_r \quad (I.7)$$

Car le champ $\vec{E}(M, t)$ est donnée par :

$$\vec{E}(M) = \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{E}(q, f) \quad (I.8)$$

Et :

$$\vec{H}(M) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\vec{U}_r \wedge \vec{E}(q, f)}{h} \quad (\text{I.9})$$

Avec

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

I.4.2. Diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

$$y(q, j) = \left| \langle \vec{N}(q, j) \rangle \right| r^2 \quad (\text{I.10})$$

A grande distance r d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction (θ, φ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide ψ est alors une grandeur indépendante de r , reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation :

$$y(q, j) = \frac{1}{2h} \left| \vec{E}(r, q, j) \right|^2 r^2 \quad (\text{I.11})$$

Avec η l'impédance caractéristique du vide ($120\pi\Omega$)

Pour une meilleure interprétation des courbes (figure (10), figure (11)), la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par (θ_0, φ_0) la direction maximale, le diagramme de rayonnement de l'antenne donnée par :

$$d(q, j) = \frac{y(q, j)}{y(q_0, j_0)} \quad (\text{I.12})$$

I.4.3. Puissance totale rayonnée :

La puissance totale rayonnée P_r est égale au flux de la valeur moyenne du vecteur de poynting à travers une surface fermée. Elle s'exprime par :

$$P_r = \iint_{(s)} \langle \mathbf{N}(M, t) \rangle \cdot d\mathbf{s} = \iint_{\Sigma} \frac{1}{r^2} \frac{1}{2h} |E(q, f)|^2 \mathbf{u}_r \cdot d\mathbf{s} \quad (\text{I.13})$$

I.4.4. Résistance de rayonnement :

La résistance de rayonnement, notée R_r , est donnée par :

$$R_r = \frac{P_r}{I_{eff}^2} = \frac{\iint_{\Sigma} \frac{1}{2} |E(q, f)|^2 \sin(q) dq df}{I_{eff}^2} \quad (\text{I.14})$$

I.4.5. Angle d'ouverture à -3db :

Cet angle délimite une région où la valeur moyenne de la densité surfacique de puissance est égale au moins à la moitié de sa valeur maximale.

I.4.6. La directivité :

La directivité d'une antenne est définie par :

$$D(q, j) = \frac{y(q, j)}{y_{iso}} \quad (\text{I.15})$$

Où y_{iso} est l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope qui aurait la même puissance rayonné.

La directivité indique dans quelle direction la densité de puissance est meilleur ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope.

Pour rappel, une antenne isotrope est une antenne théorique rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace. Une telle antenne n'a donc pas de direction privilégiée, on dit qu'elle n'est pas directive.

I.4.7. Gains :

Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation

$$G(q, j) = \frac{y(q, j)}{\frac{P}{4p}} \quad (\text{I.16})$$

Avec $y(q, j)$ la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et P la puissance de référence.

Selon le choix de la puissance de normalisation P , trois définitions du gain sont communément utilisées (figure (2)).

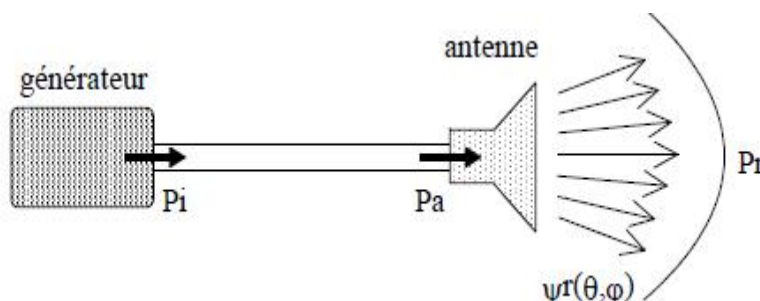


Figure (2) : puissance de référence

Avec P_i : Puissance incidente

P_a : Puissance acceptée par l'antenne

P_r : Puissance totale rayonnée.

$$P_r = \iint_{4p} y(q, j) d\Omega \quad (\text{I.17})$$

Avec $d\Omega$ l'angle solide élémentaire dans la direction (θ, φ) .

-Si $P = P_a$ (puissance acceptée par l'antenne) :

$$G_a(q, j) = \frac{y(q, j)}{\frac{P_a}{4p}} = G_{\text{int rinsèque}} \quad (\text{I.18})$$

$G_a(\theta, \varphi)$ ou $G_{\text{int rinsèque}}$ représente le gain intrinsèque de l'antenne et correspond à la définition de gain fournie précédemment. Cette définition ne prend pas en compte les pertes par

désadaptation. Elle mesure les pertes de l'antenne autres que le rayonnement. Cette définition montre, en outre, que des antennes à fort gain possèdent un lobe de rayonnement d'amplitude importante mais de largeur étroite et des lobes secondaires de faibles amplitudes.

-Si $P=P_r$ (puissance totale rayonnée par l'antenne) :

$$D(q, j) = \frac{Y(q, j)}{\frac{P_r}{4p}} \quad (\text{I.19})$$

$D(\theta, \varphi)$ est appelée la directivité. Cette grandeur caractérise l'antenne seule et mesure sa capacité à concentrer l'énergie dans une direction donnée, sans tenir compte d'aucune perte.

-Si $P=P_i$ (puissance incidente) :

$$G_r(q, j) = \frac{Y(q, j)}{\frac{P_i}{4p}} \quad (\text{I.20})$$

$G_r(\theta, \varphi)$ est appelée gain réalisé. Sa valeur prend en compte l'ensemble des pertes de l'antenne, désadaptation comprise.

Ces trois définitions de gain sont liées entre elles. Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée. De même, pour une antenne sans pertes, le gain et la directivité sont des grandeurs identiques. La Figure(3) permet d'obtenir aisément les relations entre ces gains (10).

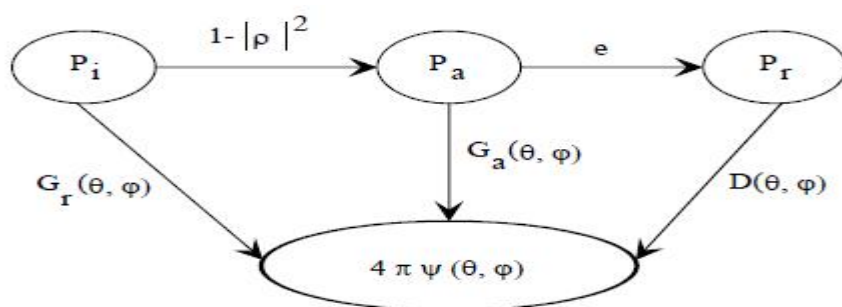


Figure (3) : Correspondance entre les paramètres de gain

$$G_r(q, j) = (1 - |r|^2) G_a(q, j) = e(1 - |r|^2) D(q, j) \quad (\text{I.21})$$

Avec e l'efficacité de rayonnement de l'antenne définie telle que $e = \frac{P_r}{P_a}$

Le gain, grandeur sans dimension, généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G(q,j)|_{dB} = 10 \log(G(q,j)) \quad (I.22)$$

I.4.8. Polarisation :

D'une façon générale, la polarisation d'une onde est décrite par le lieu de l'extrémité du champ électrique lors de sa propagation.

La polarisation d'une antenne est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes. En effet, selon la constitution de l'antenne, elle ne recevra qu'une certaine forme de polarisation. Donc si la polarisation de l'antenne de réception n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne d'émission, la puissance reçue ne sera pas maximale

- **Polarisation rectiligne :**

La polarisation rectiligne est la plus simple à étudier. C'est celle d'un champ électromagnétique dont l'orientation reste la même au cours de la propagation Figure (4). Le champ électrique est parallèle au vecteur unitaire \hat{i} et le champ magnétique est parallèle au vecteur unitaire \hat{j} . Le vecteur de propagation est alors parallèle au vecteur unitaire \hat{k}

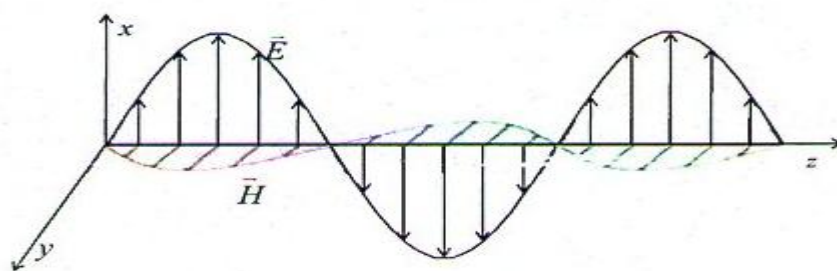


Figure (4) : Polarisation rectiligne

- **Polarisation circulaire :**

Le champ E a deux composantes E_x et E_y de même amplitude et déphasées de 90 degrés, son extrémité décrit un cercle.

- **Polarisation elliptique :**

La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes E_x et E_y d'amplitudes et phases quelconques. Ces deux composantes peuvent être d'amplitudes différentes et ne pas être en phase. Il en résulte qu'en chaque point M , L'extrémité du vecteur \vec{E} décrit une ellipse, dont le plan est perpendiculaire à la direction de propagation. [1]

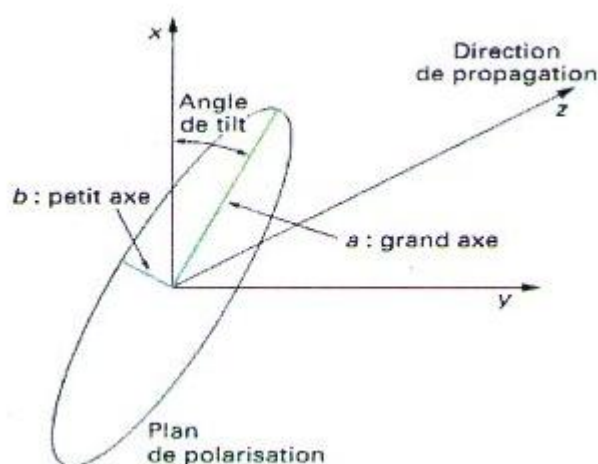


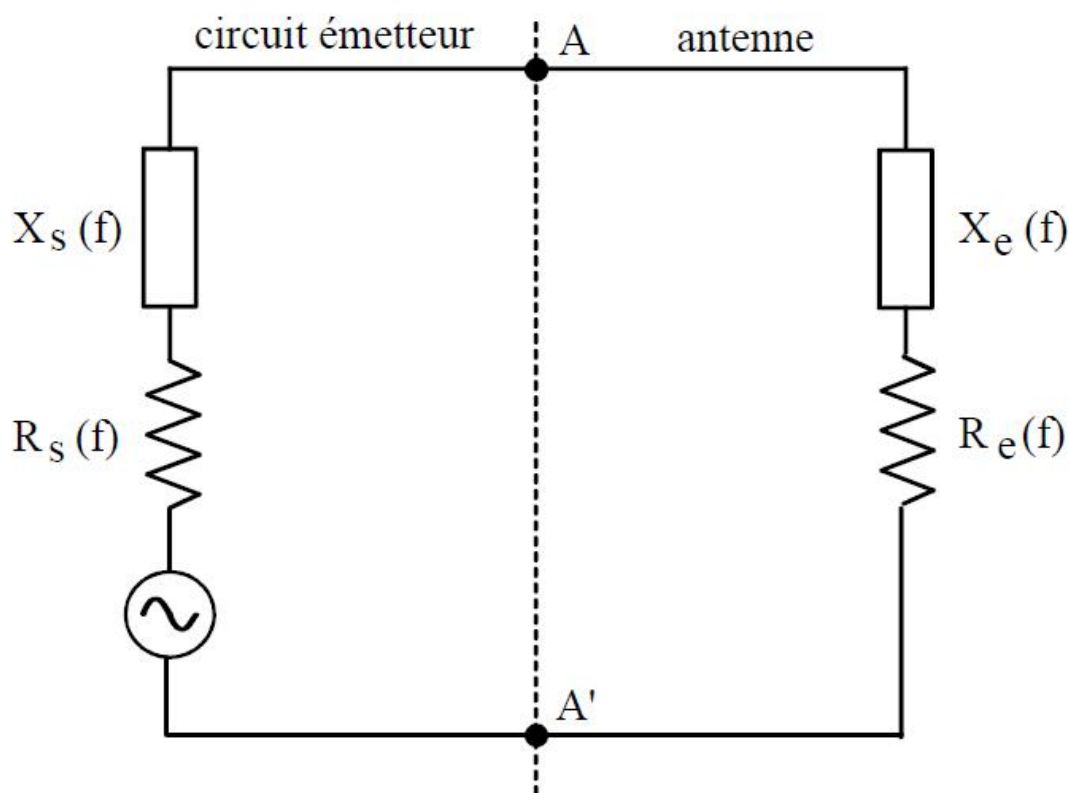
Figure (5) : Polarisation elliptique : tracé du champ électrique.

I.4.9. Impédance d'une antenne :

Les éléments essentiels d'un émetteur sont un générateur d'ondes connecté à une ligne de transmission reliée à l'antenne. Chacune de ces trois parties présente une impédance propre complexe. Pour toutes les antennes, l'impédance est la même en émission et en réception.

- **Impédance d'entrée :**

En émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'aérien peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f)$, "chargeant" la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne : $Z_s(f) = R_s(f) + j X_s(f)$ figure (6).



Figure(6): Schéma équivalent du dispositif à l'émission ((A, A') : plan de référence)

La partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet joule, onde de surface, hystérésis diélectrique, ect.). La partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

- **Coefficient de réflexion et ROS**

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion (en tension ou champ) : ρ

Ce coefficient est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$r = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0} \quad (I.23)$$

Avec R_0 l'impédance de normalisation (égale à 50Ω en technologie microonde)

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour $\rho=0$ (absence d'onde réfléchi).

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion ou, le plus souvent, par le " Rapport d'Onde Stationnaire" (R.O.S.) défini par :

$$ROS = \frac{1+|r|}{1-|r|}$$

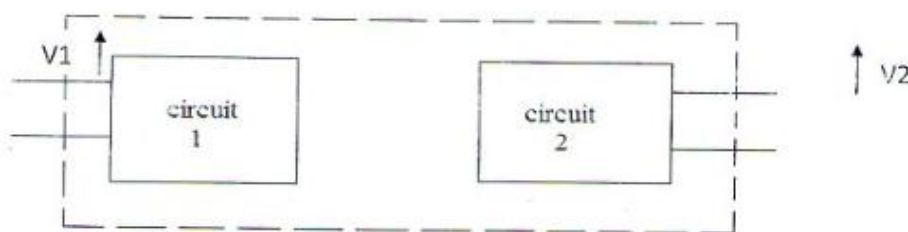
Le terme de TOS (Taux d'Onde Stationnaire) peut être utilisé à la place ROS.

La connaissance de cette caractéristique est très importante pour l'adaptation de l'antenne afin d'assurer la meilleure transmission de la puissance.

Les caractéristiques qui vont suivre sont à la réception.

I.4.10. Théorème de réciprocité :

Considérons les deux circuits rayonnants munis de deux accès 1 et 2 :

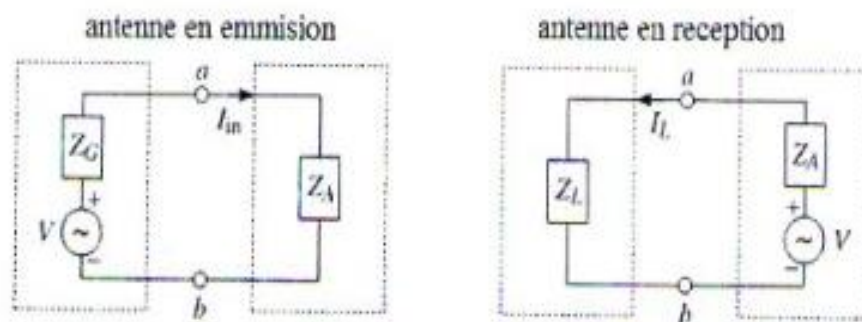


Figure(7) : Théorème de réciprocité

Le théorème de réciprocité pour les systèmes affirme que :

$$Z_{12} = Z_{21} \text{ et donc : } Y_{12} = Y_{21}$$

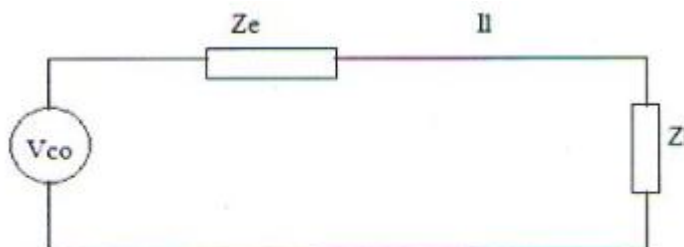
La conséquence de ce théorème sur les antennes indique que, ces caractéristiques, sont identiques, que l'antenne soit utilisée à l'émission ou à la réception.



Figure(8) : Antenne à la réception et à l'émission.

I.4.11. La puissance collectée à la charge :

Considérons une antenne utilisée en réception, son schéma équivalent est le suivant :



Figure(9) : Schéma équivalent d'une antenne à la réception.

Le courant I_L est donné par :

$$I_1 = \frac{V_{co}}{Z_e + Z_L}$$

La puissance P_L collectée à la charge vaut donc :

$$P_L = \frac{1}{2} R_L |I_1|^2$$

Cette puissance est maximale à l'adaptation, c'est-à-dire :

$Z_e = Z_L$, donc on aura :

$$P_{\max} = \frac{1}{8} \frac{|V_{co}|^2}{R_e} \quad (\text{I.24})$$

I.4.12. Aire équivalente (surface captation d'une antenne) :

C'est une surface fictive, elle est seulement homogène à une surface. On définit l'aire équivalente $A_e(\theta, \varphi)$ de l'antenne de réception par le quotient :

$$A_e(\theta, \varphi) = \frac{P_{Lmax}}{\langle \mathbf{N}(m, t) \rangle} \quad (I.25)$$

Avec :

P_{Lmax} : est la puissance collectée à la charge.

$\langle \mathbf{N}(M, t) \rangle$: Le vecteur de poynting qui définit la densité de la puissance véhiculée par une onde incidente sur l'antenne.

Si on considère que le rendement h_R est égal à l'unité, on a donc :

$G = h_R D \rightarrow G = D$ ou D est la directivité, on démontre que :

$$A_e(q, j) = \frac{I^2}{4p} D(q, j) \quad (I.26)$$

La donnée de la directivité D qui est une caractéristique à l'émission permet de déduire l'aire équivalente A_e qui est, elle, une caractéristique à la réception.

I.4.13. La hauteur effective :

Soit un champ \mathbf{E} incident. La hauteur effective d'une antenne, est défini par :

$$h_{eff} = -\frac{V_{oc}}{|E|} \quad (I.27)$$

Ou $|E|$: est le module du champ électrique uniforme au niveau de l'antenne de réception et polarisation adéquate.

I.4.14. La f.e.m induite :

C'est la force électromotrice induite en circuit ouvert aux bornes de l'antenne réceptrice, par définition est égale à :

$$V_{c.0} = -\frac{1}{I_e} \int I(q,j) \vec{E}_i(q,j) \quad (I.28)$$

Où $\vec{E}_i(p)$ est le champ incident dû à l'antenne de réception.

I.5. Caractéristiques de rayonnement d'une antenne [2]:

Les notions évoquées dans ce paragraphe sont utilisées pour caractériser le champ rayonné à grande distance de l'antenne dans tout l'espace. La plupart de ces notions sont définies pour l'antenne considérée en émission ou en réception, en vertu du théorème de réciprocité.

I.5.1. Notion de plan de coupe :

Pour permettre une caractérisation complète, les caractéristiques de rayonnement devraient être généralement présentées sous la forme d'un graphique en trois dimensions paramétré en fonction de la direction. Toutefois, pour une meilleure visualisation des diagrammes, ceux-ci sont présentés de préférence par une série de plans de coupe particuliers fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement. La Figure (10) montre une vue partielle de la sphère fictive sur laquelle sont évaluées les composantes de champs électriques servant à caractériser le rayonnement d'un aérien.

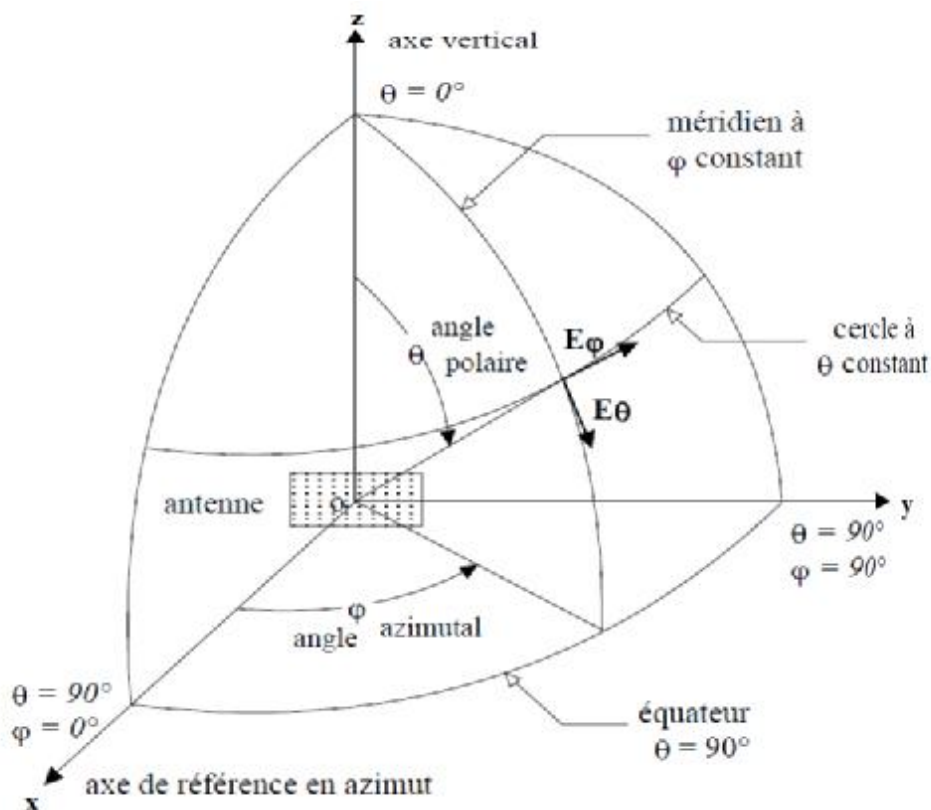


Figure (10) : Définition des coordonnées pour les tracés de diagramme

La quantité à représenter étant vectorielle, chacune des intensités des composantes de champ électrique est typiquement montrée en fonction de la direction considérée. A titre d'exemple, supposons qu'une antenne soit polarisée verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction OX , comme montré sur la Figure (11).

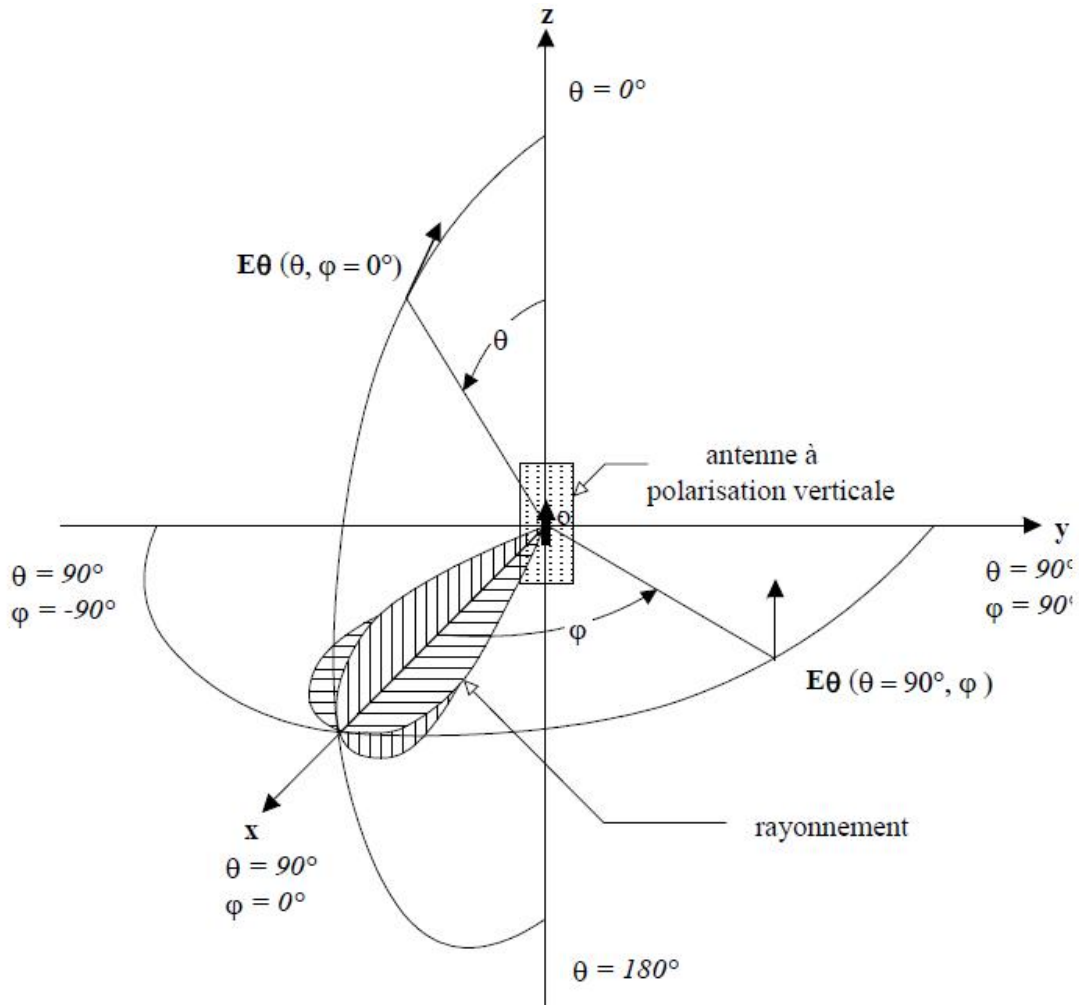


Figure (11) : Plans de coupe caractérisant le rayonnement d'une antenne à polarisation Verticale

Sur cette figure, le plan xOy est le plan horizontal. Deux plans de coupe sont suffisants pour caractériser le rayonnement. Dans le plan xOy ($\theta = 90^\circ$), la composante verticale E_θ du champ électrique est tracé en fonction de l'angle d'azimut φ . Ce diagramme est généralement appelé diagramme du champ H et peut se désigner par $E_\theta (\theta = 90^\circ, \varphi)$. Dans le plan xOz ($\varphi = 0^\circ$), la composant E_θ de champ électrique est mesurée en fonction de l'angle polaire θ . Ce diagramme est classiquement appelé diagramme du plan E et peut se désigner par $E_\theta (\theta, \varphi = 0^\circ)$. Ces diagrammes coupant le lobe principal de rayonnement en deux plans perpendiculaires entre eux, ils fournissent suffisamment d'informations pour caractériser complètement le rayonnement.

Si l'antenne est polarisée horizontalement, avec un lobe principal de rayonnement dans la direction OX, les diagrammes sont évalués en fonction des angles θ et φ dans les

mêmes plans que pour l'antenne à polarisation verticale, mais où la composante de champ considérée est désormais la composante selon φ (horizontale). Les diagrammes significatifs sont alors identifiés par $E_{\varphi}(\theta=90^{\circ}, \varphi)$ et par $E_{\varphi}(\theta, \varphi=0^{\circ})$.

Cependant, dans le cas le plus général, les antennes présentent rarement une seule polarisation de champ. Si bien que pour l'antenne à lobe principal orienté selon l'axe Ox , l'observation des deux polarisations nécessite d'évaluer chacune des composantes de champs dans les deux plans.

Les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance sont classiquement tracés en valeur absolue ou relative. Ils sont également présentés sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, soit par rapport à l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, soit par rapport à un niveau de référence. Ce type de présentation est particulièrement usité car adapté au tracé de courbes présentant des variations de grandes amplitudes, comme c'est le cas de champs magnétiques issus d'antenne.

Parmi les différentes formes de diagramme, le rayonnement isotrope apparaît singulier et est souvent pris comme référence pour caractériser les autres diagrammes. Un rayonnement isotrope présente une densité de puissance par unité d'angle solide, appelée aussi intensité de rayonnement, égale quelle que soit la direction considérée.

I.6. Bande passante :

Un des rôles d'un aérien est de transmettre fidèlement les informations contenues dans une certaine bande de fréquences. Aussi, par analogie avec un filtre passe-bande, introduit-on la notion de bande passante d'une antenne. Toutefois, divers paramètres (gain, polarisation, adaptation, etc.) peuvent être retenus comme critères, chacun conduisant à une définition différente de la bande passante. En pratique, selon le type d'application de l'aérien, certaines de ces grandeurs seront plus caractéristiques que d'autres. En particulier pour les antennes fonctionnant au voisinage de résonances parallèles à fort coefficient de qualité, l'adaptation en puissance de l'aérien semble être le critère le plus limitatif. Dans ce cas, la bande passante d'une antenne est définie comme l'excursion de fréquence pour laquelle le taux d'onde stationnaire est inférieur à une valeur donnée.

I.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons vu les différentes zones de rayonnement, ainsi que les différentes polarisations d'une onde, mais surtout les caractéristiques des antennes, qui nous renseignent sur la qualité et la portée de notre système, et pour déterminer ces caractéristiques, il faut connaître le champ électromagnétique dans la zone au champ lointain, afin qu'ils soient un outil pour le prochain chapitre.

Chapitre II:

Antenne demi-onde

Antenne demi-onde

II.1.Introduction :

Dans ce chapitre nous allons étudier les antennes filaires d'une façon général, en particulière l'antenne demi-onde on s'intéresse au champ électromagnétique rayonne dans la zone en champ lointain alimentée en son centre ainsi ces principales caractéristiques.

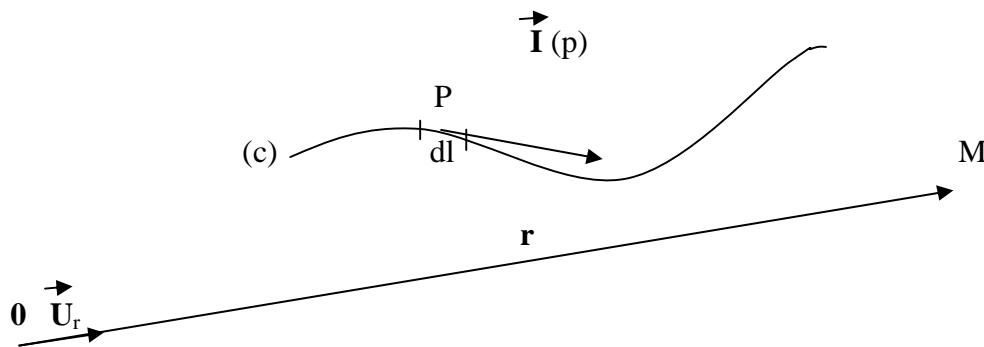
II.2. Antennes filaires :

Les antennes filaires sont des structures basées sur des conducteurs linéiques, de section généralement circulaire ou carrée. Cette section est considérée faible par rapport à la longueur du conducteur, c'est pourquoi la théorie de base de ces antennes suppose une répartition linéique des sources de courants. On peut donc assez facilement calculer analytiquement le rayonnement produit par ce type d'antennes.

- **Cas particulier important des antennes filaires mince :**

Dans ce cas on a :

$$\vec{J}(p)dt = \vec{J}(p)dsdl = \vec{I}(p)dl \quad (\text{II.1})$$



Le champ électrique rayonné par cette antenne, dans la zone en champ lointain, est :

$$\vec{E}_\infty(M) = \frac{j}{2I} h \frac{e^{-jkr}}{r} \int_{(c)} \left[\vec{I}(p) \wedge \vec{u}_r \right] \wedge \vec{u}_r e^{jk\vec{op} \cdot \vec{u}_r} dl \quad (\text{II.2})$$

Le champ magnétique est :

$$\vec{H}_\infty(M) = \frac{j}{2I} h \frac{e^{-jkr}}{r} \int_{(c)} \left[\vec{I}(p) \wedge \vec{u}_r \right] e^{jk\vec{op} \cdot \vec{u}_r} dl \quad (\text{II.3})$$

- **Champ électromagnétique rayonne dans la zone en champ lointain par une antenne filaire mince verticale de longueur totale l quelconque alimentée en son centre :**

Considérons la figure (II.1) suivante :

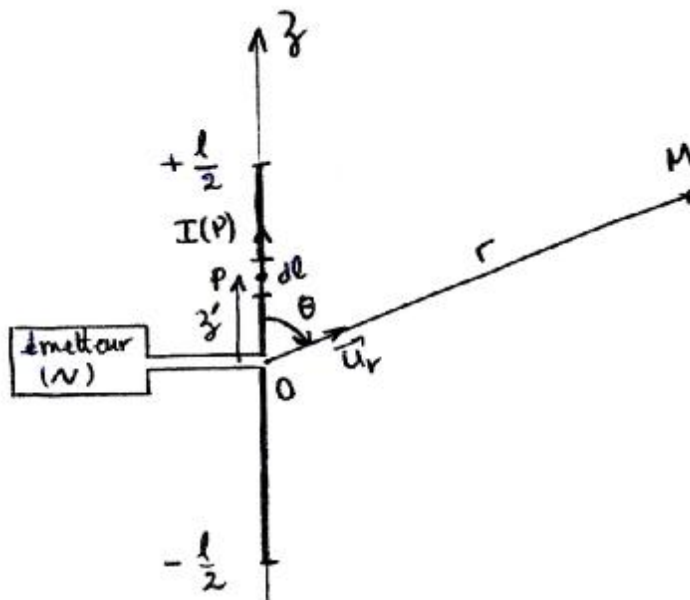


Figure (II.1) : Antenne filaire vertical

Dans ce cas on a :

$$1) \quad \mathbf{I}(p) = \mathbf{I}(z') = I(z') \mathbf{k}, \text{ Car l'antenne est portée par l'axe des } z.$$

Donc :

$$\mathbf{I}(p) \wedge \mathbf{u}_r = I(z') \mathbf{k} \wedge \mathbf{u}_r, \text{ comme } \mathbf{k} = (\cos \theta \mathbf{u}_r - \sin \theta \mathbf{u}_q)$$

Alors :

$$\mathbf{k} \wedge \mathbf{u}_r = -\sin \theta \mathbf{u}_q \wedge \mathbf{u}_r = \sin \theta \mathbf{u}_r \wedge \mathbf{u}_q = \sin \theta \mathbf{u}_j$$

Donc :

$$\mathbf{I}(p) \wedge \mathbf{u}_r = I(z') \sin \theta \mathbf{u}_j, \text{ ceci implique que :}$$

$$\left[I^{\mathbf{r}}(p) \wedge \mathbf{u}_r \right] \wedge \mathbf{u}_r = I(z') \sin \mathbf{q} u_j \wedge \mathbf{u}_r = I(z') \sin \mathbf{q} u_q$$

On a donc :

$$\left[I^{\mathbf{r}}(p) \wedge \mathbf{u}_r \right] \wedge \mathbf{u}_r = I(z') \sin \mathbf{q} u_q \quad (\text{II.4})$$

$$2) \quad \mathbf{u}_r \cdot \mathbf{u}_r = 1 \Rightarrow \mathbf{u}_r \cdot \mathbf{u}_r = \mathbf{u}_r \cdot \mathbf{u}_r$$

$$\text{Comme } \mathbf{k} = \cos \mathbf{q} \mathbf{u}_r - \sin \mathbf{q} \mathbf{u}_q \text{ on a } \mathbf{k} \cdot \mathbf{u}_r = \cos \mathbf{q}$$

Donc :

$$\mathbf{u}_r \cdot \mathbf{u}_r = \mathbf{k} \cdot \mathbf{u}_r = \cos \mathbf{q} \quad (\text{II.5})$$

3) Ici dl s'identifie avec dz' on a donc :

$$dl = dz' \quad (\text{II.6})$$

D'où le champ électrique rayonné par cette antenne dans la zone de rayonnement (zone de Fraunhofer, zone en champ lointain), l'équation (II.2) devient après simplification :

$$\mathbf{u}_r E_{\infty}(M) = \frac{j}{2l} \mathbf{h} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \mathbf{q} u_q \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') e^{jkz' \cos \mathbf{q}} dz'$$

Maintenant, il nous faut l'expression du courant $I(z')$ le long de l'antenne.

Et au fond, c'est ça le véritable problème.

La solution est d'établir la relation entre le champ électrique appliqué à l'entrée de l'antenne et le courant induit $I(z')$ le long de l'antenne. On aboutit à une équation intégral-différentielle qu'on ne sait pas résoudre analytiquement. On a donc recouru aux méthodes numériques pour approcher la valeur exacte de $I(z')$ et aussi pour le calcul du champ électrique rayonné par l'antenne.

Cependant, on montre théoriquement et pratiquement que $I(z')$ admet une bonne approximation inspirée de la théorie d'une ligne de transmission ouverte à son extrémité fonctionnant donc en ondes stationnaires. Cette première approximation est la suivante :

$$I(z') = I_M \sin k \left(\frac{l}{2} - |z'| \right) \quad (\text{II.7})$$

Elle est à la base d'une étude simplifiée du rayonnement des antennes minces.

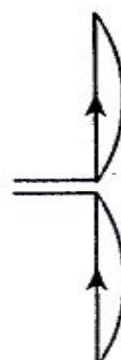
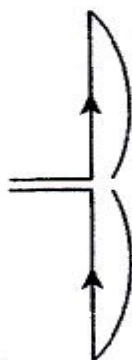
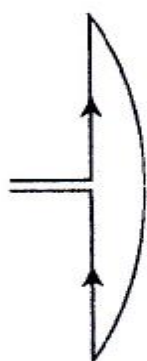
Voici quelques courbes représentant cette distribution approximative du courant le long de l'antenne pour différentes valeurs de la longueur totale l de l'antenne.

$$I(z') = I_M \sin \left[\frac{2p}{l} \left(\frac{l}{2} - |z'| \right) \right]$$

Dans le cas particulier important de l'antenne demi-onde on a :

$$I(z') = I_M \cos kz' \quad (\text{II.8})$$

$$+\frac{l}{4}$$

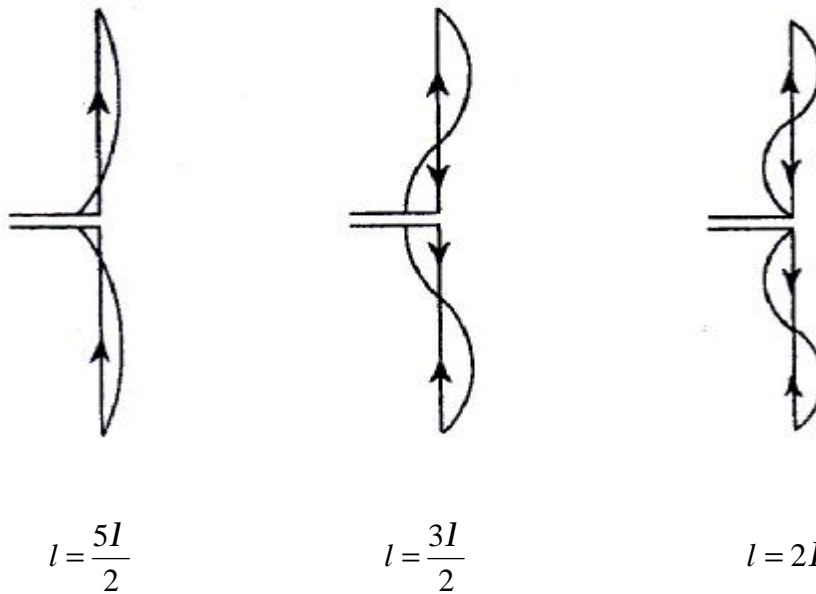


$$-\frac{l}{4}$$

$$l = \frac{l}{2}$$

$$l = \frac{3l}{4}$$

$$l = l$$



Sous cette hypothèse, on a :

$$\mathbf{u} E_{\infty}(M) = \frac{j}{2l} h \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \vartheta \mathbf{u}_q \left[\int_{-\frac{l}{2}}^0 I_M \sin k \left(\frac{l}{2} + z' \right) e^{jkz' \cos \vartheta} dz' + \int_0^{+\frac{l}{2}} I_M \sin k \left(\frac{l}{2} - z' \right) e^{jkz' \cos \vartheta} dz' \right]$$

$$\mathbf{u} E_{\infty}(M) = \frac{j}{2l} h I_M \frac{e^{-jkr}}{r} \left[\int_{-\frac{l}{2}}^0 \sin k \left(\frac{l}{2} + z' \right) e^{jkz' \cos \vartheta} dz' + \int_0^{+\frac{l}{2}} \sin k \left(\frac{l}{2} - z' \right) e^{jkz' \cos \vartheta} dz' \right]$$

Sachant que :

$$\sin \left(kz' + k \frac{l}{2} \right) = \frac{e^{j \left(kz' + k \frac{l}{2} \right)} - e^{-j \left(kz' + k \frac{l}{2} \right)}}{2j}$$

Et que :

$$\sin \left(-kz' + k \frac{l}{2} \right) = \frac{e^{-j \left(kz' - k \frac{l}{2} \right)} - e^{j \left(kz' - k \frac{l}{2} \right)}}{2j}$$

Les intégrales dans les crochets se calculent facilement ou si on veut elles sont de la forme :

$$\int e^{ax} \sin(bx+g) dx$$

Et comme :

$$\sin(bx+g) = \frac{e^{j(bx+g)} - e^{-j(bx+g)}}{2j}$$

On montre aisément que :

$$\int e^{ax} \sin(bx+g) dx = \frac{e^{ax}}{(a^2 + b^2)} [a \sin(bx+g) - b \cos(bx+g)]$$

On trouve l'expression de champ électrique dans la zone champ lointain :

$$\mathbf{E}_\infty(M) = \frac{jI_M}{2p} \frac{e^{-jkr}}{r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos q\right) - \cos \frac{kl}{2}}{\sin q} \right] \mathbf{r}_{uq} \quad (\text{II.9})$$

Et on déduit le champ magnétique dans la zone en champ lointain par :

$$\mathbf{H}_\infty(M) = \frac{1}{h} \mathbf{r}_{ur} \wedge \mathbf{E}_\infty(M) = \frac{jI_M}{2p} \frac{e^{-jkr}}{r} \left[\frac{\cos \frac{kl}{2} \cos q - \cos \frac{kl}{2}}{\sin q} \right] \mathbf{r}_{ur} \wedge \mathbf{r}_{uq}$$

Et donc le champ magnétique dans la zone en champ lointain est donné par :

$$\mathbf{H}_\infty(M) = \frac{jI_M}{2p} \frac{e^{-jkr}}{r} \left[\frac{\cos \frac{kl}{2} \cos q - \cos \frac{kl}{2}}{\sin q} \right] \mathbf{r}_{uj} \quad (\text{II.10})$$

- **Antenne à onde stationnaire (les dipôles) :**

Tous les types de dipôles ont des caractéristiques que l'on peut calculer à partir du dipôle élémentaire.

Il est important de noter que les dipôles sont des antennes à onde stationnaire. En effet, comme l'extrémité du dipôle est ouverte, l'onde électromagnétique émise est réfléchiée avec un coefficient de réflexion $\rho = 1$. L'addition des deux ondes progressive et réfléchiée génère une onde stationnaire.

- **Les antennes non résonantes :**

Au sein de la grande famille des antennes non résonantes, nous trouvons deux sous-groupes : les antennes très inférieures à la longueur d'onde et les antennes grandes par rapport à la longueur d'onde. On doit a priori écarter les antennes très largement supérieures à la longueur d'onde (antennes à ondes progressives ou à ouverture progressive, ce qui suppose au moins une dimension très importante) qui ne sont intrinsèquement pas adaptées aux applications nécessitant un faible encombrement. Néanmoins, certaines de ces antennes peuvent être employées dans des applications de type ultra-large bande.

Les antennes de taille très inférieure à la longueur d'onde semblent séduisantes pour parvenir à une très forte intégration. C'est le cas par exemple des boucles magnétiques (éléments de fil conducteur en boucle de très petite taille) ou des dipôles non-résonants (petits éléments filaires symétriques en circuit ouvert). Ces antennes sont utilisées lorsque la longueur d'onde est tellement grande qu'aucun système résonant ne peut être envisagé.

Cependant nous ne traiterons pas dans ce chapitre des antennes non résonantes pour deux raisons principales : leur faible gain et leur difficulté d'adaptation.

- **Les antennes résonantes :**

Les équations régissant le comportement d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu fini possèdent des solutions qui peuvent se composer d'ondes progressives (ondes s'écoulant parfaitement dans le milieu), d'ondes stationnaires (onde restant en oscillation à des positions fixe dans le milieu), ou de toute combinaison des deux. Les phénomènes d'ondes stationnaires apparaissent quand l'onde rencontre sur son trajet une forte discontinuité du milieu (ou rupture d'impédance). Dès lors, tout signal injecté dans un milieu présentant des discontinuités fortes peut créer une onde stationnaire. Ce milieu peut être

borné suivant une dimension (élément filaire). Quand le parcours réalisé par l'onde entre deux extrémités de la structure (deux rupture d'impédance du milieu) est un multiple de la demi-longueur d'onde, les solutions de ces ondes stationnaires se superposent et l'élément est alors le siège d'un phénomène de résonance. L'intérêt est que les résonateurs permettent une forte concentration de l'énergie (relative au facteur de qualité), et que l'oscillation permanente des courants et des charges (pour l'élément conducteurs), permet la production particulièrement efficace de rayonnement électromagnétique.

Les antennes résonantes doivent donc respecter des critères de proportionnalité de leurs dimensions par rapport à la longueur d'onde du signal, afin d'offrir une bonne efficacité de rayonnement. C'est en se basant sur ce constat que nous traiterons essentiellement le cas des antennes résonantes en détaillant les approches possibles pour rendre ces antennes compactes, alors qu'elles ont des dimensions proportionnelle à la longueur d'onde. Nous considérons le cas de résonateurs filaires.

- **Réactance d'antenne dipôle :**

La réactance X_p de l'antenne est non désirée. La première manière de l'éliminer est de réaliser une antenne. C'est le cas des antennes résonantes. La figure (II.2) illustre le parcours de l'impédance du dipôle pour différents valeurs de L

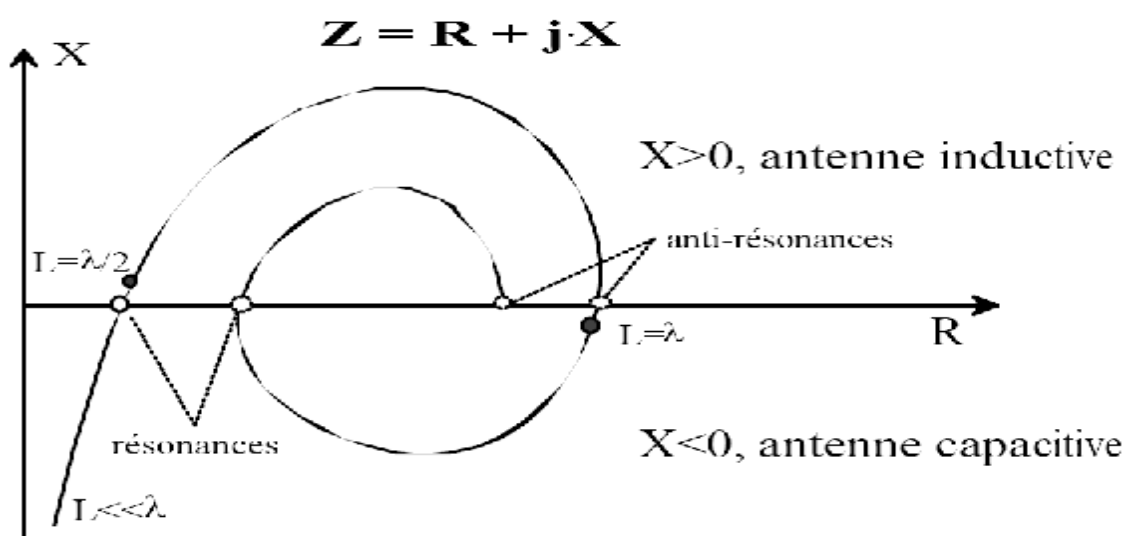


Figure (II.2) : Parcours de l'impédance du dipôle

Lorsque L est proche de $\frac{l}{2}, \frac{3l}{2}$, etc. on a des situations de résonance. L'impédance Z purement réelle et de l'ordre de la centaine d'ohms ($R_r = 73 \Omega$ pour une antenne demi-onde on va démontrer ça après). A noter que les caractéristiques de l'antenne résonance dépendent relativement peu de l'épaisseur du dipôle.

Lorsque L est proche de $\lambda, 2\lambda$, etc. on a des situations d'anti-résonance. L'impédance Z est purement réelle et peut prendre des valeurs de plusieurs milliers d'ohms. A noter que les caractéristiques de l'antenne en anti-résonance dépendent énormément de l'épaisseur du dipôle.

II.3. Etude de l'antenne filaire demi-onde :

La plus connue de ces antennes filaires, historiquement très anciennes mais toujours très utilisée, est l'antenne dipôle. Cette antenne se compose de deux brins métalliques alignés selon un même axe, alimentés au centre (Figure II.3(a)). Les brins étant laissés en circuit ouvert à leurs extrémités libres, les solutions de résonance des courants imposent des valeurs nulles de ces courants aux extrémités. Le mode fondamental de l'antenne dipôle est donc le mode demi-onde. Ce dipôle demi-onde, souvent utilisé comme référence canonique, présente un maximum de l'enveloppe des courants à l'emplacement de la source de tension. Ce qui conduit à un phénomène de résonance série.

D'un point de vue rayonnement, on trouve deux caractéristiques principales : cette antenne ne rayonne aucun champ suivant son axe et présente un rayonnement à symétrie de révolution autour de son axe. De fait, cette antenne est dite omnidirectionnelle, c'est-à-dire qu'elle rayonne un niveau de champ parfaitement équivalent, quelle que soit la direction considérée dans un plan perpendiculaire à son axe (plan horizontal si le dipôle est vertical, par exemple).

Le diagramme est maximum à l'horizon et à symétrie de révolution (figure II.3(b)).

D'un point de vue encombrement, cette antenne n'étant composée que de métal, et selon un seul axe, sa plus grande dimension est strictement égale à la demi-longueur d'onde dans le vide.

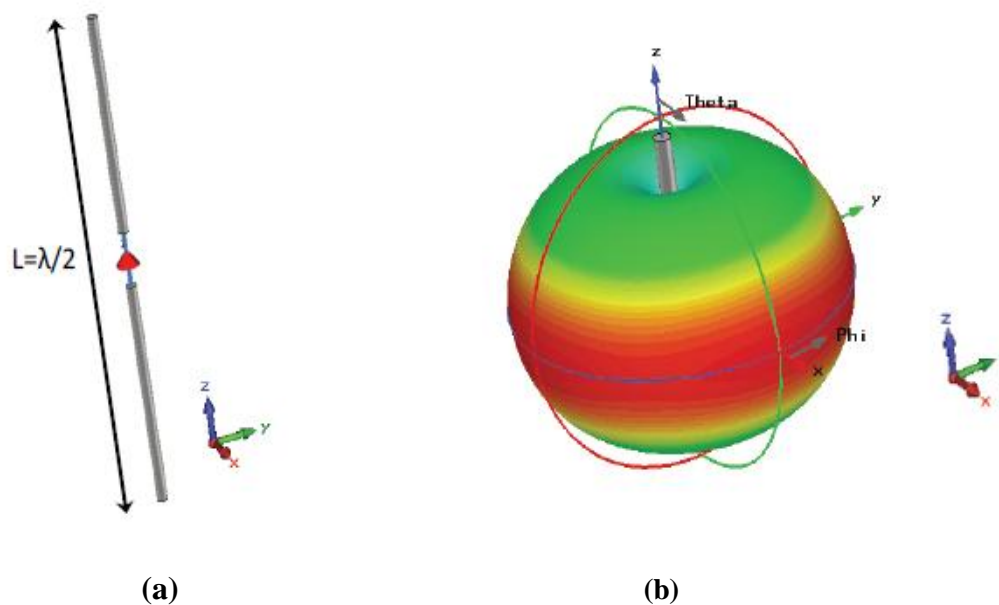


Figure (II.3) : Géométrie d'une antenne dipolaire (a) et son diagramme de rayonnement 3D

a) Caractéristiques de l'antenne demi-onde :

Le champ est obtenu en utilisant la relation (II.9) \Rightarrow Pour $l = \frac{l}{2}$, après calcul on arrivera à déduire le champ électrique rayonné à grande distance par l'antenne demi-onde verticale ($\lambda/2$) est :

$$\mathbf{E}_{\infty}(M) = \frac{j\eta I_0}{2p} \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \mathbf{u}_q \quad (\text{II.11})$$

Donc on a :

$$\left| \mathbf{E}(q, j) \right| = \left| \mathbf{E}(q) \right| = \frac{\eta I_0}{2p} \frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \quad (\text{II.12})$$

Le courant dans l'antenne demi-onde est donné par : $I(z') = I_M \sin k \left(\frac{l}{2} - |z'| \right)$

b) **Densité surfacique de puissance - vecteur de poynting :**

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{N}(M, t) \rangle &= \frac{1}{r^2} \frac{1}{2h} |E(q)|^2 \mathbf{u}_r \\ \langle \mathbf{N}(M, t) \rangle &= \frac{1}{r^2} \frac{1}{2h} \frac{h^2 I_0^2}{4p^2} \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q} \mathbf{u}_r \\ \langle \mathbf{N}(M, t) \rangle &= \frac{1}{r^2} \frac{h I_0^2}{8p^2} \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q} \mathbf{u}_r\end{aligned}\quad (\text{II.13})$$

c) **Intensité de rayonnement :**

$$\begin{aligned}\Psi(q) &= \left| \langle \mathbf{N}(M, t) \rangle \right| r^2 \\ \Psi(q) &= \frac{h I_0^2}{8p^2} \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q}\end{aligned}\quad (\text{II.14})$$

d) **Puissance total rayonnée par l'antenne :**

$$\begin{aligned}P_r &= \int_0^{2p} \int_0^p \frac{1}{2h} |E(q, j)|^2 \sin q dq dj \\ P_r &= \int_0^{2p} \int_0^p \frac{1}{2h} \frac{h^2 I_0^2}{4p^2} \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q} \sin q dq dj \\ P_r &= 2p \int_0^p \frac{h I_0^2}{8p^2} \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q} \sin q dq \\ P_r &= \frac{h I_0^2}{4p} \int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} dq\end{aligned}\quad (\text{II.15})$$

On mette :

$$A = \int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} dq$$

Posons $u = \cos q$

$$\Rightarrow \frac{du}{dq} = -\sin q \Rightarrow dq = -\frac{du}{\sin q}$$

$$\Rightarrow \frac{dq}{\sin q} = -\frac{du}{\sin^2 q} = -\frac{du}{1 - \cos^2 q} = -\frac{du}{1 - u^2}$$

D'autre part quand $q = 0$ on à :

$$u = \cos q = \cos 0 = 1$$

Et quand $q = p$ on à :

$$u = \cos q = -p = -1$$

Donc :

$$A = \int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} dq = \int_1^{-1} -\frac{\cos^2 \frac{p}{2} u}{(1-u^2)} du$$

$$A = \int_{-1}^{+1} -\frac{\cos^2 \frac{p}{2} u}{(1-u^2)} du$$

Comme :

$$\frac{1}{1-u^2} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{(1+u)} + \frac{1}{(1-u)} \right]$$

On a :

$$A = \frac{1}{2} \int_{-1}^{+1} \frac{\cos^2 \frac{p}{2} u}{(1+u)} du + \frac{1}{2} \int_{-1}^{+1} \frac{\cos^2 \frac{p}{2} u}{(1-u)} du \quad (\text{II.16})$$

Calcul de A_1 :

$$A_1 = \frac{1}{2} \int_{-1}^{+1} \frac{\cos^2 \left(\frac{p}{2} u \right)}{(1+u)} du$$

Posons :

$$1+u = \frac{v}{p} \Rightarrow u = \frac{v}{p} - 1 \Rightarrow \frac{du}{dv} = \frac{1}{p} \Rightarrow du = \frac{dv}{p}$$

Alors quand $u = -1$ on aura $v = 0$

Et quand $u = +1$ on aura $v = 2p$

Donc :

$$A_1 = \frac{1}{2} \int_{-1}^{+1} \frac{\cos^2 \left(\frac{p}{2} u \right)}{(1+u)} du = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{\cos^2 \frac{p}{2} \left(\frac{v}{p} - 1 \right)}{\frac{v}{p}} \frac{dv}{p}$$

$$A_1 = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{\cos^2 \left(\frac{v-p}{2} \right)}{v} dv = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{1}{v} [1 + \cos(v-p)] dv$$

Ici on a utilisé les égalités suivantes :

$$\cos^2 \frac{x}{2} = \frac{1}{2} (1 + \cos x)$$

Et :

$$\cos(v-p) = -\cos v$$

On a alors :

$$A_1 = \frac{1}{4} \int_0^{2p} \frac{(1 - \cos v)}{v} dv \quad (\text{II.17})$$

Calcul de A_2 :

$$A_2 = \frac{1}{2} \int_{-1}^{+1} \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2}u\right)}{(1-u)} du$$

Posons :

$$1-u = \frac{v'}{p} \Rightarrow u = 1 - \frac{v'}{p} \Rightarrow \frac{du}{dv'} = -\frac{1}{p}$$

$$u = -1 \Rightarrow v' = 2p$$

Quand :

$$u = 1 \Rightarrow v' = 0$$

On a alors :

$$A_2 = \frac{1}{2} \int_{2p}^0 \frac{\cos^2 \frac{p}{2} \left(1 - \frac{v'}{p}\right)}{\frac{v'}{p}} \left(-\frac{dv'}{p}\right)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{\cos^2 \frac{p}{2} \left(1 - \frac{v'}{p}\right)}{v'} dv' = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{\cos^2 \left(\frac{p-v'}{2}\right)}{v'} dv'$$

$$A_2 = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{\cos^2 \left(\frac{v'-p}{2}\right)}{v'} dv' = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{1}{v'} \left[1 + \cos(v'-p)\right] dv'$$

$$A_2 = \frac{1}{4} \int_0^{2p} \frac{(1 - \cos v')}{v'} dv' \quad (\text{II.18})$$

On a donc : $A_1 = A_2$ et donc finalement

$$\int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2}\cos q\right)}{\sin q} dq = \frac{1}{2} \int_0^{2p} \frac{(1-\cos v)}{v} dv \quad (\text{II.19})$$

Maintenant, l'intégrale générale de la forme :

$$\int_0^x \frac{(1-\cos y)}{y} dy = \log gx - Ci(x)$$

Où $g = e^C = 1.781 \Leftrightarrow \log g = C = 0.5772$ est appelée constante d'Euler.

et $Ci(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos y}{y} dy$ est le cosinus intégral de x , cette fonction est tabulée

Donc :

$$\int_0^x \frac{(1-\cos y)}{y} dy = 0.5772 + \log x - Ci(x)$$

Et, dans notre cas, on a :

$$\int_0^{2p} \frac{(1-\cos y)}{y} dy = 0.5772 + \log 2p - Ci(2p) = 0.5772 + 1.8379 - (-0.02) = 2.435$$

D'où :

$$p \int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2}\cos q\right)}{\sin q} dq = \frac{1}{2} 2.435 = 1.218$$

Donc :

$$A = p \int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2}\cos q\right)}{\sin q} dq = 1.218 \quad (\text{II.20})$$

Après calcul on a :

$$\int_0^p \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} dq = \frac{2.435}{2} = 1.218$$

Est donc la puissance totale rayonnée par l'antenne est :

$$P_r = \frac{hI_0^2}{4p} 1.218$$

$$P_r = \frac{0.305}{p} hI_0^2 \quad (\text{II.21})$$

e) **Résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde :**

$$R_r = \frac{0.61}{p} h \quad (\text{II.22})$$

Dans le vide on a $\eta = 120\pi$ et

$$R_r = \frac{0.61}{p} 120p$$

$$R_r = 73 \Omega \quad (\text{II.23})$$

Valeur propre de 75Ω qui est l'impédance caractéristique de certaines lignes de transmission et donc on peut obtenir l'adaptation de cette antenne à la ligne de transmission facilement spécialement à la résonance. De plus elle rayonne beaucoup mieux qu'une antenne élémentaire.

f) **Fonction caractéristique de rayonnement :**

$$R(q, j) = \frac{Y(q, j)}{Y_{\max}} \quad \text{D'où}$$

$$R(q, j) = \left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \right]^2 \quad (\text{II.24})$$

g) **Diagramme de rayonnement :**

$$\left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \right]^2 = \sin^3 q$$

Ce qui donne :

$$\sqrt{R(q)} = \sqrt{\sin^3 q} \quad (\text{II.25})$$

Son diagramme de rayonnement ne diffère pas de beaucoup de celui de l'antenne élémentaire.

Il est légèrement plus aplati

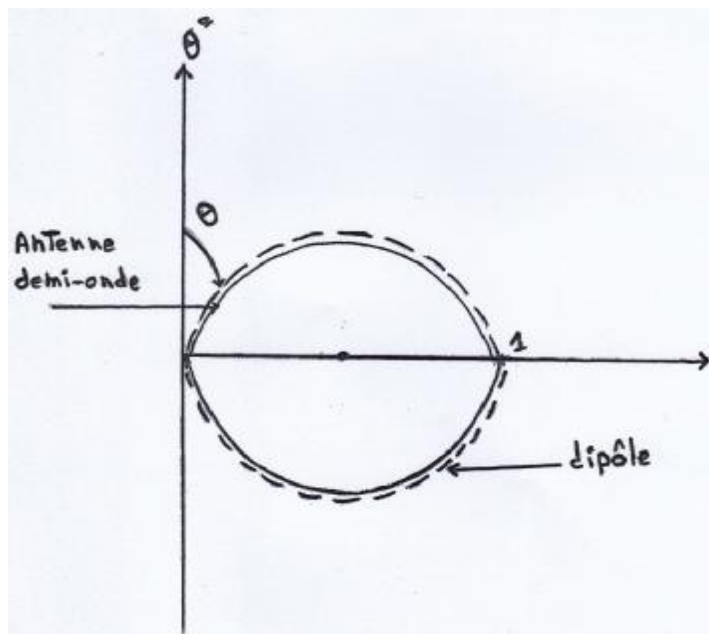


Figure (II.4) : Diagramme de rayonnement de l'antenne demi-onde

h) Angle d'ouverture à -3 dB :

$$\text{On a : } \alpha_{-3\text{dB}} = 2 \left(\frac{p}{2} - q_1 \right)$$

Où q_1 est tel que $\sin^3 q_1 = \frac{1}{2}$ donc $q_1 \approx 51^\circ$

$$\text{Et } \alpha_{-3\text{dB}} \approx 78^\circ \quad (\text{II.26})$$

Elle est légèrement plus directive que l'antenne élémentaire

i) Directivité de l'antenne demi-onde :

La directivité est donnée par :

$$D(q, j) = 4p \frac{Y(q, j)}{P_r}$$

$$D(q) = 1.64 \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q} \quad (\text{II.27})$$

$$D(q) = 1.64 \sin^3 q$$

$$\text{Et } D_{\max} = D\left(q = \frac{p}{2}\right) = 1.64 \quad (\text{II.28})$$

Alors La directivité maximale obtenue est de 1,64 soit 2,15 dB. La bande passante de ce type d'antenne est relativement large. Elle est comprise typiquement entre 10% et 20% selon le rayon des fils.

- **Exemple :**

Considérons les exemples suivants avec $\eta = 1$:

$$\text{Antenne isotrope : } G(\theta, \varphi) = 1 \quad G_0 = 1 \text{ (0 dB)}$$

$$\text{Dipôle élémentaire : } G(\theta, \varphi) = 1,5 \sin^2(\theta) \quad G_0 = 1.5 \text{ (1,76 dB)}$$

$$\text{Doublet 'demi-onde' : } G(q, j) = 1.64 \left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \right]^2 \quad G_0 = 1.64 \text{ (2.15 dB)}$$

Antenne demi-onde elle est légèrement supérieure à celle de l'antenne élémentaire

j) polarisation du champ électrique rayonné par une antenne demi-onde :

Le champ électrique est toujours dirigé suivant \underline{u}_q la polarisation est linéaire et verticale en $q = \frac{p}{2}$

k) Impédance d'entrée d'une antenne demi-onde :

Lorsque l'antenne est résonnante c'est-à-dire lorsque $x_e = 0$; on a :

$$Z_e = R_r = 73\Omega \quad (\text{II.29})$$

l) Hauteur effective d'une antenne demi-onde :

On sait que :

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_c I(z') dz'$$

Ici, dans le cas d'une antenne demi-onde, on a la distribution du courant qui est donnée par :

$$I(z') = I(0) \cos kz'$$

Donc :
$$h_{eff} = \frac{l}{p} \tag{II.30}$$

On retrouve le même résultat en utilisant :

$$h_{eff \max} = l \sqrt{\frac{1}{p} \frac{R_r}{h} D_{\max}} = l \sqrt{\frac{1}{p} \frac{73}{120p}} 1.643$$

m) f.e.m induite maximale sur antenne demi-onde utilisée en réception située à une distance r :

$$v_{c,0} = -\left| \vec{E} \right| h_{eff}$$

$$v_{c,0} = -\frac{h}{2p^2} \frac{II(0)}{r} \frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \tag{II.31}$$

D'où :

$$v_{c,0\max} = -\frac{h}{2p^2} \frac{II(0)}{r} \tag{II.32}$$

Dans le vide on a : $h = 120p$

Alors :

$$v_{c,0\max} = -19 \frac{II(0)}{r} \tag{II.33}$$

n) Aire équivalente de l'antenne demi-onde :

$$A_e(q, j) = \frac{I^2}{4p} D(q, j)$$

$$A_e(q) = 0.13I^2 \frac{\cos^2\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin^2 q} = 0.13I^2 \sin^3 q \quad (\text{II.34})$$

$$\text{D'où : } A_{e, \max} = 0.13I^2 \quad (\text{II.35})$$

o) Calcul de la puissance maximale collectée au niveau de la charge :

$$P_{L, \max} = \frac{1}{r^2} \frac{hI^2(0)}{8p^2} \cdot 0.13I^2$$

$$P_{L, \max} = \frac{h0,13}{8p^2} \left(\frac{I(0)I}{r} \right)^2$$

$$P_{L, \max} = 0.0016h \left(\frac{I(0)I}{r} \right)^2 \quad (\text{II.36})$$

Dans le vide on a :

$$P_{L, \max} = 0,62 \left(\frac{I(0)I}{r} \right)^2 \quad (\text{II.37})$$

Que l'on retrouve avec :

$$P_{L, \max} = \frac{1}{8} \frac{|v_{c,0}|^2}{R_r}$$

$$P_{L, \max} = \frac{1}{8} \left[\frac{h}{2p^2} \frac{hI(0)}{r} \right]^2 \frac{1}{\frac{0.61}{p} h}$$

$$P_{L, \max} = \frac{1}{8} \frac{h^2}{4p^4} \frac{I^2 I^2(0)}{r^2} \frac{p}{0.61h}$$

$$P_{L, \max} = \frac{1}{8.4p^3 \cdot 0.61} h \left(\frac{I(0)I}{r} \right)^2$$

$$P_{L_{\max}} = 0.0016h \left(\frac{I(0)l}{r} \right)^2 \quad (\text{II.38})$$

II.4. conclusion :

Dans ce chapitre nous avons arrivé a décrit de manière rigoureuse les antennes filaires, en établissant les différentes équations qui les régissent, ont à déterminé le courant parcouru par l'antenne à partir de laquelle sont déduits le champ électromagnétique rayonné. C'est dans la continuité du ce chapitre que le troisième chapitre viendra s'inscrire.



Chapitre III:
Miniaturisation des antennes



Miniaturisation des antennes

III.1. Historique :

Ces quarantes dernières années, grâce aux avancées en termes d'encombrement sur les Semi-conducteurs, tous les appareils électroniques grand public sont devenus plus compacts, plus légers, plus transportables. Un des exemples les plus parlants est celui des téléphones portables. Le premier d'entre eux a été commercialisé en 1983 par Motorola et au cours des deux dernières décennies sa taille a sensiblement diminué comme présenté sur la Figure (III.1).

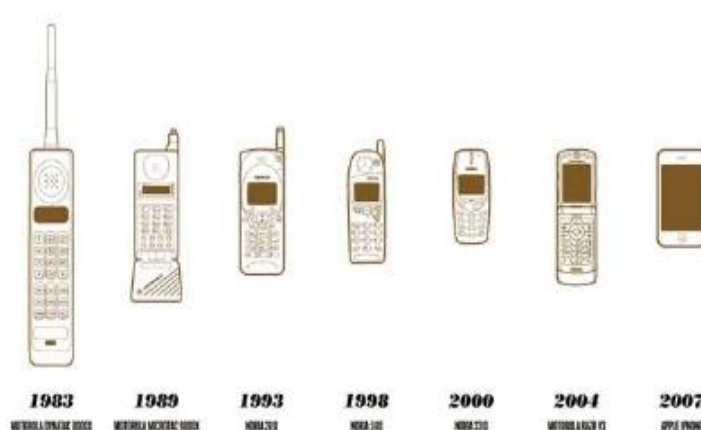


Figure (III.1): Evolution des téléphones portables au cours de ces 30 dernières années.

C'est Wheeler en 1947 qui fut le premier à théoriser la miniaturisation antennaire. C'est lui aussi qui plus tard commença à se poser la question des limites de cette miniaturisation. En approximant les antennes par un circuit RLC parallèle ou série, suivant leur mode de fonctionnement, il établit le lien entre les paramètres de l'antenne et ses propriétés radiatives grâce au Facteur de Puissance Rayonnée (FPR) (rapport entre la puissance rayonnée et la puissance réactive de l'antenne). Ainsi il fut le premier à comprendre que la diminution de la taille d'une antenne impliquait que sa bande passante avait une limite fondamentale. Le FPR a un lien direct avec le volume de l'antenne et il est en fait équivalent à l'inverse du facteur de qualité Q , donc est équivalent la bande passante des antennes miniatures.

Les travaux de CHU qui suivent cette voie proposent quant à eux en 1948 de trouver le facteur de qualité minimum d'une antenne omni-directionnelle comprise à l'intérieur de la sphère de CHU. Pour ce la il étudie les modes sphériques (il décompose le champ rayonné en une somme de modes sphériques) qui faisaient justement défaut dans la théorie de Wheeler. Il

exprime alors ces modes par des schémas électriques équivalents. Bien que ses travaux se limitent à un type d'antenne omnidirectionnelle très particulier, sa contribution est la base de nombreux travaux par la suite.

III.2.Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons, d'une part, donner d'autres méthodes pour optimiser le remplissage de la sphère de CHU, toujours à base de courbes. Ce sont l'équivalent d'inductances localisées, ces techniques permettent d'augmenter la longueur électrique d'une ligne, tout en gardant le même sens global des courants rayonnants, chacune de ces méthodes présente des avantages et inconvénients on le verra à la fin de chapitre.

III.3. Sphère de Chu :

Il est toujours pertinent d'exprimer la taille d'une antenne par rapport à la longueur d'onde (λ) associée à sa fréquence de fonctionnement. Pour définir la limite du domaine des antennes électriquement petites, il est nécessaire de commencer par la définition de la sphère de CHU qui est la sphère contenant l'intégralité de l'antenne, elle est définie par son rayon a , comme dans la Figure (III.2).

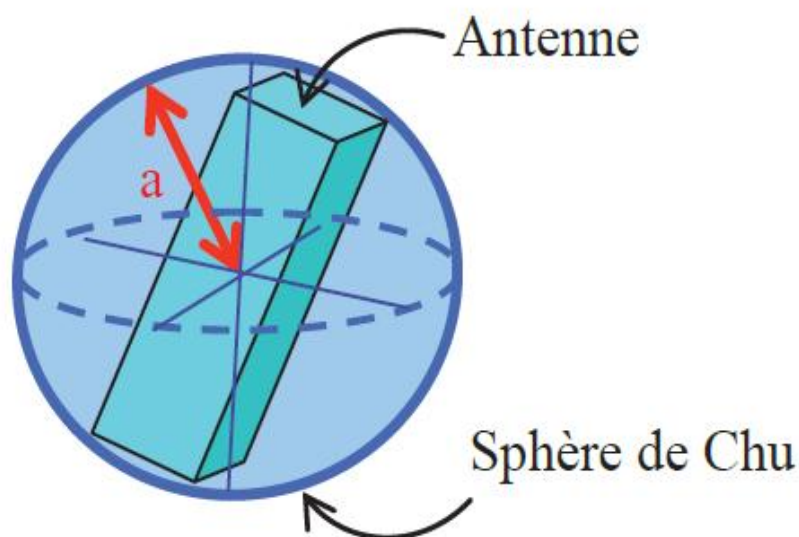


Figure (III.2) : Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de CHU

C'est la multiplication de ce rayon a par le nombre d'onde $k \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)$ qui est le critère caractérisant les antennes miniatures. Pour la définition de miniaturisation, nous avons la définition de Wheeler qui définit une antenne miniature comme étant une antenne dont le

diamètre de la sphère de CHU ne dépasse pas $\frac{\lambda}{2\pi}$. Cette dimension est appelée radianlength. Une définition revient à dire qu'une antenne miniature est une antenne qui satisfait la condition :

$$Ka < 0.5$$

La deuxième définition d'antenne miniature est donnée par Hansen, pour lequel la limite de la zone des antennes miniatures correspond à la limite entre le rayonnement en champ proche et lointain. Pour qu'une antenne soit miniature, il faut donc qu'elle soit incluse dans la radiansphère, c'est-à-dire la sphère qui a un rayon a égale à la radianlength. Autrement dit :

$$Ka < 1$$

III.4.Limites fondamentales des antennes miniatures :

a) Facteur de qualité [2] :

L'enjeu de la miniaturisation est de réduire la taille de l'antenne tout en gardant ses caractéristiques électromagnétiques optimales (bande passante et gain). Le critère limitant va être le facteur de qualité et par conséquent la bande passante (le facteur de qualité est inversement proportionnel à la bande passante), et qu'il existe un facteur de qualité limite pour une taille d'antenne donnée. Le facteur de qualité d'une antenne est un paramètre intrinsèque à l'antenne qui est défini comme dans l'équation (III.1).

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A} \quad (\text{III.1})$$

Où W_E et W_M sont les quantités moyennes (en temps) d'énergie stockée respectivement électriques et magnétique, et P_A est la puissance reçue par l'antenne.

Le Tableau III.1 nous donne une liste non exhaustive des différentes expressions du minimum de facteur de qualité selon les considérations faites par les chercheurs, avec a le rayon de la sphère de CHU [3].

Q minimum ($\eta=1$)	Référence [3]	Commentaire
$\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}$	CHU, MC LEAN	Mode Te ou TM
$\frac{1}{2} \left(\frac{2}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)$	MC LEAN	Modes TE et TM
$\frac{1.5}{(ka)^3}$	THAL	Distribution du courant sur la surface de la sphère de CHU, mode TE
$\frac{3}{(ka)^3}$	THAL	Distribution du courant sur la surface de la sphère de CHU, mode TM
$\frac{1}{(ka)^3}$	THAL	Distribution du courant sur la surface de la sphère de CHU, mode TE et TM

b) Facteur de miniaturisation :

Le facteur de miniaturisation (FM) [2] est défini par le rapport de la grandeur caractéristique de l'antenne miniaturisée (L_{miniat}) par rapport à celle de l'antenne en espace libre (L_{esplib}) pour une fréquence fixe (la fréquence du mode résonant)

$$FM = \frac{L_{miniat}}{L_{esplib}} \quad (III.2)$$

Nous exprimons cette valeur en %.

c) Efficacité rayonnée :

Au même titre que le facteur de qualité, l'efficacité rayonnée η est un paramètre critique pour les AEP. On la définit par le rapport entre la puissance rayonnée et celle reçue par l'antenne. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes R_{loss} . Nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée de la manière suivante, en sachant que R_{rad} est la résistance de rayonnement :

$$h = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_A} \quad (\text{III.3})$$

R_A correspond à la résistance totale d'entrée $R_{rad} + R_{loss}$. En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique ka de l'antenne diminue, R_{rad} diminue et R_{loss} devient le terme dominant dans l'équation (III-3). L'origine de la diminution de l'efficacité pour de faibles tailles d'antennes est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques.

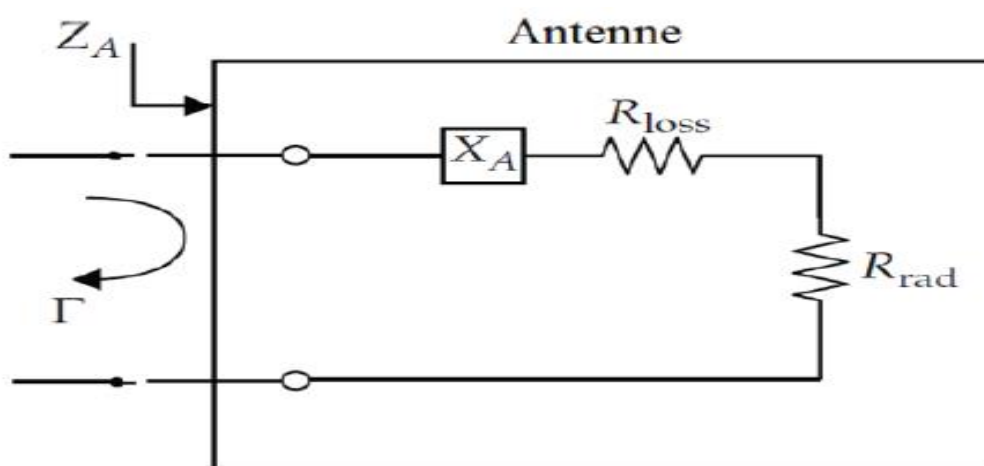


Figure (III.3) : Représentation des pertes dans l'antenne [3]

À titre de précision, on note qu'à la différence de l'efficacité rayonnée, l'efficacité totale prend en compte la désadaptation de l'antenne dans sa définition.

III.5. Miniaturisation par structuration :

Pour comprendre comment miniaturiser une antenne, il faut d'abord comprendre comment elle fonctionne. Il existe plusieurs concepts de miniaturisation qui ont pour but d'allonger artificiellement les dimensions du dispositif résonant. Parmi ces techniques, on trouve l'allongement électrique du chemin du courant par modification de la structure de l'antenne, le rajout d'éléments parasites ou l'utilisation de matériaux particuliers. En tous cas, ces courants sont la clef du rayonnement et donc la clef de la miniaturisation. C'est en jouant sur ces courants, ou plus précisément sur le trajet, la vitesse ou la réflexion de ces courants qu'une antenne va pouvoir être miniaturisée.

La structuration d'antennes consiste à travailler un des paramètres physiques de l'antenne afin de réduire sa taille tout en conservant le mode propre et sans exciter de modes supérieurs. La forme de l'antenne est changée. Par conséquent les courants parcourant celle-ci

subissent une modification. Par cette technique nous cherchons à augmenter la longueur électrique de l'antenne et/ou nous essayons d'optimiser au maximum l'occupation de l'antenne dans le volume de la sphère de CHU afin d'améliorer la miniaturisation. Cette technique de miniaturisation est de loin la plus utilisée, et il y a par conséquent une grande variété de structuration possible.

-Ajout de fente ou d'entailles :

Cette technique est utilisée pour la miniaturisation d'antennes planaires. Elle consiste à placer des fentes dans les parties métalliques de l'antenne planaire.

Les courants qui circulent d'un bout à l'autre de ces parties métalliques seront donc bloqués par les fentes et pour les contourner devront emprunter un chemin plus long que celui sans les fentes, comme présenté sur la Figure (III.4).

La longueur électrique est donc augmentée ainsi que la capacité et l'inductance de l'antenne. Ainsi, pour faire simple, une fente est équivalente à une capacité, et une encoche à une inductance. L'antenne est alors miniaturisée. Des études ont été faites sur l'influence de la taille des fentes dans la réduction de taille ou encore sur la forme de ces fentes : il apparaît que plus une fente est grande plus la fréquence de résonance diminuera et que si les fentes s'adaptent correctement à la forme de l'antenne planaire, sa taille peut être réduite d'environ 30 %. Des fentes peuvent aussi être faites dans le plan de masse pour réduire la taille de l'antenne. L'inconvénient de cette technique comme pour la technique suivante est l'augmentation du facteur de qualité et par conséquent la diminution de la bande passante de l'antenne.

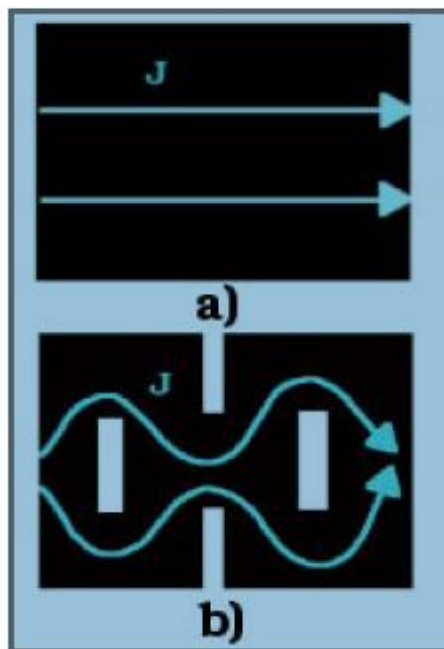


Figure (III.4) : Exemple des courants dans une antenne a) sans fente b) avec fentes et des entailles.

-Corrugation :

La corrugation est le plissement périodique de quelque chose (méandres en 3D). Donc comme pour les méandres, cette technique augmentera la longueur électrique de l'antenne mais en jouant sur un autre plan que celui de l'antenne, comme présenté sur la Figure (III.5).

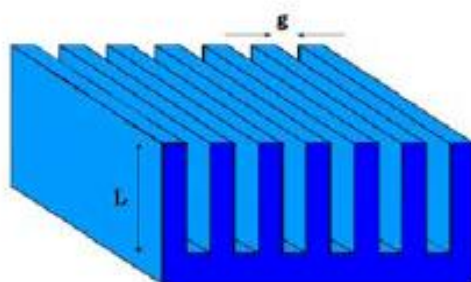


Figure (III.5) : Exemple de surface corruguée (g espacement entre les créneaux et L longueur des créneaux).

Cette technique est par exemple utilisée par LEE et AL pour réaliser une antenne patch circulaire miniature. Comme pour les méandres ou les fractales, cette technique a l'inconvénient de créer beaucoup de pertes (diminution de l'efficacité de l'antenne). De plus l'ajout d'une autre dimension complique fortement la fabrication.

III.6. Antenne monopôle :

En utilisant la théorie des images [4], on peut réduire l'encombrement d'une antenne dipôle, à condition d'associer l'antenne à un plan de masse de grande dimensions (typiquement plusieurs longueurs d'onde). C'est le cas par exemple pour les antennes sur véhicules où de grandes surfaces métalliques sont disponibles. On obtient ainsi une réduction de la taille le long d'une dimension.

L'image virtuelle permet de créer l'équivalent d'un dipôle à partir d'un seul de ses brins. Dès lors, on parle de monopôle. Le monopôle possède un mode fondamental correspondant à une taille totale de $\lambda/4$ (Figure III.6). Ce monopôle quart d'onde offre les mêmes caractéristiques de rayonnement que le dipôle, à savoir un zéro de rayonnement dans son axe et un comportement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire, mais en théorie aucun rayonnement dans le demi-espace situé sous le plan de masse.

C'est ce dernier type d'antenne qui a été utilisé dans un premier temps dans les téléphones mobiles pour permettre la réception du GSM comme le montre la Figure III.7.

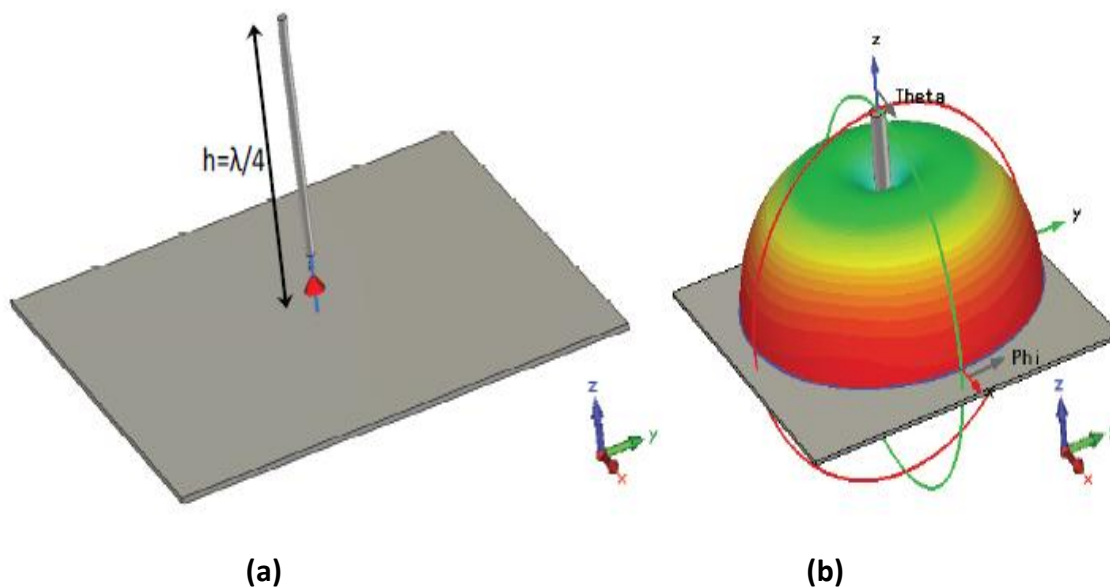


Figure (III.6) : Géométrie d'une antenne monopolaire (a) et son diagramme de rayonnement 3D (b)



Figure (III.7) : Antenne monopolaire intégrée dans un téléphone mobile permettant la réception du GSM

Le champ rayonné par un monopole quart d'onde disposé sur un plan métallique infini présente, en première approximation, les mêmes caractéristiques que celles obtenues avec le dipôle équivalent. Théoriquement, le monopole possède 3 dB de gain supplémentaire par rapport à celui du dipôle puisqu'il rayonne uniquement sur un demi-espace. En pratique, les dimensions réduites du plan de masse déforment le diagramme de rayonnement et réduisent le maximum de directivité à l'horizon. En terme d'adaptation et de bande passante, le monopôle quart d'onde présente des performances comparables à celles du dipôle équivalent. La résistance de rayonnement d'une telle antenne est proportionnelle à :

$$R_r = \alpha (h/\lambda)^2 \quad (\text{III.4})$$

a) Diagramme de rayonnement :

Il est identique à celui du dipôle $\lambda/2$ soit :

$$f(q) = \frac{\cos(\frac{p}{2} \cos q)}{\sin q} \quad (\text{III.5})$$

b) Directivité :

Elle est égale au double de celle d'un dipôle $\frac{1}{2}$ (en raison du rayonnement dans un seul demi-espace), soit 3.28 (4.64 dB).

c) Impédance :

Elle est la moitié de celle du dipôle $\lambda/2$,

$$Z = (36.5 + j.21) \Omega. \quad (\text{III.6})$$

III.7. Utilisation d'éléments localisés ou distribués :

III.7.1. Influence d'une charge réactive sur l'accord d'une antenne :

La figure ci-dessous représente le schéma d'un monopole chargé par une impédance générique (inductance, réseau d'adaptation large bande, etc).

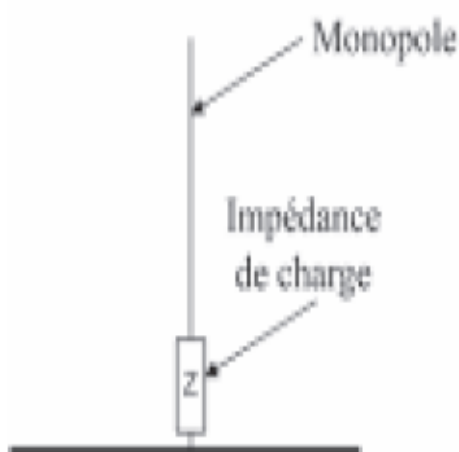


Figure (III.8) : Miniaturisation avec élément localisés.

III.7.1.1. Rôle d'une self à la base [5]:

Sur la figure (II.2) dans le chapitre (II), on note que pour des longueurs d'antenne $l \ll \lambda$, ce qui correspond aux ondes longues, l'impédance d'entrée Z_0 présente une partie capacitive X_0 non négligeable.

Pour accorder l'aérien, on peut ajouter à l'entrée une self de réactance $LW = |X_0|$ et de très faible résistance, pour ne pas augmenter les pertes.

Or, en première approximation,

$$X_0 = -j \frac{Z_c}{\text{tg}kl} \quad (\text{III.7})$$

L'accord sera réalisé quand :

$$j \frac{Z_c}{\text{tgkl}} = jLw = jL \frac{2p}{l} v \quad (\text{III.8})$$

Ou v est la vitesse de phase.

$$w = \frac{2p}{l} v$$

$$\frac{1}{w} = \frac{l}{2pv}$$

On a :

$$\text{tgkl} = \frac{Z_c}{L} \frac{1}{w} = \frac{Z_c}{L} \frac{l}{2pv} \quad (\text{III.9})$$

$$\text{tgkl} = \frac{Z_c}{L} \frac{l}{2pv}$$

Posons $Bl = \frac{2pl}{l} = x$; il vient :

$$\text{tgX} = \frac{Z_c}{L} \frac{l}{v} \frac{l}{2pl} = \frac{Z_c}{L} \frac{l}{v} \frac{1}{\frac{2pl}{l}} = \frac{Z_c}{L} \frac{l}{v} \frac{1}{x}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{tgx} \\ y_1(x) \end{array} \right\} = \frac{Z_c}{L} \frac{l}{v} \frac{1}{x} \quad \left. \begin{array}{l} \text{123} \\ y_2(x) \end{array} \right\} \quad (\text{III.10})$$

L'intersection des deux courbes représentatives de $y_1(x)$ et $y_2(x)$ donnent les solutions de l'accord figure (III.9).

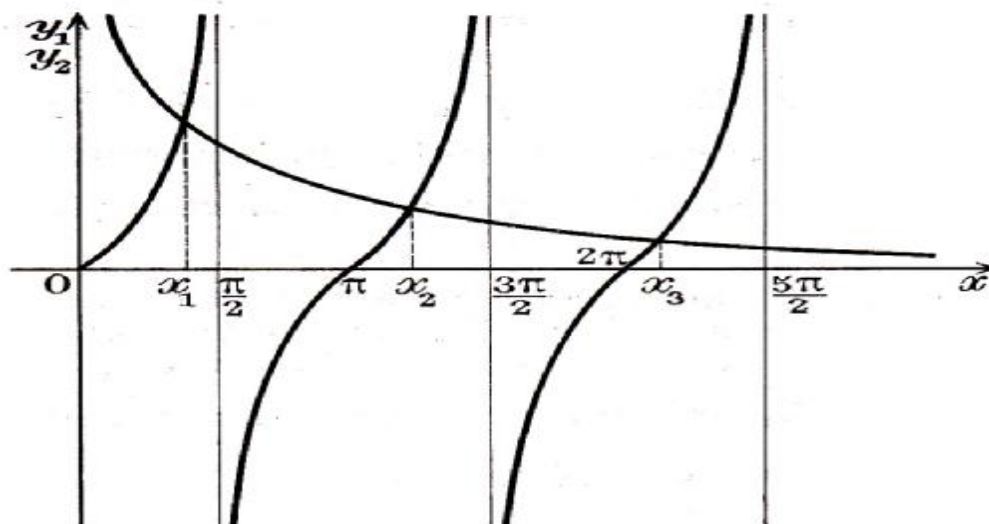


Figure (III.9) : Représentation des courbes

La première solution s'écrit :

$$x_1 = \frac{2pl}{I_1} \left\langle \frac{p}{2} \right.$$

$$\text{soit } l \left\langle \frac{I_1}{4} \right.$$

La self à la base a donc pour effet d'augmenter la longueur d'onde de résonance et de ramener le ventre de courant au pied de l'antenne comme montre la figure (III.10)

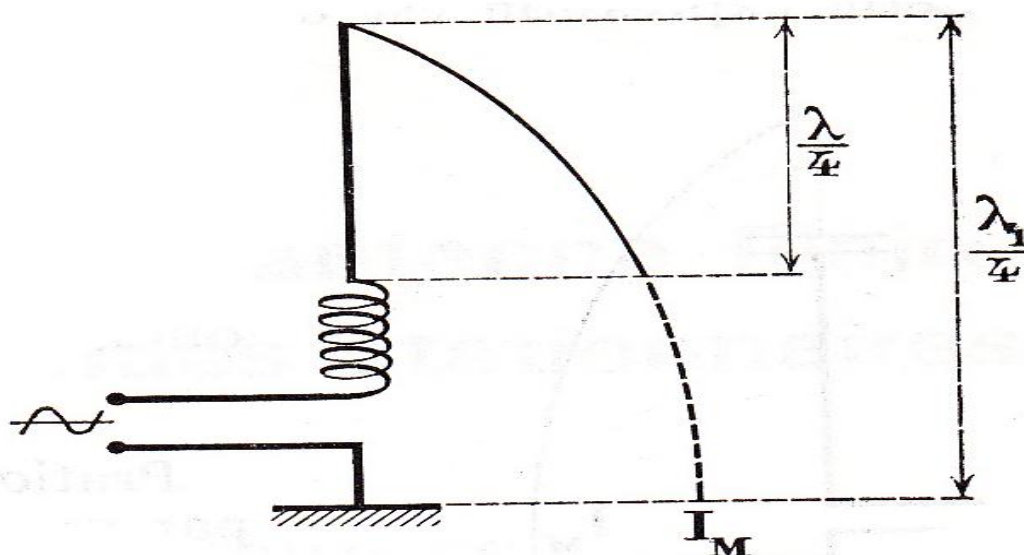


Figure (III.10) : Ajout de self à la base

III.7.1.2. Rôle d'une capacité au sommet [5] :

Un des moyens utilisés augmenter artificiellement la longueur de l'aérien est de placer une capacité à son sommet comme dans la figure (III.11).

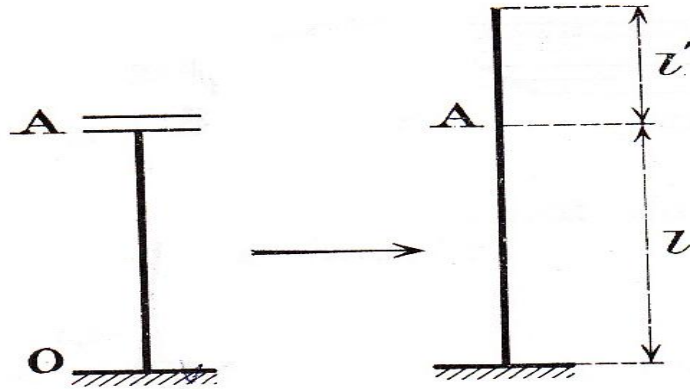


Figure (III.11) : Placement de capacité au sommet

Soit l la hauteur de l'antenne et l' la hauteur d'antenne équivalente à la capacité au sommet.

On peut écrire, pour le brin ouvert :

$$Z_A = -\frac{j}{C'w} = -jZ_c \cot gkl' \quad (\text{III.11})$$

Or l'impédance d'entrée de l'antenne chargée s'écrit, en premier approximation :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_R + jZ_c \operatorname{tg}kl}{Z_c + jZ_R \operatorname{tg}kl} \quad (\text{III.12})$$

$$Z_e = Z_c \frac{-jZ_c \cot gkl' + jZ_c \operatorname{tg}kl}{Z_c + j(-jZ_c \cot gkl') \operatorname{tg}kl}$$

$$Z_e = jZ_c \frac{\operatorname{tg}kl - \cot gkl'}{1 + \cot gkl' \operatorname{tg}kl} \quad (\text{III.13})$$

Cette réactance s'annule pour $\operatorname{tg}kl = \cot gkl'$, correspondant à l'accord de l'antenne par capacité au sommet, ce qui s'écrit :

$$Z_c \operatorname{tg}kl = \frac{1}{Cw}$$

Posons de nouveau $x = \frac{2pl}{I}$, il vient :

$$tgx = \frac{l}{Z_c C} \frac{I}{2pv} = \frac{l}{Z_c Cv} \frac{1}{\frac{2pl}{I}} = \frac{l}{Z_c Cv} \frac{1}{x}$$

Il vient :

$$tgx = \frac{l}{Z_c CW} \frac{1}{x} \quad (\text{III.14})$$

Cette expression est de la même forme que celle calculée précédemment et une étude graphique similaire figure (III.9) conduit à :

$$x_1 = \frac{2pl}{I_1} \left\langle \frac{p}{2}, \text{ soit } l \left\langle \frac{I_1}{4} \right. \right.$$

La capacité au sommet semble allonger l'antenne, ou augmenter la longueur d'onde de résonance $I_1 \gg 4l$ comme indique la figure (III.12).

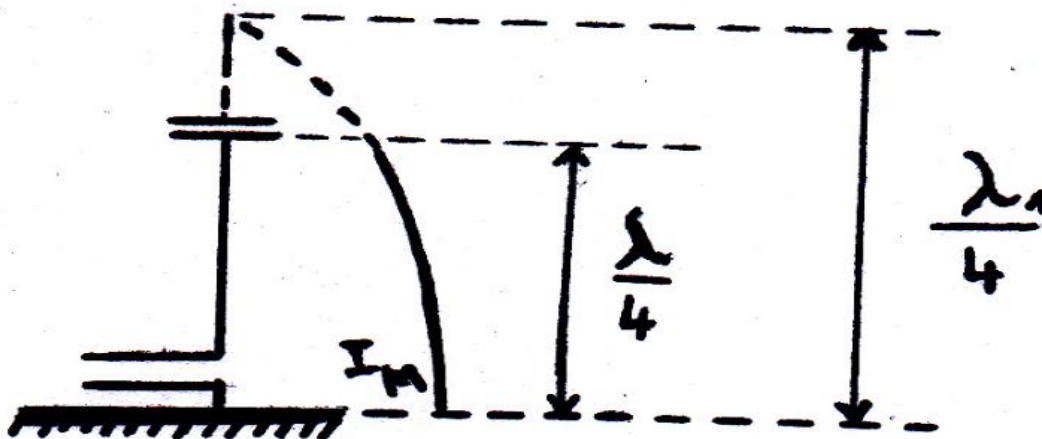


Figure (III.12) : Ajout de capacité au sommet

- **Remarque :**

On est souvent amené à combiner les deux solutions précédentes :

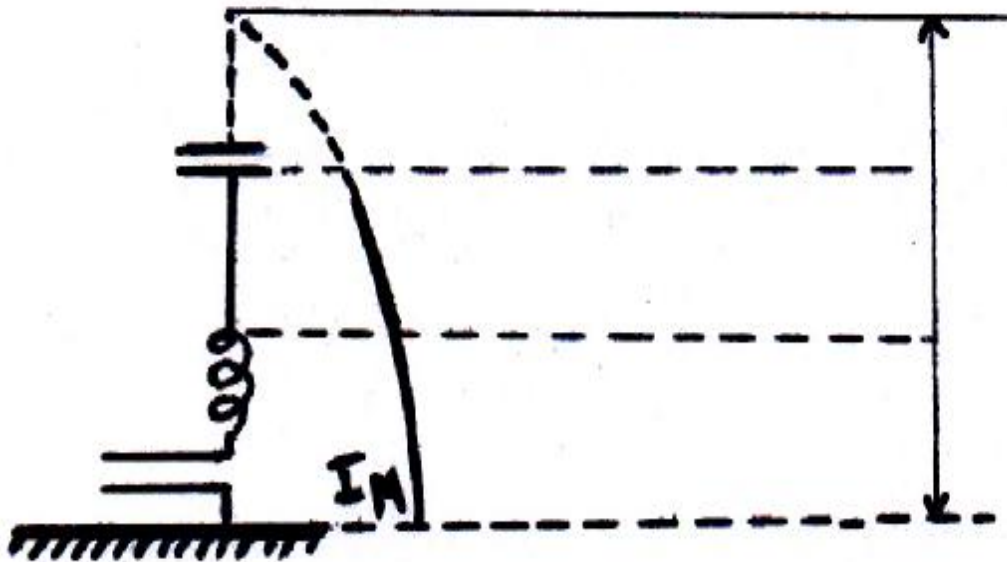
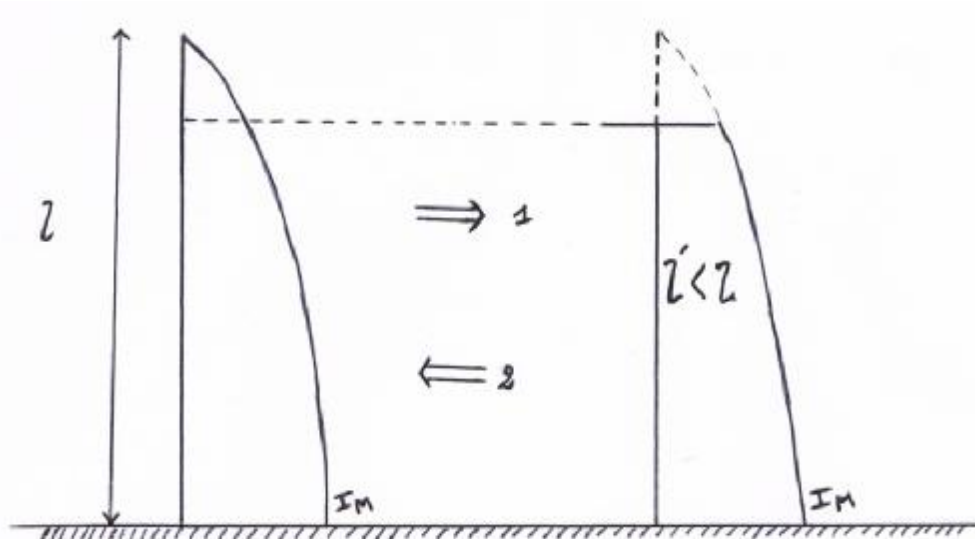


Figure (III.13) : Combinaison des deux solutions

On arrive à déduire que:

D'après les solutions qu'on a vu précédemment on à déduit deux cas :



Ø Dans le sens (1) on a miniaturisé l'antenne.

Ø Dans le cas (2) on a allongé l'antenne.

- ▼ **Eléments localisés (inductances et capacités) :** Habituellement, pour miniaturiser un monopole, on utilise une inductance positionnée soit en haut du monopole, au milieu ou encore au niveau de l'alimentation. On peut rajouter une capacité en parallèle sur l'inductance, ce qui permet d'annuler l'effet de l'inductance en hautes fréquences. En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole chargé par une inductance comme on peut le voir sur la Figure (III.14) (a). De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité (Figure (III.14) (b)).

Le principal inconvénient lié à cette technique est une réduction de l'efficacité de l'antenne. En effet, aux fréquences qui nous intéressent (aux alentours du GHz), les inductances ont des facteurs de qualité relativement faibles (10-20), ce qui implique l'ajout d'une résistance série supplémentaire relativement forte, résistance qui a pour effet de dégrader l'efficacité de l'antenne.

- ▼ **Eléments distribués (tronçons de lignes, lignes de transmission) :** Un autre moyen permettant de miniaturiser une antenne filaire est d'utiliser des tronçons de ligne (stubs). Les dimensions de ces tronçons sont calculées pour une fréquence particulière et leur ajout n'affecte pas l'efficacité de l'antenne. Les tronçons de lignes étant des éléments à bande étroite, on constate en général une réduction de la bande.

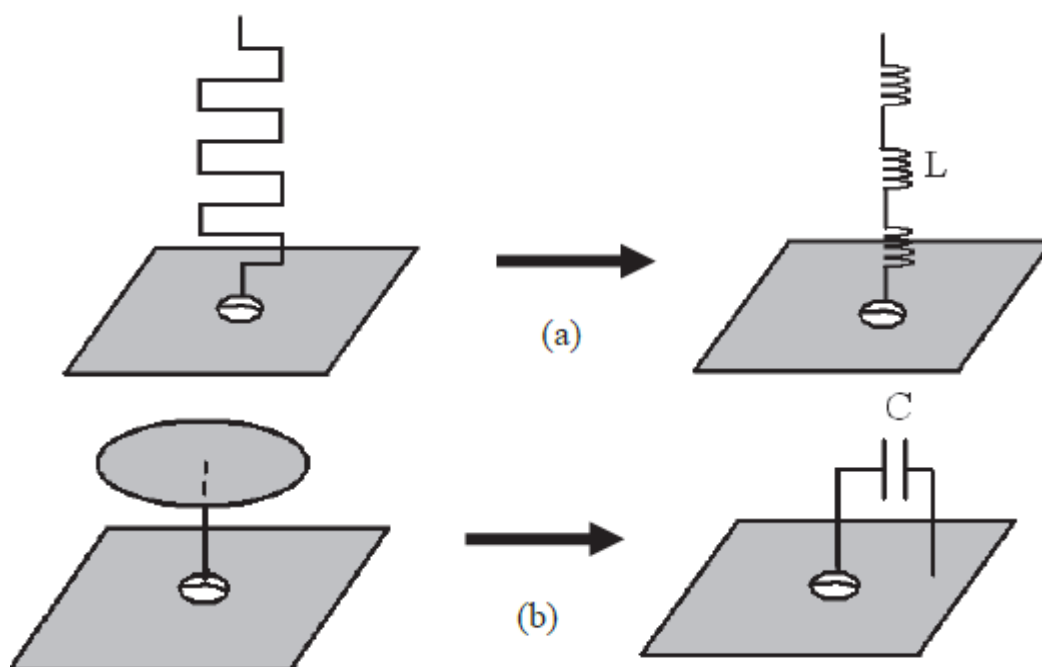


Figure (III.14) : Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent

III.8. Antennes ILA et IFA :

Un moyen de réduire les dimensions d'une antenne monopôle est de replier le brin métallique afin d'obtenir une certaine compacité. L'antenne ILA (Inverted L Antenna) représentée Figure (III.15) est composée d'une partie d'une antenne monopôle en direction verticale et d'une autre partie pliée dans la direction horizontale. Elle a la même longueur électrique que l'antenne monopôle et possède donc la même fréquence de résonance. La résistance de rayonnement d'une telle antenne est très faible puisque comme dans le cas de l'antenne monopôle, elle est proportionnelle à $(h/\lambda)^2$ avec h la hauteur de la partie verticale (comme l'indique la Figure (III.15)). La partie horizontale joue en fait un rôle de charge capacitive.

Il est donc très difficile d'adapter une telle antenne et la bande passante de ce type de structure est faible, elle ne dépasse jamais 1%. La résistance de rayonnement à peu près l'impédance d'entrée de l'antenne

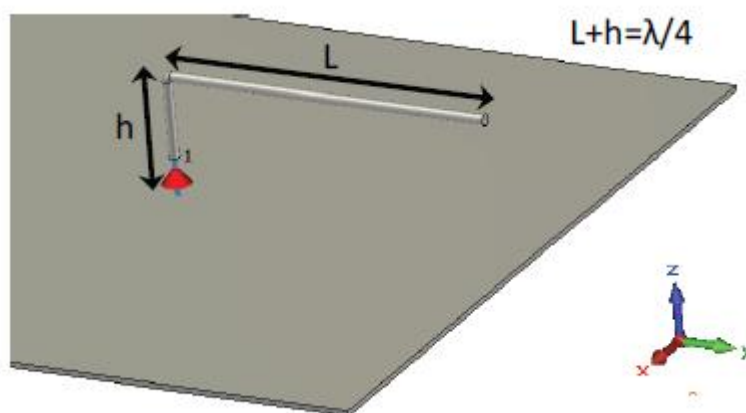
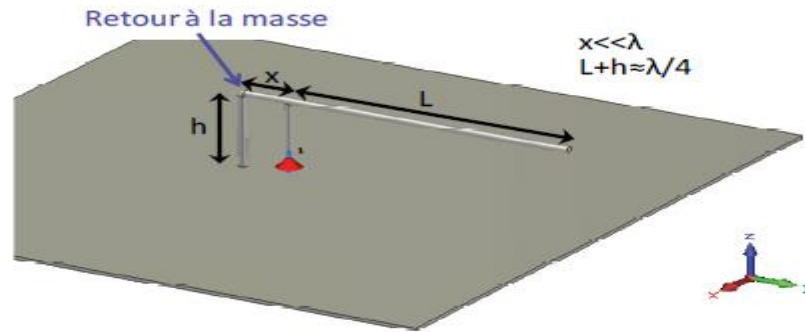


Figure (III.15) : Géométrie d'une antenne ILA

L'ajustement de l'adaptation d'une antenne ILA est possible en ajoutant un retour à la Masse sur le brin horizontal, on parle alors d'Inverted F Antenna (IFA) représentée Figure(III.16).

L'ajout de cet élément est équivalent à l'introduction d'une inductance parallèle au niveau du point d'alimentation résonant avec la capacité créée par le brin horizontal. Il se crée ainsi une résonance parallèle. En ajustant ce retour à la masse, il est alors facile de paramétrer l'impédance d'entrée de l'antenne et donc de l'adapter. La bande passante n'est cependant pas élevée puisqu'elle est en moyenne de l'ordre de 2%



Figure(III.16) : Géométrie d'une antenne IFA

a) Description de l'élément rayonnant :

L'élément que nous avons choisi comme antenne est une antenne IFA. Elle est issue de la simplification d'un dipôle $\frac{l}{2}$ par utilisation d'un plan de masse pour réduire sa longueur de moitié. Le brin rayonnant est ainsi replié pour former un L inversé. De plus, un brin lui est ajouté, connecté au plan de masse tel un court - circuit, afin d'améliorer son adaptation. L'antenne est positionné sur une des extrémités d'un PCB (Printed Circuit Board) de dimensions 88x46mm². Cette structure est alimentée au niveau de l'une des branches, l'autre étant ramenée au plan de masse (connecté sur l'autre face du PCB) par un court – circuit (Figure III.17).

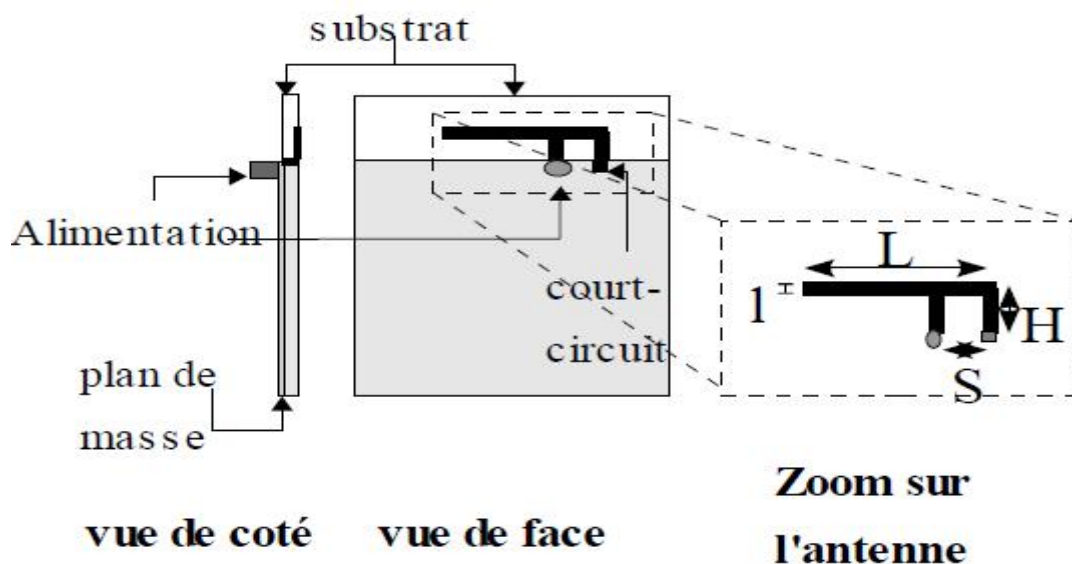


Figure (III.17) : Description de l'antenne

b) Comportement de l'antenne IFA :

Diverses études paramétriques menées sur l'antenne IFA, ont permis de montrer que compte tenu de sa géométrie, il est impossible d'agir sur un seul paramètre à la fois sans que cela ne fasse varier les autres. Néanmoins, les paramètres prépondérants sont les suivants:

- La longueur L , la hauteur H Figure (III.17) et l'épaisseur l du bras de l'antenne agissent de la même manière sur la fréquence de résonance: une augmentation de l'un de ces paramètres entraîne une diminution de celle-ci.
- L'écart S Figure (III.17) entre l'alimentation et le court - circuit quant à lui, agit directement sur l'adaptation de l'antenne. Cet écart peut donc être utilisé pour optimiser l'adaptation

c) Conception des antennes :

A partir de ces observations, plusieurs antennes conçues destinées à des applications en WLAN (Wireless Local Area Network) dans les bandes Tx DCS1800 [1,71 GHz- 1,785 GHz], Wi-Fi et Bluetooth [2,4 GHz- 2,4835 GHz] et HIPERLAN [5,15- 5,35 GHz] et [5,47- 5,725 GHz].

Dans ce cadre, cinq éléments de type IFA repliés simulés ont été réalisés. La méthodologie de conception de ces éléments a été la suivante:

Dans un premier temps, le brin principal de l'antenne IFA a été replié comme décrit sur l'antenne n°2 du tableau 1. La longueur totale du brin principal est conservée identique à celle de l'antenne initiale (schéma 1 du tableau III.2), c'est à dire 20,4mm. La fréquence de résonance est alors repoussée à 2,8 GHz. C'est possible de réajuster cette fréquence en allongeant la longueur du brin replié inférieur de l'antenne. D'autre part, l'adaptation à 50Ω de l'impédance d'entrée de l'antenne a pu être obtenue en modifiant l'écart S entre l'alimentation et le brin de court - circuit. Ainsi on peut concevoir deux structures fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes (cas n°2 et 3 du tableau III.2).

Enfin, pour les deux dernières antennes, le brin principal a été replié plusieurs fois sous forme de méandres qu'on verra après. Pour la structure n°4 ces méandres sont dirigés perpendiculairement par rapport au plan de masse, tandis que pour la cinquième structure (n°5), elles sont dirigées parallèlement.

d) Réalisations :

Les antennes sont imprimées sur un substrat de type époxy (FR4), d'épaisseur $e_p=0,71$ mm, de permittivité $\epsilon_r=4,4$ et de tangente de pertes 0,02. Elles sont alimentées au niveau d'une de leurs branches (la centrale) à l'aide d'un câble coaxial fin dont le conducteur extérieur est

soudé au plan de masse qui se trouve sur la face du substrat opposée à celle de l'antenne. Un via métallique relie aussi ce plan de masse à l'autre branche afin de constituer le court – circuit d'adaptation. Les mesures de paramètres S_{11} et de rayonnement ont été réalisées sur analyseur de réseau vectoriel et chambre anéchoïde.

e) Comparaison simulation et mesures :

Les simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel IE3D de Zeland Software [6]. Les résultats de simulation et de mesure, en termes de fréquences de résonance, coefficient de réflexion minimum, bande passante absolue et relative, et efficacité totale, sont résumés dans les deux dernières colonnes du tableau III.2. L'efficacité totale n'a cependant pas pu être obtenue pour l'instant en mesure. La méthode utilisée pour cette mesure est celle de la Wheeler Cap qui nécessite en effet la réalisation de capsules métalliques de dimensions spécifiques, pour chaque bande de fréquences à mesurer.

La terminologie utilisée dans le tableau III.2 est la suivante :

- $S_{11\text{Min}}$: Minimum du module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.
- f_r : Fréquence pour laquelle S_{11} atteint son minimum $S_{11\text{Min}}$.
- BP: Bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à - 10 dB.
- BP_{rel} : Bande passante relative en pourcentage (%) définie par $(f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}) / f_0$
- f_{sup} : Fréquence haute pour laquelle $S_{11} = - 10$ dB.
- f_{inf} : Fréquence basse pour laquelle $S_{11} = - 10$ dB.
- f_0 : Moyenne des deux fréquences f_{sup} et f_{inf} .
- η_{max} : Efficacité totale à la fréquence f_r .

Nous constatons une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Les repliements (et donc la miniaturisation de ces éléments) ont des conséquences sur les performances radioélectriques des antennes, telles que l'efficacité de rayonnement et la bande passante. Par exemple, pour l'antenne n°2 qui est réduite de 40% en dimensions, la bande passante chute de 25%, tandis que l'efficacité baisse de 5% par rapport à l'antenne n°1. Ce comportement est encore plus marqué sur les trois dernières structures destinées à des applications de type HIPERLAN, où l'antenne n°4 qui est 50% plus compacte que la n°5 voit son efficacité se

dégrader de plus de 30% alors que sa bande passante d'environ 20%. Confirmant la théorie: le gain est proportionnel à la surface de l'antenne.

f) Diagrammes de rayonnements [6] :

Les plans $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ des diagrammes de rayonnement est simulés par le logiciel IE3D, où l'antenne est positionnée dans le plan xy du repère cartésien Figure (III.18).

Nous constatons que le rayonnement en général pour toutes les structures, est de type dipolaire. La composante E phi, dans le plan $\Phi=90^\circ$ est quasiment omnidirectionnelle et elle s'annule pour $\theta=0$ et 90° car c'est le plan qui fait face au bord du PCB.

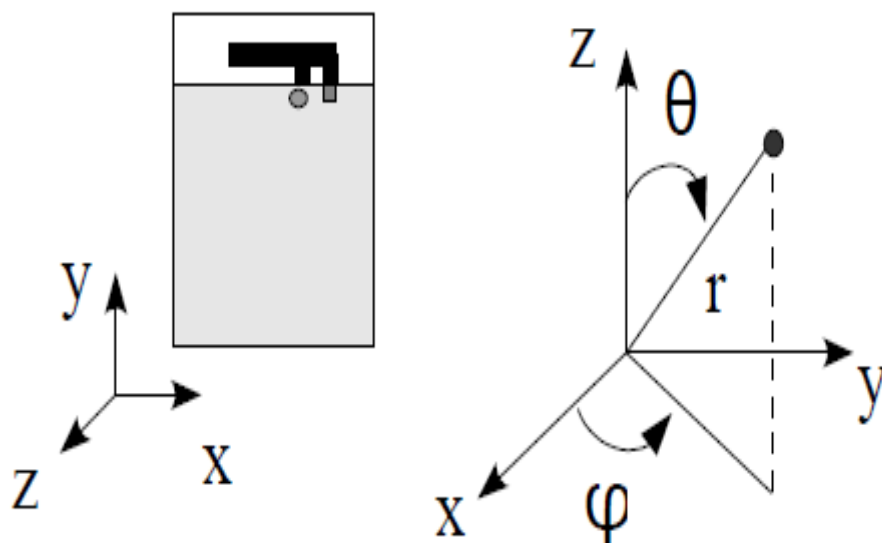
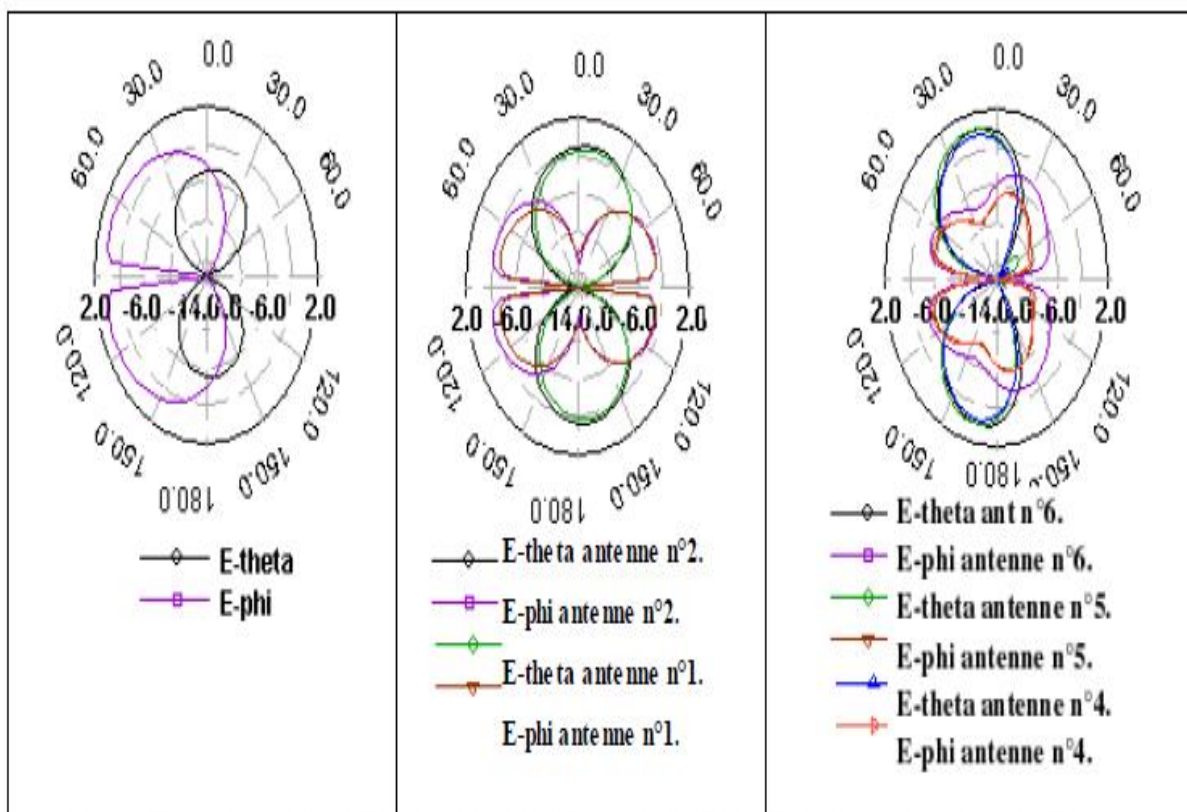
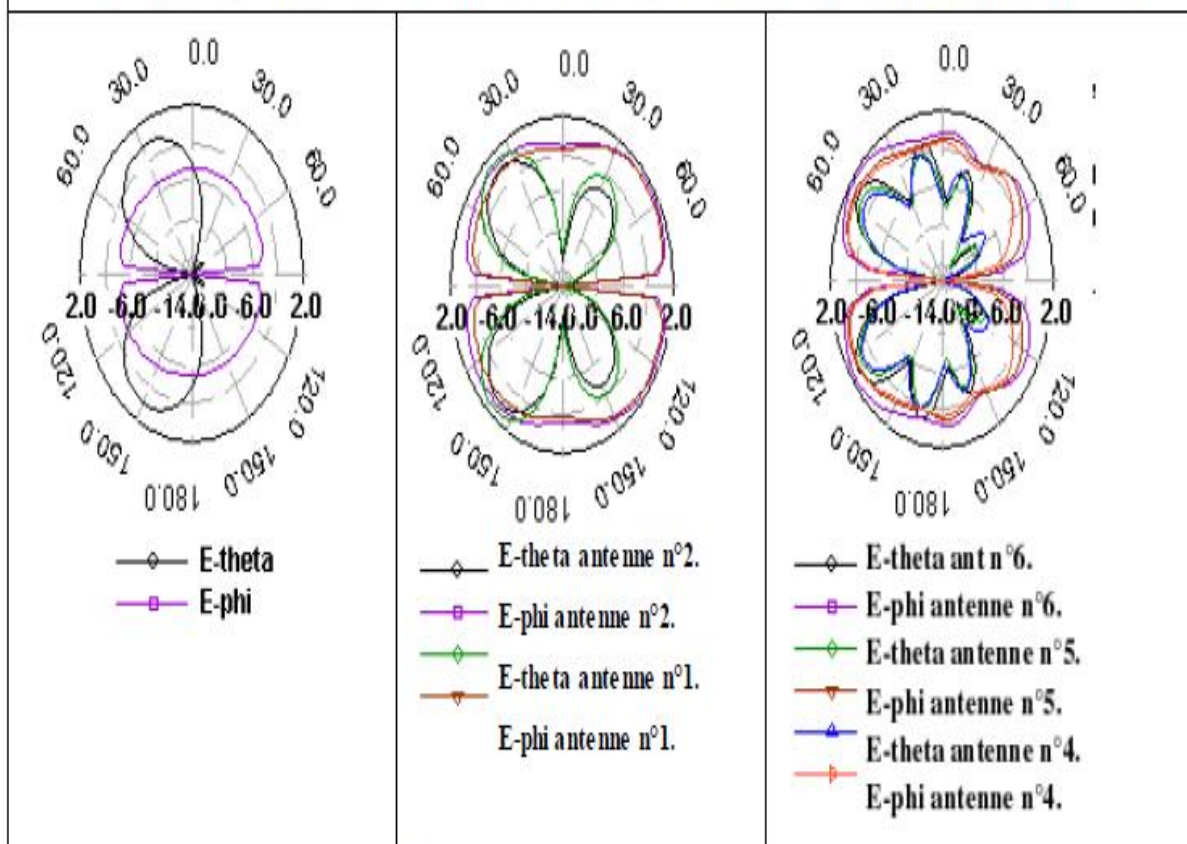


Figure (III.18) : Position de l'antenne pour les simulations des diagrammes de rayonnement.



Diagrammes de rayonnement E-theta et E-phi des différentes antennes dans le plan xz ($\phi=0^\circ$).



Diagrammes de rayonnement E-theta et E-phi des différentes antennes dans le plan yz ($\phi=90^\circ$).

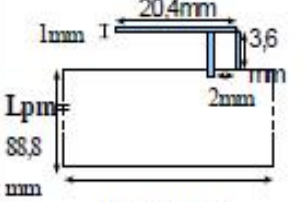
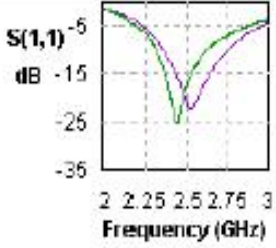
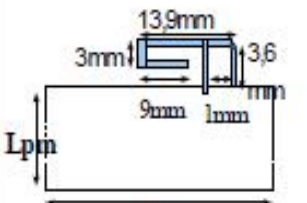
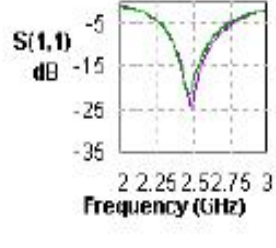
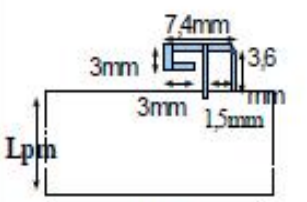
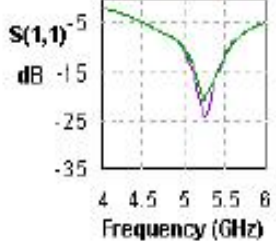
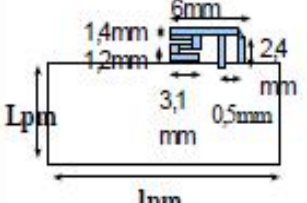
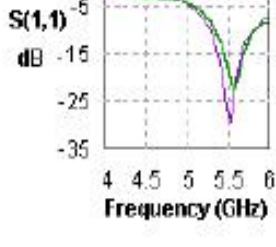
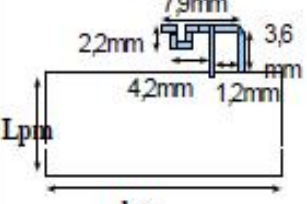
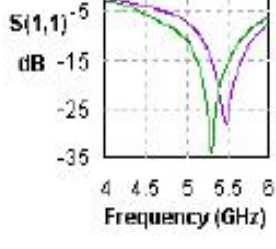
Géométrie	Coefficient de réflexion	Performances																		
 <p>$l_{pm} = 46,7 \text{ mm}$ Antenne n°1</p>	 <p>$S(1,1)$ dB Frequency (GHz)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Cas n°1</th> <th>BP (MHz)</th> <th>BP_{rel} à fr (%)</th> <th>fr (GHz)</th> <th>S_{11dB} (dB)</th> <th>η_{max} (%)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Sim</td> <td>392</td> <td>15,3</td> <td>2,53</td> <td>-22</td> <td>77</td> </tr> <tr> <td>Mes</td> <td>311</td> <td>12,6</td> <td>2,44</td> <td>-25</td> <td>-</td> </tr> </tbody> </table>	Cas n°1	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)	Sim	392	15,3	2,53	-22	77	Mes	311	12,6	2,44	-25	-
Cas n°1	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)															
Sim	392	15,3	2,53	-22	77															
Mes	311	12,6	2,44	-25	-															
 <p>l_{pm} Antenne n°2</p>	 <p>$S(1,1)$ dB Frequency (GHz)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Cas n°2</th> <th>BP (MHz)</th> <th>BP_{rel} à fr (%)</th> <th>fr (GHz)</th> <th>S_{11dB} (dB)</th> <th>η_{max} (%)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Sim</td> <td>253</td> <td>9,8</td> <td>2,48</td> <td>-25</td> <td>73,6</td> </tr> <tr> <td>Mes</td> <td>233</td> <td>9,4</td> <td>2,47</td> <td>-21</td> <td>-</td> </tr> </tbody> </table>	Cas n°2	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)	Sim	253	9,8	2,48	-25	73,6	Mes	233	9,4	2,47	-21	-
Cas n°2	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)															
Sim	253	9,8	2,48	-25	73,6															
Mes	233	9,4	2,47	-21	-															
 <p>l_{pm} Antenne n°3</p>	 <p>$S(1,1)$ dB Frequency (GHz)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Cas n°4</th> <th>BP (MHz)</th> <th>BP_{rel} à fr (%)</th> <th>fr (GHz)</th> <th>S_{11dB} (dB)</th> <th>η_{max} (%)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Sim</td> <td>578</td> <td>11</td> <td>5,26</td> <td>-24</td> <td>64,8</td> </tr> <tr> <td>Mes</td> <td>576</td> <td>10,9</td> <td>5,24</td> <td>-21</td> <td>-</td> </tr> </tbody> </table>	Cas n°4	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)	Sim	578	11	5,26	-24	64,8	Mes	576	10,9	5,24	-21	-
Cas n°4	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)															
Sim	578	11	5,26	-24	64,8															
Mes	576	10,9	5,24	-21	-															
 <p>l_{pm} Antenne n°4</p>	 <p>$S(1,1)$ dB Frequency (GHz)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Cas n°5</th> <th>BP (MHz)</th> <th>BP_{rel} à fr (%)</th> <th>fr (GHz)</th> <th>S_{11dB} (dB)</th> <th>η_{max} (%)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Sim</td> <td>534</td> <td>9,65</td> <td>5,51</td> <td>-29</td> <td>52</td> </tr> <tr> <td>Mes</td> <td>473</td> <td>8,5</td> <td>5,55</td> <td>-22</td> <td>-</td> </tr> </tbody> </table>	Cas n°5	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)	Sim	534	9,65	5,51	-29	52	Mes	473	8,5	5,55	-22	-
Cas n°5	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)															
Sim	534	9,65	5,51	-29	52															
Mes	473	8,5	5,55	-22	-															
 <p>l_{pm} Antenne n°5</p>	 <p>$S(1,1)$ dB Frequency (GHz)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Cas n°6</th> <th>BP (MHz)</th> <th>BP_{rel} à fr (%)</th> <th>fr (GHz)</th> <th>S_{11dB} (dB)</th> <th>η_{max} (%)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Sim</td> <td>684</td> <td>12,4</td> <td>5,47</td> <td>-28</td> <td>70</td> </tr> <tr> <td>Mes</td> <td>781</td> <td>14,7</td> <td>5,3</td> <td>-34</td> <td>-</td> </tr> </tbody> </table>	Cas n°6	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)	Sim	684	12,4	5,47	-28	70	Mes	781	14,7	5,3	-34	-
Cas n°6	BP (MHz)	BP _{rel} à fr (%)	fr (GHz)	S _{11dB} (dB)	η_{max} (%)															
Sim	684	12,4	5,47	-28	70															
Mes	781	14,7	5,3	-34	-															

Tableau III.2 : Géométrie et performances des antennes simulées [6]

III.9. Courbes de remplissage :

Une autre technique pour optimiser le remplissage de la sphère de CHU, toujours à base de courbes, consiste à remplir une surface plane par un enchevêtrement de la courbe. Cette technique a notamment été étudiée par HILBERT et PEANO qui sont tous deux mathématiciens et qui défini deux types de ces courbes, comme présenté sur les Figure (III.19) et Figure (III.20).

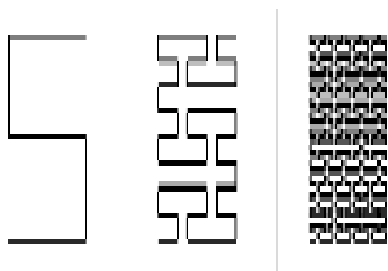


Figure (III.19) : Courbe de Peano

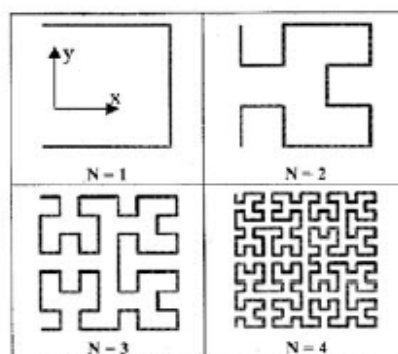


Figure (III.20) : Courbe de Hilbert

Il paraît encore une fois évident qu'une telle technique augmente la longueur électrique pour une dimension donnée et diminue ainsi la fréquence de résonance de l'antenne structurée. Ces réflexions ont mené à l'utilisation d'une forme particulière de courbes de remplissage en l'électromagnétisme : les fractales.

a) Fractales et méandres :

Les fractales sont des formes mathématiques fragmentées. Les formes fractales qui étaient à la base un outil mathématique ont été assez récemment utilisées pour la conception d'antennes. Un des grands intérêts de ces formes est l'utilisation de leur facteur d'échelle pour augmenter la bande passante de l'antenne. Une dérivée de leur propriété géométrique est l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne en optimisant l'occupation de la sphère de CHU. Ces formes géométriques sont générées de manière itérative, comme présenté sur la Figure (III.21).

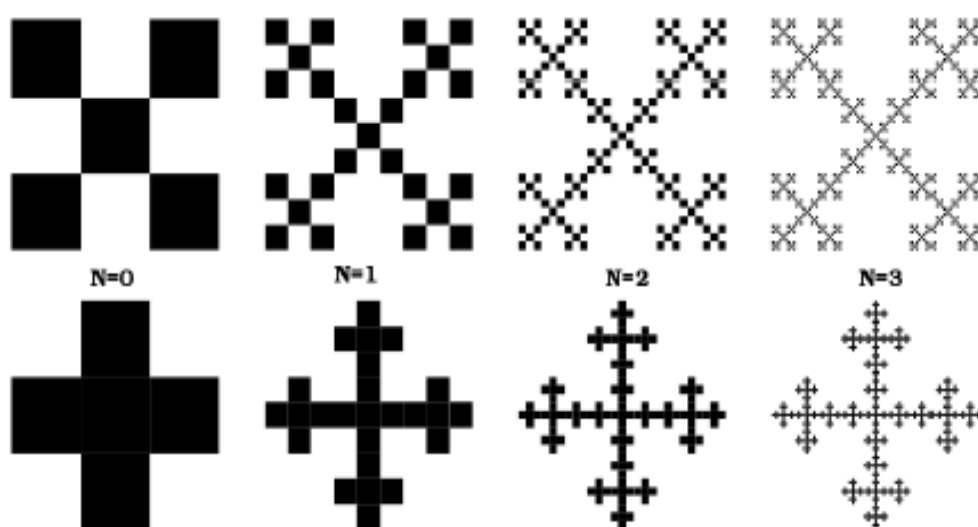


Figure (III.21) : Exemple de fractales avec 3 itérations.

Au fur et à mesure des itérations la forme globale présente de plus en plus de détails et a donc une longueur électrique qui augmente. La répétition d'un motif à des échelles différentes est propice à la création d'antennes uiltibandes. Des études comparatives sur les différents types de fractales et sur la comparaison méandres/fractales montrent que plus il y a d'itération ou de méandres et plus il y a de pertes et un affaiblissement de la résistance de rayonnement. Elles montrent aussi qu'un degré d'itération élevé ne correspondra pas forcément à une fréquence de résonance plus basse. En effet si la taille du motif créée par la n -ième itération est bien inférieure à la longueur d'onde (λ) du mode résonant de l'antenne, les courants à λ ne verront pas les plus petits motifs. Il n'est donc pas nécessaire d'avoir un nombre d'itération élevé. Les figures suivantes représentent un monopole simple de hauteur 6 cm et ses itérations soit en méandrant (III.22 (a)), soit en utilisant des fractales de types KOCH (III.22 (b)).

$L = \lambda/2$ alors si l et λ augmentent $\Rightarrow f$: la fréquence diminue.

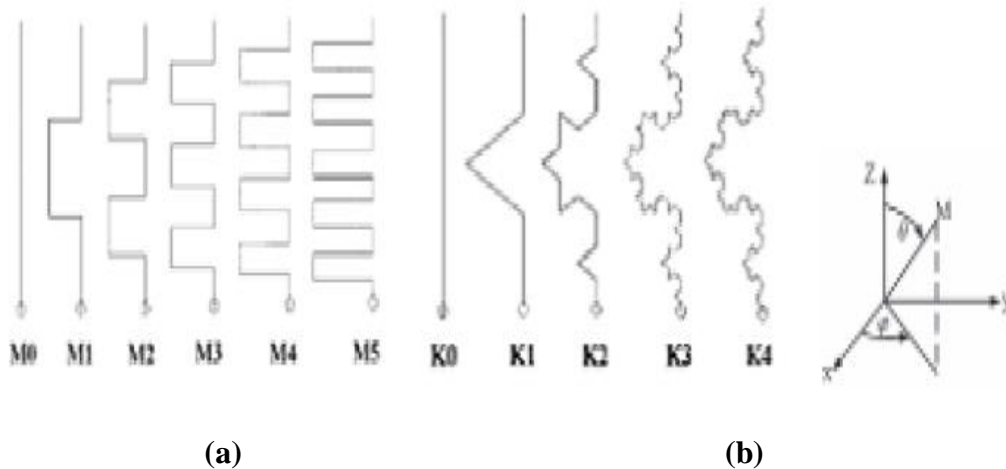


Figure (III.22) : (a) monopole filaire à méandres (III.22) : (b) Monopole fractal de type Koch

La figure ci-dessous représente une comparaison des adaptations entre le monopole initial (M0) et la première itération en méandre (M1)

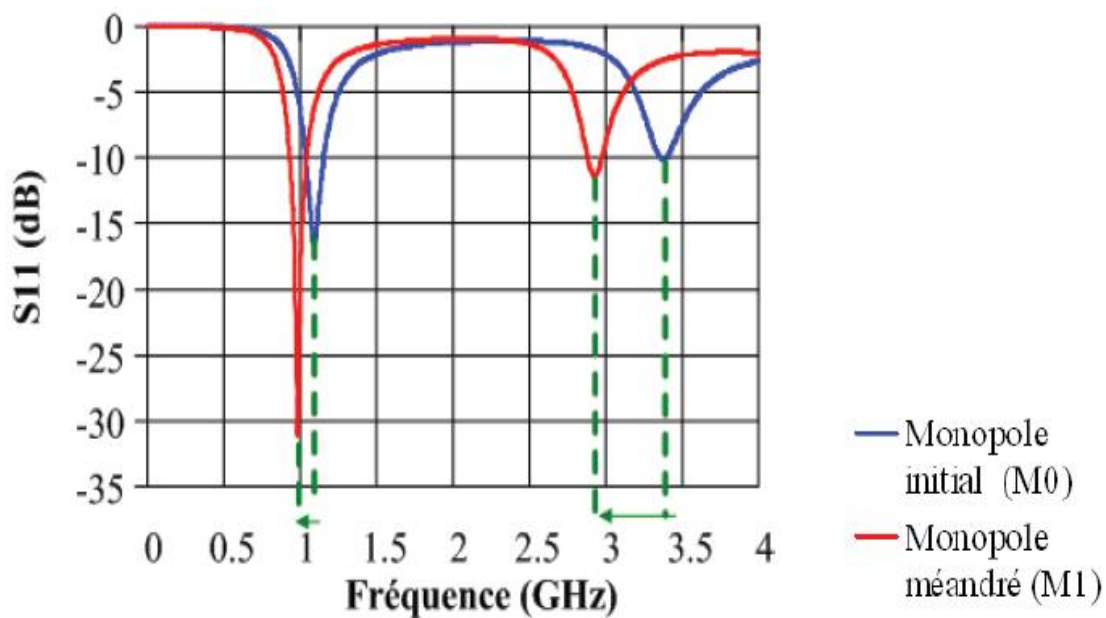


Figure (III.23) : Comparaison des adaptations entre M0 et M1 [7].

Quand on méandre une fois le monopole initial, sa longueur passe de 6 cm à 8 cm, sa fréquence de résonance se décale vers les basses fréquences et passe de 1.1 GHz à 987 MHz. En contre partie, la bande passante -10 dB est plus faible pour un monopole méandré que pour le monopole initial. On retrouve ici, le compromis, déjà rencontré précédemment entre la bande passante d'une antenne et sa taille. Le tableau III.3 résume les résultats en termes de

fréquences de résonance, de résistance de rayonnement, de bande passante à -10 dB pour plusieurs itérations de méandres.

Antenna	Total Write Length (cm)	Resonant Frequency (MHZ)	Radiation Resistance (Ohms)	2 :1 SWR Bandwidth (%)
M0	6	1201	35.8	8.35
M1	8	989.7	23.9	5.55
M2	10.67	809.5	16.3	3.73
M3	14.22	666.2	11.1	2.5
M4	18.96	544	7.7	1.67
M5	25.28	446.2	5.3	1.09

Tableau III.3 : Tableau récapitulatif des propriétés (diminution, bande passante) des antennes méandres [7].

III.10. Antenne hélice :

L'antenne hélice permet de diminuer la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique, est également un dérivé du monopôle quart d'onde. Le parcours total du conducteur conformé en hélice est bien du quart de la longueur d'onde. Mais ici la dimension verticale est réduite car le monopôle est «comprimé», se trouvant enroulé autour d'une forme cylindrique. Les spires créées par cet enroulement vont modifier également l'impédance, conduisant à une résistance très faible, nécessitant généralement un transformateur d'impédance.

Malgré cela, l'antenne hélice présente un intérêt particulier: un juste dimensionnement de la structure permet de reproduire un rayonnement quasi-identique à celui du monopôle, c'est-à-dire parfaitement omnidirectionnel. Cette structure offre alors une hauteur divisée par quatre par rapport au monopôle équivalent.

C'est cette antenne qui a remplacé dans un premier temps les antennes monopolaires Figure (III.7) des téléphones portables comme le montre la Figure (III.24).



Figure (II.24) : Antenne hélice

III.11. Résumé des différentes antennes présentées et de leurs performances :

Le Tableau III.4 fait un récapitulatif de ces antennes, de leurs dimensions et de leurs bandes passantes.

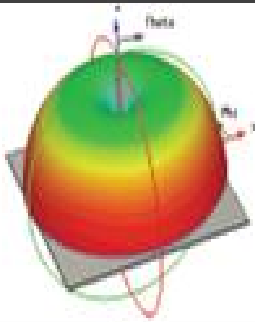
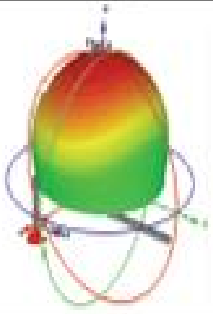
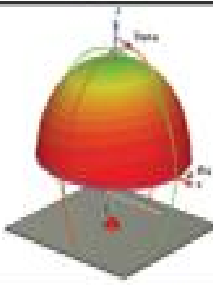

	Substrat	Dimensions	Bande passante	Rayonnement	Directivité max (dBi)
Monopôle	Air	$\lambda_0/4$	10% à 20%		5.1
ILA	Air	$\lambda_0/20 \times \lambda_0/4$	1%		7
IFA	Air	$\lambda_0/20 \times \lambda_0/4$	2%		4
Hélice	Air	$\lambda_0/10 \times \lambda_0/40$	7%		6

Tableau III.4 : Résumé des antennes présentées et de leurs performances.

III.12. Elément de conclusion :

Dans ce paragraphe, nous avons décrit différentes techniques qui sont couramment utilisées pour miniaturiser des antennes filaires : méandre/fractale, utilisation l'éléments localisés/distribués.

Chacune de ces méthodes présente des avantages et inconvénients qui sont résumés dans le tableau III.5.

	Avantages	Inconvénients
Méandre/Fractales	Diminution significative de la taille (par rapport au monopole initial)	Difficulté de fabrication industrielle pour des antennes filaires
Eléments localisés (réseaux d'adaptation)	Conception facilité: formules Analytiques existantes pour la conception du circuit.	Diminution de l'efficacité (facteur de qualité des inductances faibles pour la bande de fréquences 0.5-2 GHz
Eléments distribués (tançons de lignes)	Conception précise des tronçons de lignes. Dimensions précises calculée à une fréquence particulière	Diminution de la bande passante. Diagrammes de rayonnement déformés

Tableau III.5 : Avantages et inconvénients des méthodes de miniaturisation des antennes filaires.

Notre principale préoccupation, à ce stade, est de diminuer la dimension transversale du monopole filaire. L'antenne IFA paraît plus facile de paramétrer l'impédance d'entrée et donc de l'adapter. La technique des méandres risque d'entraîner des déformations importantes du diagramme de rayonnement. En outre, nous avons présenté les différentes techniques de miniaturisation des antennes, nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, corrugation).

- Notre travail est limité aux études des antennes filaires et leurs techniques de miniaturisation, mais il existe d'autre technique à base de méta-matériaux pour miniaturiser les antennes parmi eux :
- ▼ Matériaux naturels sont des matériaux magnéto-diélectrique très intéressante pour l'augmentation de la bande passante de l'antenne, de plus les pertes magnétiques détériorent moins l'efficacité totale de l'antenne que les pertes diélectriques donc

l'utilisation d'un tel matériau a beaucoup d'avantage sur tout dans le cas d'une antenne patch

▼ Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels conçus dans le but de faire apparaitre des propriétés électromagnétiques spécifiques n'existant pas dans la nature, parmi les travaux effectués dans le domaine des méta-matériaux appliqués aux antennes nous présentons quelques unes des applications les plus prometteuses :

- Antennes/réseaux d'antennes
- Miniaturisation de circuits
- Filtres
- Guides d'ondes
- Surface haute impédance
- Matériaux réglables
- Réflexion/transmission sélective en fréquence
- Application THZ



Conclusion générale



Conclusion générale

Au cours de ce mémoire, nous nous sommes attachés à présenter les diverses approches relatives à l'étude des antennes filaires miniatures intégrables au sein d'un terminal mobile. Il s'agissait de s'attaquer au verrou de l'encombrement des antennes. L'étude de ces antennes nous a permis de recenser les différentes techniques de miniaturisation classiquement utilisées.

- D'une extrémité à l'autre du spectre radioélectrique, les antennes ont des structures très différentes :
 - Ø Pylônes verticaux en ondes kilométriques et hectométriques.
 - Ø Longs fils obliques ou horizontaux en ondes décamétriques.
 - Ø Dipôles en ondes métriques et décimétriques jusqu'à 1GHz.
 - Ø Réflecteurs et ouvertures rayonnantes au-delà de 1GHz et en ondes centimétriques et millimétriques.

Cependant, le rayonnement de ces antennes est étudié et caractérisé au moyen de définitions et propriétés communes qu'il est indispensable de connaître.

Ces points communs sont par exemple connaître, l'impédance d'entrée, diagramme de rayonnement...etc. C'était l'objet du chapitre I.

- L'antenne demi-onde est une antenne tellement très importante et très utilisée. Qu'elle a fait l'objet du chapitre II. Où nous l'avons étudiée, calculée et caractérisée de façon complète. Car elle joue aussi le rôle d'antenne de référence. Nous avons déterminé le champ électrique rayonne, sa résistance de rayonnement et son diagramme de rayonnement.
- La miniaturisation des antennes est aujourd'hui un défi. Dans le chapitre III, Nous avons étudié les techniques de miniaturisation suivantes :
 - Ø L'utilisation d'un plan de masse (théorie des images) nous donne l'antenne monopôle.

- ∅ Les éléments localisés placés au bon endroit. On a utilisé un self à la base d'une antenne et une capacité au sommet. On peut même utiliser la combinaison des deux.
 - ∅ Les éléments distribués au (réparties) appelés méandre.
 - ∅ Les techniques de pliage, Nous ont permis d'obtenir l'antenne ILA (Inverted L Antenna) et l'amélioration de cette dernière par une self à la masse nous a donné l'antenne IFA (Inverted F Antenna).
 - ∅ Pour remplissage optimal de la sphère de CHU nous avons utilisés les fractales.
- Le travail futur et complémentaire sera l'étude des méta-matériaux appliqués à la miniaturisation des antennes.



ANNEXE

ANNEXE

I. Fente :

Cette antenne désigne un élément rayonnant formé par une fente réalisée sur une surface conductrice.

I.1.Fente sur un plan conducteur :

I.1.1. Principe de Babinet :

Le principe de Babinet est illustré par la Figure (I.1) : en résumé, il y a des équivalences entre le comportement radioélectrique d'un plan conducteur infini sur lequel on a découpé une figure et cette figure, conductrice, seule.

Dans le cas simple de la figure, on compare une fente et un dipôle de mêmes dimensions.

On montre que :

- la fente a le même diagramme de rayonnement en amplitude, et donc la même directivité que le dipôle ;
- les plan E et H sont inversés : le plan E est le plan O_z, O_y pour le dipôle et O_x, O_y pour la fente ;
- les impédances sont liées par la relation :

$$Z_f Z_d = \frac{Z_0}{4} \quad (I.1)$$

Avec Z_f : Impédance de la fente,

Z_d : Impédance du dipôle équivalent,

Z_0 : Impédance du vide (377Ω).

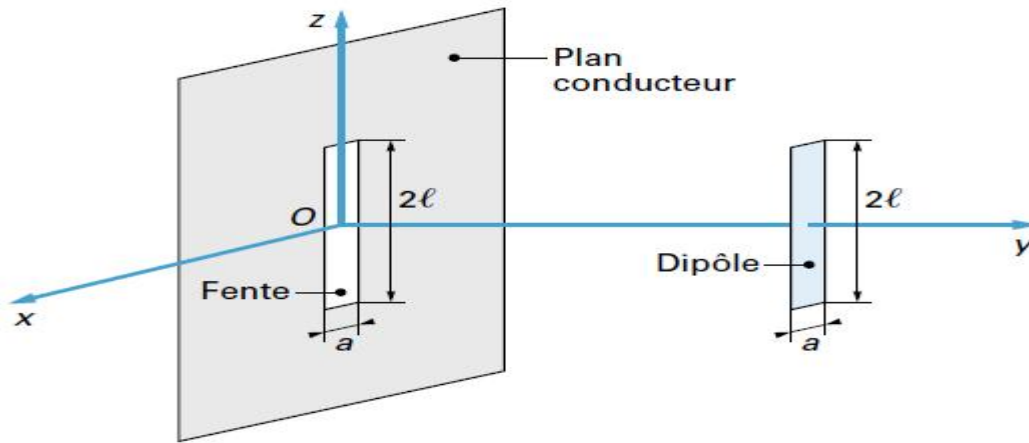


Figure (I.1) : principe de Babinet

Tableau 1 : Impédances comparées de fentes et dipôles équivalents

Caractéristiques du dipôle	Impédance du dipôle (Ω)	Impédance de la fente équivalente (Ω)
$2l = \lambda/2$ $a=0$	$73+j42.5$	$363-j271$
$2l=0.475 \lambda$ $a=0.05 \lambda$	67	530
$2l=0.925 \lambda$ $a=0.033 \lambda$	710	50

Le tableau 1 donne les impédances comparées de fentes et dipôles équivalents.

I.1.2. Fente à basse impédance :

Comme on le voit, l'impédance au centre d'une fente $\frac{I}{2}$ est élevée. Pour l'exciter avec une ligne à faible impédance (une ligne coaxiale, par exemple), il suffit de choisir un point d'attaque excentré.

On montre que l'on obtient une impédance de 50Ω si ce point est à une distance d'une extrémité de la fente de :

$$d = \frac{1}{120I}$$

I.1.3.Fente rayonnant dans un demi-espace :

Généralement, une fente rayonne dans un seul demi-espace, comme on le voit sur la figure (I.2).

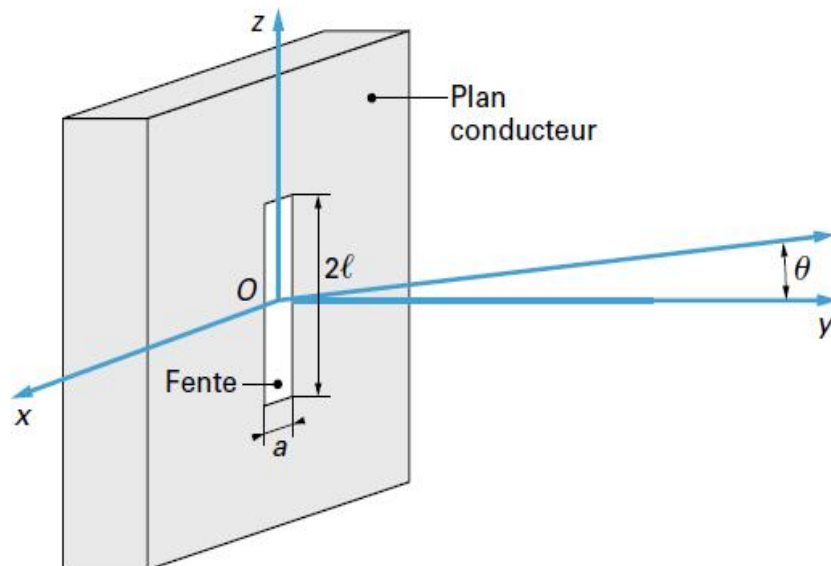
Le diagramme est alors :

- dans le plan O_x, O_y (plan E) uniforme ;

- dans le plan O_y, O_z de la forme :

$$F(q) = \frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \quad (I.2)$$

La directivité est égale au double de celle d'un dipôle $\frac{l}{2}$ (en raison du rayonnement sans un seul demi-espace), soit 3.28 (4.64 dB).



Figure(I.2) : Fente rayonnant dans un demi-espace



BIBLIOGRAPHIE

Références bibliographiques

- [1] **Joseph ROGER**, « technique d'ingénieur E3280 bases et principes d'antennes »
- [2] **Mélusine PIGEON**, « Etude Et Réalisation d'Antennes Ultra-Compactes à Base De Métamatériaux Application à La Réalisation D'une Antenne GNSS Miniature »
'Thèse pour obtenir le grade de DOCTEUR de L'Université de Toulouse, 28 Novembre 2011'
- [3] **Sarah SUFYAR**, « Contribution à l'Etude d'Antennes Miniatures Reconfigurables En Fréquence Par Association D'éléments Actifs »
'Thèse pour obtenir le grade de DOCTEUR de L'Université de Grenoble, 14 Décembre 2011'
- [4] **Jean-Marc LAHEURTE**, « Petites Antennes : Communication sans fil et terminaux » '2011 cote : CI198 EREX'
- [5] **L.EYRAUD G.GRANGE H.OHANESSIAN**, « Théorie et technique des antennes » 'cote : CI433 EREX'
- [6] **Philippe le THUC**, « Conception d'antennes compactes pour petits objets communicants »
'Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunication, Université de Nice-Sophia, 15ème Journées Nationales Microondes 23-24-25 Mai 2007 Toulouse'
- [7] **Laure HUITEMA**, « Conception D'antennes Miniatures à Base De Matériaux Innovants Pour Systèmes De Communications Mobiles »
'Thèse pour obtenir le grade de DOCTEUR de l'Université de L'Imoges, 28 septembre 2011'

- **Cours Mr. KANANE**

Site internet:

<http://www.ctsystemes.com/>

Résumé

Au cours de ce mémoire, nous nous sommes attachés à présenter les diverses approches relatives à l'étude des antennes filaires miniatures intégrables au sein d'un terminal mobile. Il s'agissait de s'attaquer au verrou de l'encombrement des antennes. L'étude de ces antennes nous a permis de recenser les différentes techniques de miniaturisation classiquement utilisées.

- D'une extrémité à l'autre du spectre radioélectrique, les antennes ont des structures très différentes :
 - Ø Pylônes verticaux en ondes kilométriques et hectométriques.
 - Ø Longs fils obliques ou horizontaux en ondes décamétriques.

Cependant, le rayonnement de ces antennes est étudié et caractérisé au moyen de définitions et propriétés communes qu'il est indispensable de connaître.

Ces points communs sont par exemple connaître, l'impédance d'entrée, diagramme de rayonnement...etc. C'était l'objet du chapitre I.

- L'antenne demi-onde est une antenne tellement très importante et très utilisée. Qu'elle a fait l'objet du chapitre II. Où nous l'avons étudiée, calculée et caractérisée de façon complète.
- La miniaturisation des antennes est aujourd'hui un défi. Dans le chapitre III, Nous avons étudié les techniques de miniaturisation suivantes :
 - Ø L'utilisation d'un plan de masse (théorie des images) nous donne l'antenne monopôle.
 - Ø Les techniques de pliage, Nous ont permis d'obtenir l'antenne ILA (Inverted L Antenna) et l'amélioration de cette dernière par une self à la masse nous a donné l'antenne IFA (Inverted F Antenna).

Les mots clés

- E : Champ électrique en volt par mètre (V/m)
- H : Champ magnétique en Ampère par mètre (A/m)
- D : Induction électrique en coulomb par mètre carré (C/m²)
- B : Induction magnétique en tesla (T)
- \mathbf{J} : Densité de courant en Ampère par mètre carré (A/m²)
- P_i : Puissance incidente
- P_a : Puissance acceptée par l'antenne
- P_r : Puissance totale rayonnée.
- $d\Omega$: l'angle solide élémentaire dans la direction (θ, φ) .
- R_0 : l'impédance de normalisation
- R.O.S : Rapport d'Onde Stationnaire
- ρ : Le coefficient de réflexion (en tension ou champ)
- FPR : Facteur de Puissance Rayonnée
- λ : La longueur d'onde
- k : Le nombre d'onde
- AEP : Antenne électriquement petite.
- η : Un paramètre critique pour les AEP
- ILA : Inverted L Antenna
- IFA : Inverted F Antenna
- PCB : Printed Circuit Board
- ϵ_r : La permittivité relative.
- $S_{11\text{Min}}$: Minimum du module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.
- f_r : Fréquence pour laquelle S_{11} atteint son minimum $S_{11\text{Min}}$.
- BP: Bande de fréquence pour la quelle le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à - 10 dB.
- BP_{rel} : Bande passante relative en pourcentage (%) définie par $(f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}) / f_0$
- f_{sup} : Fréquence haute pour laquelle $S_{11} = - 10$ dB.
- f_{inf} : Fréquence basse pour laquelle $S_{11} = - 10$ dB.
- f_0 : Moyenne des deux fréquences f_{sup} et f_{inf} .
- η_{max} : Efficacité totale à la fréquence f_r .