

Conservatoire National des arts et Métiers - Centre régional de Marseille

Examen Probatoire en Electronique présenté par Alex BELARBI
Lors de la session de septembre 2003

**Les Antennes indépendantes
de la fréquence**

Devant le jury composé de :

Président :

M Bernard FINO

Professeur au Conservatoire national des arts et
Métiers

Membres :

M Gérard MANGIANTE

Professeur responsable du cycle C
d'électronique à l'université de Provence

M Roger TEYSSIERE

Maître de conférence à l'université de
Provence

Sommaire

1. INTRODUCTION	1
2. GENERALITES SUR LES ANTENNES	2
2.1. ANTENNE DE REFERENCE LA SOURCE ISOTROPE.....	2
2.2. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT.....	3
2.2.1. <i>Fonction caractéristique de rayonnement</i>	4
2.2.2. <i>Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement</i>	4
2.2.3. <i>Directivité et gain d'une antenne</i>	4
2.3. IMPEDANCE D'ENTREE ET RESISTANCE DE RAYONNEMENT.....	5
2.3.1. <i>Impédance d'entrée</i>	6
2.3.2. <i>Résistance de rayonnement</i>	6
2.4. ADAPTATION D'UNE ANTENNE.....	6
2.5. POLARISATION DU CHAMP RAYONNEE PAR UNE ANTENNE.....	7
3. LES ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE ET LEUR PRINCIPE	
3.1. PRINCIPE DE BASE DES ANTENNES EQUIANGULAIRES.....	9
3.1.1. <i>Antenne spirale logarithmique</i>	12
3.1.2. <i>L'antenne conique spirale</i>	15
3.1.3. <i>Antenne à Spirale d'Archimède</i>	17
3.2. PRINCIPE DE BASE DES ANTENNES LOG PERIODIQUES.....	19
3.2.1. <i>Définition</i>	19
3.2.2. <i>Alignement périodique de dipôles</i>	22
3.2.3. <i>Plaques inclinées</i>	22
3.2.4. <i>Doublets épais</i>	23
4. DIVERS EXEMPLES D'APPLICATIONS	25
4.1. SPIRALE LOGARITHMIQUE APPLIQUEE AUX DETECTEUR DE MINES.....	25
4.2. ANTENNE SPIRALE APPLIQUEE A L'IMAGERIE MEDICALE.....	27
4.3. ANTENNES LOG PERIODIQUES APPLIQUEE A LA DETECTION.....	28
5. CONCLUSION	30
BIBLIOGRAPHIE	31

1. INTRODUCTION

Aujourd'hui le domaine des hyperfréquences est de plus en plus utilisé. Le développement des communications sans fils demande des débits de plus en plus élevés, donc le développement de différents types d'antennes.

C'est l'intérêt de ce dossier où nous allons nous intéresser aux antennes indépendantes de la fréquence.

Ce sont des antennes qui permettent de répondre aux besoins accrus des communications actuelles, en conciliant les contraintes techniques. L'utilisation de bandes larges requiert des antennes dont les paramètres restent le plus constant possible sur toute la bande utile.

Ces antennes se caractérisent soit par une structure définie par des angles soit par une structure dépendant d'un rapport d'homothétie. Ces principes sont basés respectivement sur des antennes de type équiangulaire, et de type log périodique.

Cette étude se propose de faire une synthèse des antennes indépendantes de la fréquence. Après avoir exposé les généralités des antennes nous permettant de mieux comprendre les principaux paramètres, nous verrons les principes généraux des antennes indépendantes de la fréquence, je terminerai par quelques applications promises à un développement important.

L'extension des communications sans fils demande des bandes de fréquence de plus en plus larges. Les progrès de l'imagerie médicale appellent à de plus hautes résolutions. Il en est de même dans le domaine de la détection comme le développement des détecteurs de mines non magnétiques qui nécessite de larges bandes de fréquence.

2. Généralités sur les antennes

2.1. Antenne de référence la source isotrope

La source isotrope est par définition constituée d'une source ponctuelle qui rayonne une puissance d'alimentation P_a , de façon identique dans toutes les directions. Dans un milieu homogène et isotrope, l'onde rayonnée est une onde sphérique c'est à dire que les surfaces équiphasés sont des sphères centrées sur cette source. Bien qu'une telle source, ponctuelle et omnidirectionnelle, n'ait pas de réalité physique dans le domaine des ondes radioélectriques, elle est très utilisée comme source de référence dans la plus part des analyses.

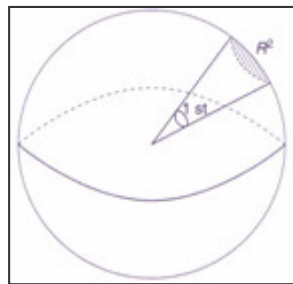


Fig 1: Source à rayonnement omnidirectionnel, puissance rayonnée par unité d'angle solide.⁽¹⁾

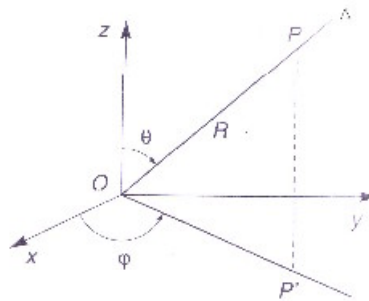


Fig 2: Définition d'un point P et d'une direction Δ dans un système de coordonnées sphériques

La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction quelconque définie par deux angles θ, φ est :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_a}{4\pi} \text{ (watts)} \quad (1)$$

⁽¹⁾ stéradian

Antennes indépendantes de la fréquence

Elle est parfois appelée intensité de rayonnement, exprimée en watts/stéradian. Soit P_a la puissance d'alimentation de l'antenne, la puissance rayonnée par unité de surface à la distance R , ou densité de puissance est donnée par :

$$P(R, \theta, \varphi) = \frac{P_a}{4\pi R^2} \text{ (W/m}^2\text{)} \quad (2)$$

En pratique, on mesurera soit la puissance rayonnée par unité de surface, à l'aide d'un wattmètre, soit le champ rayonné et il s'agira alors du champ électrique (V/m) qui se quantifie à l'aide d'un champ mètre. La puissance par unité de surface (p) est liée au champ E par la relation :

$$p = \frac{1}{2} \frac{E^2}{120\pi} \quad (3)$$

On peut donc écrire :

$$\frac{P_a}{4\pi R^2} = \frac{E^2}{240\pi} \quad (4)$$

D'où l'on déduit la valeur du champ électrique rayonné :

$$E \text{ (V/m)} = \sqrt{\frac{60P_a}{R}} \quad (5)$$

2.2. Diagramme de rayonnement

C'est un diagramme qui représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace.

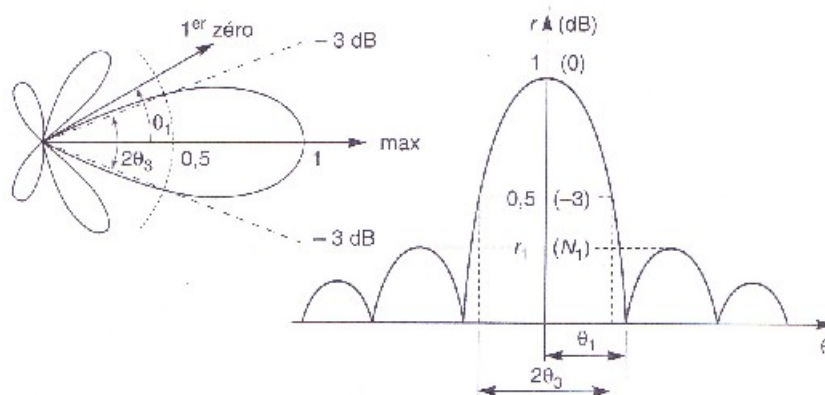


Fig 3: Diagrammes de rayonnement

2.2.1. Fonction caractéristique de rayonnement

Soit une antenne dans un système d'axes défini par la figure 2, et $P(\theta, \varphi)$ la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide autour de la direction $\Delta(\theta, \varphi)$, il y a une direction de l'espace $\Delta_0(\theta_0, \varphi_0)$, dans laquelle la puissance rayonnée est maximale soit $P_0(\theta_0, \varphi_0)$. Où $r(\theta, \varphi)$ représente alors la fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne⁽²⁾.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (6)$$

2.2.2. Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement

En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas leur puissance de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il y a, en général, une direction de rayonnement maximal autour de laquelle se trouve concentrées une grande partie de la puissance rayonnée et des directions de rayonnement secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante.

Ces diagrammes sont caractérisés par un lobe principal et des lobes de rayonnement secondaires. L'angle d'ouverture à -3 dB est l'angle 2θ que font entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance (ou le champ) égale à la moitié (ou à $1/\sqrt{2}$) de la puissance (ou du champ) rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. Lorsque l'antenne a un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée est à l'intérieur des deux directions à -3 dB.

D'autres caractéristiques intéressantes d'un diagramme sont l'angle θ_1 du premier zéro par rapport à la direction de rayonnement maximal et le niveau du premier lobe secondaire. Ce niveau doit être inférieur à -20 dB par rapport au maximum du lobe principal dont le niveau de référence est de 0 dB. Ce qui correspond à la puissance que rayonnerait une source isotrope alimentée par la même puissance que l'antenne considérée

2.2.3. Directivité et gain d'une antenne

Considérons une antenne qui rayonne une puissance $P(\theta, \varphi)$ par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et P_r la puissance totale qu'elle rayonne, η étant le rendement de l'antenne.

$$P_r = \eta \cdot P_a \quad (7)$$

La directivité de l'antenne est le rapport de la puissance $P(\theta, \varphi)$ à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r / 4\pi} \quad (8)$$

⁽²⁾ La valeur de r varie entre 0 et 1 et dépend de la direction Δ considérée

Antennes indépendantes de la fréquence

$$P_r = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega \quad (9)$$

$$d\Omega = \sin \theta d\theta d\varphi$$

Dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) la directivité est exprimée :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_r} \quad (10)$$

Le gain de l'antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport de la puissance $P(\theta, \varphi)$ définie ci-dessus à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a / 4\pi} \quad (11)$$

Le gain d'une antenne dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) est noté G , On l'exprime en décibel par :

$$G(\text{dB}) = 10 \log 4\pi \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_a} \quad (12)$$

La relation entre gain et directivité est donné par :

$$G = \eta \cdot D \quad (13)$$

Dans la direction de rayonnement maximal, compte tenu de la relation ci-dessus ;

$$G = \eta 4\pi \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_r} \quad (14)$$

$$G = \eta \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} r(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (15)$$

2.3. Impédance d'entrée et résistance de rayonnement

Remarquons, tout d'abord, que ces propriétés caractérisent uniquement les antennes que l'on peut assimiler à des lignes où il est possible de définir le courant en un point.

2.3.1. Impédance d'entrée

Considérons une antenne dont on peut définir les deux bornes d'entrée soient :
 $\underline{V}_e = V_e \exp j\varphi$, la tension entre les bornes A et B
 $\underline{I}_e = I_e \exp j\varphi$, le courant d'alimentation de l'antenne.

L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par :

$$Z_e = \frac{\underline{V}_e}{\underline{I}_e} = R_e + jX_e \quad (16)$$

Puisque ce rapport est complexe, la puissance fournie à l'antenne se compose :

D'une puissance active : $\frac{1}{2}R_e I_e^2$ et d'une puissance réactive : $\frac{1}{2}X_e I_e^2$

La puissance active est la somme :

D'une puissance rayonnée ($\frac{1}{2}R_r I_e^2$) + une puissance dissipée ($\frac{1}{2}R_p I_e^2$)⁽³⁾

Le rendement de l'antenne se définit comme le rapport :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (17)$$

R_p doit être faible devant R_r

2.3.2. Résistance de rayonnement

Soit P_r la puissance active rayonnée par une antenne, la résistance de rayonnement est calculée en prenant pour référence le maximum de courant I_M . Nous avons alors :

$$R_M = \frac{2P_r}{I_M^2} \quad (18)$$

2.4. Adaptation d'une antenne

Le coefficient de réflexion est donné par l'expression :

$$\Gamma = \frac{Z_{AB} - Z_C}{Z_{AB} + Z_C} \quad (19)$$

Où Z_C correspond à l'impédance caractéristique de la ligne, et Z_{AB} à l'impédance d'entrée de l'antenne.

⁽³⁾ R_p apparaît comme une résistance liée aux pertes de l'antenne tandis que R_r est une résistance liée à son rayonnement.

Les puissances s'écrivent :

$$P_u = P_a(1 - \Gamma^2) \quad (20)$$

P_a est la puissance fournie par l'émetteur, P_u est la puissance délivrée à l'antenne. À la réception, P_a est la puissance captée par l'antenne, P_u est la puissance fournie au récepteur. Dans les conditions de désadaptation une puissance $G^2 \times P_a$ est soit renvoyée vers le générateur, dans le cas de l'émission, soit rayonnée par l'antenne dans le cas de la réception. Dans les deux cas, il s'agit d'une puissance perdue, d'où l'importance du problème d'adaptation de l'antenne à sa ligne d'alimentation, qui est obtenue lorsque $Z_{AB} = Z_C$

2.5. Polarisation du champ rayonnée par une antenne

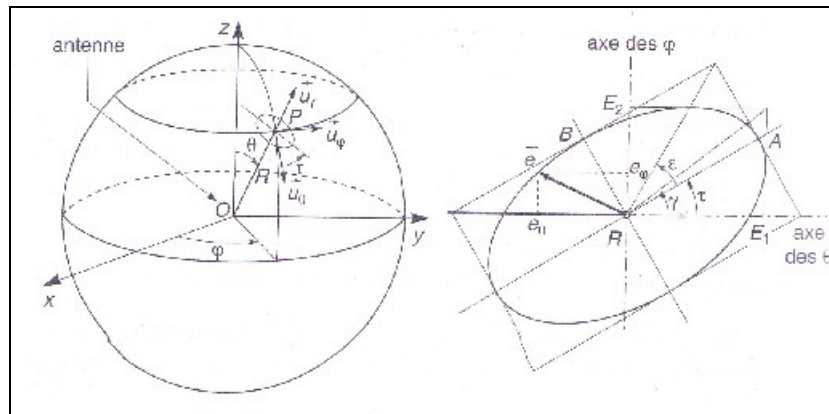


Fig 4: Ellipse de polarisation et ses paramètres caractéristiques

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . La polarisation peut être rectiligne, circulaire, ou elliptique. Dans un système de coordonnées sphériques, le plan de polarisation est le plan perpendiculaire à la direction de propagation, tangent à la sphère de rayon R . Dans le cas général l'ellipse de polarisation se définit par ses composantes vecteurs (U_θ, U_ϕ) , elle est exprimée par la relation :

$$\vec{e} = e_\theta \vec{U}_\theta + e_\phi \vec{U}_\phi \quad (21)$$

$$e_\theta = E_1 \cos wt \quad (22)$$

$$e_\phi = E_2 \cos(wt + \delta) \quad (23)$$

L'équation de l'ellipse de polarisation s'exprime par :

$$\frac{e_\theta^2}{E_1^2} - \frac{2e_\theta e_\phi \cos \delta}{E_1 E_2} + \frac{e_\phi^2}{E_2^2} = \sin^2 \delta \quad (24)$$

Antennes indépendantes de la fréquence

Les paramètres de caractéristiques de la polarisation du champ électrique sont l'angle τ compris $0^\circ \leq \tau \leq 180^\circ$ que forme le grand axe de l'ellipse avec la direction $U\theta$.

$$\tan 2\tau = \frac{2E_1 E_2}{E_1^2 - E_2^2} \cos \delta \quad (25)$$

Le rapport axial (AR) qui est le rapport du grand axe au petit axe de l'ellipse :

$$AR = \cot g \varepsilon \quad (26)$$

ε est compris entre $-45^\circ \leq \varepsilon \leq +45^\circ$ il se calcule :

$$\sin 2\varepsilon = \sin 2\gamma \sin \delta \quad (27)$$

L'angle γ compris entre $0^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ$ est donné par :

$$\gamma = \operatorname{tg}^{-1} \frac{E_2}{E_1} \quad (28)$$

Le rapport axial (AR) et l'angle ε déterminent la polarisation du champ magnétique. En effet ces paramètres sont négatifs pour une polarisation circulaire droite et positifs pour une polarisation gauche. En effet d'après les relations ci-dessus $\sin 2\varepsilon$ est du même signe que $\sin \gamma$ puisque 2γ est toujours positif ($0^\circ \leq 2\gamma \leq 90^\circ$).

3. LES ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE ET LEUR PRINCIPE

Le développement des antennes indépendantes de la fréquence est récent. En 1954 Rumsey a avancé la théorie de l'antenne "équiangulaire", il donne en 1957 une théorie générale sur les antennes indépendantes de la fréquence. Les propriétés caractéristiques d'une antenne : impédance d'entrée, diagramme de directivité, polarisation de l'onde, sont déterminés par sa forme et ses dimensions rapportées à la longueur d'onde. Ces propriétés restent inchangées sur une large bande de fréquences si les structures de ces antennes répondent à deux principes de bases, sujets développés dans les deux parties suivantes .

L'antenne équiangulaire sera développée dans une première partie, l'antenne périodique sera abordée dans la seconde.

3.1. Principe de base des antennes équiangulaires

Une première idée, si par une transformation continue les dimensions relatives de l'antenne se trouvent égales à toutes les longueurs d'onde, les propriétés de l'antenne sont conservées. C'est-à-dire si l'antenne est constituée de telle sorte que les éléments de sa structure puissent se déduire les uns des autres par des homothéties. Le fonctionnement du système devient indépendant de la fréquence puisque la structure est uniquement définie par des angles. Les antennes équiangulaires planes ou coniques sont des exemples connus.



Fig 5: Antenne spirale équiangulaire conique

Nous allons déterminer alors les formes de ces structures entièrement définies par des angles. Le problème général est de trouver toutes les surfaces déduites d'un pôle d'expansion O qui par un changement d'échelle (équivalent à un changement de fréquence) donnent des surfaces identiques, en admettant une rotation autour d'un axe (A) passant par O. Si de telles surfaces supposées conductrices représentent une antenne, cette dernière possédera des propriétés indépendantes de la longueur d'onde à une rotation près des axes des coordonnées.

En pratique l'antenne est limitée à deux sphères de rayon ρ_2 (dimension maximale) et ρ_1 (dimension minimale) définissant respectivement les fréquences limites inférieures et supérieures de sa bande passante. Le rayon ρ_1 doit être petit devant la longueur d'onde de la fréquence supérieure de la bande passante pour que la zone d'excitation ait peu d'influence sur l'impédance d'entrée et la répartition des courants sur l'antenne.

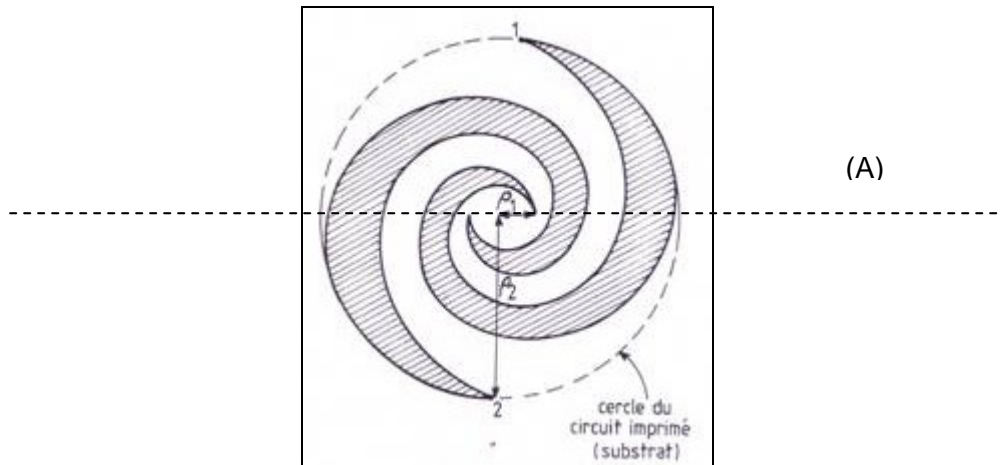


Fig 6: Antenne spirale logarithmique

Les dimensions minimales seront presque toujours imposées par les dispositifs d'excitation, tandis que les maximales seront limitées par l'encombrement acceptable pour l'installation. Si $\rho = F(\theta, \varphi)$ représente une telle surface et $\rho' = F(\theta', \varphi')$ la surface déduite de la première, la condition exprimant une expansion est la suivante pour toutes valeurs de (θ, φ) :

$$K \cdot F(\theta, \varphi) = F(\theta', \varphi') \quad (29)$$

Considérons une courbe définie en coordonnées polaires par son rayon vecteur $\rho(\theta)$, θ étant l'angle de rotation. Pour que cette courbe soit uniquement définie par des angles, il faut qu'après une certaine rotation d'un angle γ constant quel que soit θ , nous retrouvions la même courbe à une échelle près, autrement dit que nous trouvions une courbe homothétique de la première. Si K est le rapport d'homothétie nous devons avoir :

$$K\rho(\theta) = \rho(\theta + \gamma) \quad (30)$$

K dépend évidemment de la rotation γ qui a été choisie, mais K et γ sont indépendants de θ et de $\rho(\theta)$. Nous aurons donc, en dérivant par rapport à γ

$$\rho(\theta) \frac{\partial K}{\partial \gamma} = \frac{\partial \rho(\theta + \gamma)}{\partial \gamma} \quad (31)$$

et en dérivant par rapport à θ :

$$K \frac{\partial \rho(\theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial \rho(\theta + \gamma)}{\partial \theta} \quad (32)$$

Cependant,

$$\frac{\partial \rho(\theta + \gamma)}{\partial \gamma} = \frac{d\rho(\theta + \gamma)}{d(\theta + \gamma)} = \frac{\partial \rho(\theta + \gamma)}{\partial \theta} \quad (33)$$

Ce qui donne, avec les relations précédentes :

$$\rho(\theta) \frac{\partial K}{\partial \gamma} = K \frac{\partial \rho(\theta)}{\partial \theta} \quad (34)$$

Soit, en remarquant que ρ est uniquement fonction de θ :

$$\frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{d\theta} = \frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \gamma} \quad (35)$$

Posons :

$$a = \frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \gamma} \quad (36)$$

La relation devient :

$$\frac{d\rho}{d\theta} = a\rho \quad (37)$$

Ce qui donne en intégrant :

$$\rho = \rho_0 e^{a\theta_0} \quad (38)$$

Où ρ_0, θ_0 sont des constantes que nous pouvons écrire :

$$\rho_0 = e^{a\theta_0} \quad (39)$$

On reconnaît l'équation d'une spirale logarithmique. Ainsi donc, toute structure plane dont les contours sont définis par des spirales logarithmiques pourra constituer une antenne indépendante de la fréquence, avec les réserves qui ont déjà été indiquées quant aux dimensions maximales et minimales.

$$\frac{\rho}{\lambda} = \frac{\rho_0}{\lambda} e^{a\theta_0} = \rho_0 e^{a\left[\theta_0 - \frac{\ln \lambda}{a}\right]} = \rho_0 e^{a[\theta_0 - \theta_1]} \quad (40)$$

Avec :

$$\theta_1 = \frac{1}{a} \ln \lambda \quad (41)$$

Un changement de fréquences de f en f/K revient à un déplacement du point d'accord le long de la spirale autour de l'axe de révolution A.

$$\frac{1}{a} \ln K \quad (42)$$

Pour deux fréquences distinctes comprises théoriquement entre 0 et l'infini, les rayonnements électromagnétiques correspondants seront identiques, à une rotation près autour de l'axe de révolution. Le diagramme se retrouve identique à lui-même lorsque pour $K = e^{2\pi a}$; c'est-à-dire pour une période en fréquence de $2\pi a$. Un déplacement de la fréquence revient alors à un déplacement le long de la spirale. On peut ainsi imaginer une famille d'antennes à bande passante théoriquement infinie. Ces antennes sont constituées par des brins rayonnants enroulés en spirales sur des surfaces de révolution à nappes infinies et équidistantes les unes des autres en rotation autour de (A). Parmi les antennes spirales à large bande, on peut distinguer les antennes spirales logarithmiques et les antennes spirales d'Archimède que nous allons étudier ci-après.

3.1.1. Antenne spirale logarithmique

3.1.1.1. Paramètres

Les principaux paramètres d'une spirale logarithmique sont l'angle ψ , le taux d'expansion a et la longueur de l'arc entre l'origine et un point courant M. L'angle ψ se définit entre le rayon vecteur et la tangente à la courbe, il s'énonce par :

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\sin \theta_0}{a} \quad (43)$$

La longueur de l'arc entre l'origine et un point courant M est définie par l'équation suivante :

$$s = \frac{\rho}{\cos \psi} \quad (44)$$

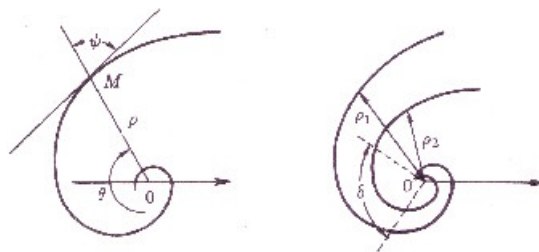


Fig 7: Courbes spiralées

Pour que l'antenne ait une impédance indépendante de la fréquence, il faut que la largeur de la partie rayonnante reste proportionnelle à la longueur du fil,. Dans ce but l'antenne n'est pas constituée par un simple fil mais est formée par une bande limitée de deux spirales, d'équation respective :

$$\rho_1 = \rho_0 e^{a\theta} \quad (45)$$

$$\rho_2 = \rho_0 e^{a(\theta-\delta)} \quad (46)$$

δ définissant la largeur angulaire entre les deux courbes, indépendamment de ρ . Le plus souvent le bras de la spirale est complété par un bras en spirale symétrique d'équations respectives :

$$\rho_3 = \rho_0 e^{a(\theta-\pi)} \quad (47)$$

$$\rho_4 = \rho_0 e^{a(\theta - \pi - \delta)} \quad (48)$$

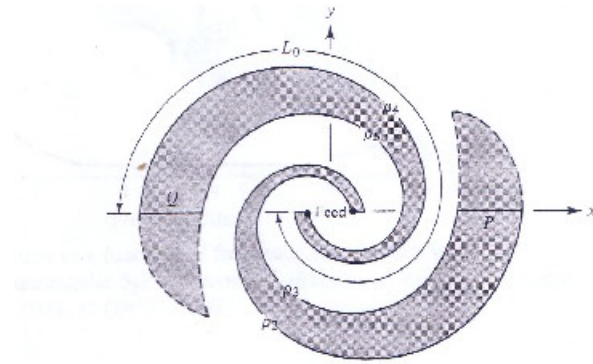


Fig 8: Antenne à fente, antenne imprimée

On aboutit alors à deux structures l'une représentée par une antenne formée par deux bras conducteurs, construit en imprimant les bras métallisés sur une feuille de matériau composite stratifiée de verre et de polyester par exemple. L'autre taillée dans une feuille de métal, celle-ci peut être considérée comme une antenne à fentes ou comme une antenne métallique suivant la largeur de la partie qui a été enlevée, car le métal résiduel forme lui aussi une antenne spirale. Si $\delta < 90^\circ$, l'aérien se comporte alors comme une antenne à fente.

3.1.1.2. Principe de fonctionnement

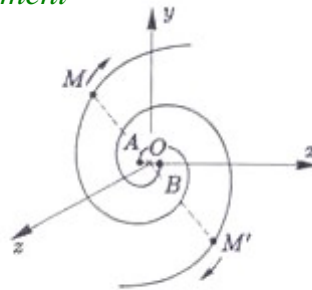


Fig 9: Spirale logarithmique

Le point O est à la fois le centre d'expansion et le centre de symétrie; l'excitation se fait par les points A et B. Nous considérons des courants circulant sur ces bras, à partir de l'entrée, ceux-ci ont des sens opposés en M et M'. Les champs rayonnés par des doublets de longueur ds , situés en M et M' vont être dans la direction de la normale au plan de la spirale, de même direction et de phase opposée. Donc si A et B sont alimentés avec la même amplitude et la même phase, le champ rayonné dans la direction de la normale au plan de la spirale est nul. Au contraire il sera maximal si les deux bras sont alimentés en opposition de phase.

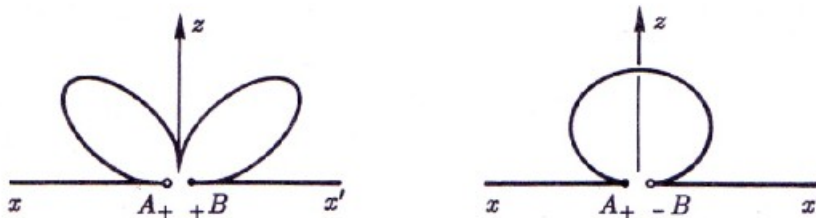


Fig 10: Champ rayonné par la spirale

L'excitation des extrémités des brins se fait sur un cercle correspondant à un module r_0 du rayon vecteur constant. Les dimensions de cette zone d'alimentation doivent être faibles par rapport à la longueur d'onde :

$$\frac{2r_0}{\lambda} < 0,1 \quad (49)$$

Les diagrammes sont évidemment symétriques par rapport au plan xOy , mais ils ne sont pas exactement de révolution autour de Oz puisque la structure rayonnante ne présente pas elle-même cette propriété.

Dans le plan de la structure, le champ rayonné est toujours nul car le courant dans les bras décroît exponentiellement par suite du rayonnement. Si la structure s'étend jusqu'à l'infini (pratiquement à grande distance) ce courant tend vers zéro. L'antenne est dimensionnée correctement, si le courant aux extrémités des bras est négligeable. S'il n'en est pas ainsi, les dimensions de l'aérien sont trop faibles.

Seule une partie de la spirale rayonne. Le courant décroît à partir de A et B à cause du rayonnement. Il devient négligeable à partir d'une certaine distance de l'origine. Comparé au rayonnement d'un fil, la quasi-totalité de l'énergie aura été rayonnée au bout d'une longueur λ . Les parties AM et BM' présentent un rayonnement important si ces points sont distants de λ le long des bras. Par conséquent la fréquence diminue lorsque les points M et M' se déplacent vers les extrémités des bras.

Admettons que les arcs AM et BM' correspondent à un tour au moins de la spirale. Chacun des doublets les constituant rayonne un champ élémentaire qui lui est parallèle, avec une phase relative qui est celle du courant dans le doublet. C'est-à-dire avec un déphasage qui est proportionnel à l'angle au centre de l'arc. Ce qui implique une polarisation circulaire dans la direction Oz du champ rayonné dans le cas d'une alimentation symétrique. La polarisation reste sensiblement circulaire dans la quasi-totalité du diagramme. Elle devient elliptique aux fréquences pour lesquelles les longueurs des bras deviennent inférieures à λ , et tend vers une polarisation rectiligne. Ce critère permet de fixer la fréquence la plus basse de fonctionnement de l'antenne. Pratiquement celle pour laquelle la longueur du bras est λ , auquel cas le taux d'ellipticité est d'environ 0,5. Du côté des fréquences élevées, c'est la distance AB qui fixe la valeur maximale. Pour que la spirale rayonne, il faut que AB soit petit devant λ , pratiquement, il faut que AB reste inférieur à un quart de longueur d'onde.

En résumé la bande de fréquence d'utilisation d'une telle antenne a sa borne supérieure liée à la dimension de la zone d'alimentation et sa borne inférieure est liée à la longueur des brins rayonnants. Si ces derniers sont courts par rapport à la longueur d'onde, le courant à l'extrémité n'aura pas été assez atténué par suite du rayonnement. Cela entraînera la formation d'un courant réfléchi donnant des interférences avec le courant incident. Le courant réfléchi donne lieu à un rayonnement à polarisation circulaire de sens inverse à celui qui correspond au courant incident. Dans ce cas, l'antenne rayonne une onde polarisée elliptiquement et les caractéristiques de rayonnement sont alors variables avec la fréquence. Le sens de la polarisation du champ rayonné par l'antenne correspond au sens d'enroulement des brins, donc au sens de parcours de l'onde le long des brins.

Les antennes spirales se caractérisent par une polarisation circulaire du champ, par un diagramme de rayonnement proche de celui d'un doublet ainsi que par un fonctionnement et une adaptation qui restent corrects sur une gamme de fréquence de rapport de 1 à 10.

3.1.1.3. Calcul d'une antenne spirale logarithmique accordée de 174 MHz à 890 MHz

$$\rho = K e^{a(\theta - \delta)} \quad (50)$$

Supposons que γ soit égal à 0, lorsque θ égal 0 :

$$\rho_1 = K \quad (51)$$

$$\rho_1 = \frac{\lambda_{\min}}{2} = 16,85 \text{ cm} \quad (52)$$

Admettons que ρ_2 soit obtenu pour : $\varphi = 2\pi$

$$\rho_2 = \frac{\lambda_{\max}}{2} = 86,25 \text{ cm} \quad (53)$$

Nous obtenons alors :

$$\rho_2 = 16,85 e^{2a\pi} = 86,25 \text{ cm} \quad (54)$$

D'où $a=0,00453$, l'équation de la spirale s'écrit alors sous forme logarithmique :

$$\log \rho = \log K + a\theta \log e \quad (55)$$

Soit :

$$\log \rho = 14,126 + 1,9694 \cdot 10^{-3} \theta \quad (56)$$

3.1.2. L'antenne conique spirale

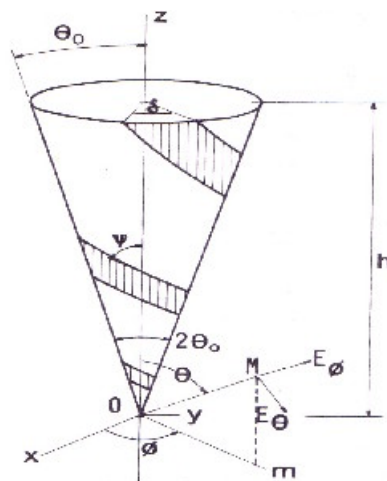


Fig 11: Antenne à spirale conique

Dérivée des antennes spirales, elle possède un rayonnement unidirectionnel, avec le maximum du champ dirigé sur l'axe du cône vers son sommet.

Antennes indépendantes de la fréquence

Elle est définie par les expressions suivantes :

$$\rho = \rho_1 e^{\phi \left(\frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} \right)} \quad (57)$$

$$h = \frac{\rho_2}{\tan \alpha} \quad (58)$$

$$t = \frac{\ln \left(\frac{\rho_2}{\rho_1} \right) \tan \alpha}{2\pi \sin \theta_0} \quad (59)$$

Où α est l'angle d'enroulement, t le nombre de tours, h la hauteur, et θ_0 l'angle du demi cône ; ρ_1 , ρ_2 constituent respectivement le rayon du sommet et de la base.

Le diagramme de rayonnement ne présente pas d'irrégularités à l'arrière du faisceau pour un angle α fort, et un angle θ_0 faible. Ce qui correspond à un taux d'expansion compris entre $0,023 < a < 0,15$ et un angle d'enroulement correspondant à $60^\circ < \alpha < 80^\circ$. Plus θ_0 est faible plus il est indépendant de α et de a . Un diagramme optimum est obtenu pour les caractéristiques ci-dessous :

ρ_1	ρ_2	θ_0	α
0,01 m	0,1 m	5°	85°

Les fréquences de coupure haute et basse sont définies respectivement à partir des rayons ρ_1 , ρ_2 . La condition s'écrit :

$$\frac{2\rho_1 \sin \theta_0}{\lambda} \leq 0,1 \quad (60)$$

Une large bande passante est obtenue avec un faible rayon ρ_1 et un large rayon ρ_2 . L'excitation est assurée par le sommet du cône à l'aide d'une ligne coaxiale. On peut également remplacer la bande de largeur croissante par deux lignes coaxiales imbriquées, l'une des lignes est normalement alimentée et son âme est reliée à la gaine de l'autre ligne qui reste en circuit ouvert à l'autre extrémité; ainsi l'antenne constitue son propre balun. Les deux lignes sont enroulées suivant deux spirales logarithmiques identiques.

L'expérience montre que l'impédance d'entrée possède une meilleure régularité que celle de l'antenne spirale plane. La polarisation du champ est circulaire sur une grande partie du diagramme pour un demi angle de cône inférieure à 60° , au delà la polarisation devient elliptique. L'inconvénient est que le centre de phase de l'antenne se déplace sur l'axe Oz du cône, du sommet vers la base lorsque la fréquence diminue. On n'obtient donc pas de très bonnes performances en gain et en niveau de lobes secondaires, mais il y a des cas où la largeur de bande de fonctionnement est l'impératif majeur.

La distribution du courant est indépendante de la fréquence si on utilise des brins épais⁽⁴⁾. On remarque également que plus γ est grand, plus la décroissance du courant est rapide. Et meilleure sera la bande passante.

Ce genre d'antenne est utilisé pour éclairer des réflecteurs devant fonctionner sur une très large bande de fréquences et rayonnant évidemment en polarisation quasi circulaire.

L'antenne plane en spirale d'Archimède n'est pas définie uniquement par des angles. Néanmoins, son utilisation est possible dans une large bande de fréquences et un rayonnement bidirectionnel, ou un rayonnement unidirectionnel si elle est associée à un réflecteur ou à une cavité.

3.1.3. Antenne à Spirale d'Archimède

3.1.3.1. Définition

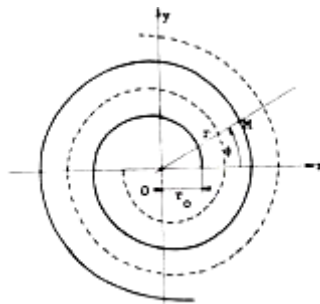


Fig 12: Spirale d'Archimède à deux brins rayonnants

Cette antenne formée de deux spirales, possède un rayonnement analogue à celui de la spirale logarithmique, et répond aux équations :

$$r = r_0 + ct \quad (61)$$

$$\phi = t + k\pi \quad (62)$$

Où c est une constante, t et $k \in \mathfrak{R}$

Comme pour les antennes à spirale logarithmique ce sont aussi des antennes à polarisation circulaire constituées par un nombre pair de brins rayonnants filiformes sous forme de spirales. Son principe de fonctionnement rappelle celui des spirales logarithmiques. La rotation d'un angle $2\pi/P$ autour d'un axe perpendiculaire au plan passant par le centre laisse la structure invariante. Sa bande passante a également ses bornes liées à ces dimensions. Le sens de la polarisation du champ rayonné par l'antenne correspond au sens de parcours de l'onde le long des brins. Elle peut être à rayonnement bidirectionnel soit à rayonnement unidirectionnel si elle est associée à un plan réflecteur ou une cavité.

Pour chaque tour, le pas d'augmentation du module du rayon vecteur est de $2\pi c$, et les deux brins sont toujours le long d'un même rayon vecteur, distant de $c \times \pi$. La longueur du brin compris entre le point d'excitation et le point courant M est :

⁽⁴⁾ Ce sont des brins dont le rayon augmente lorsque l'on s'éloigne du pôle d'expansion

$$L = \frac{c}{2} \ln \left[\frac{r}{c} + \sqrt{1 + \frac{r^2}{c^2}} \right] + \frac{r}{2} \sqrt{1 + \frac{r^2}{c^2}} - \frac{c}{2} \ln \left[\frac{r_0}{c} + \sqrt{1 + \frac{r_0^2}{c^2}} \right] - \frac{r_0}{2} \sqrt{1 + \frac{r_0^2}{c^2}} \quad (63)$$

Comme pour la spirale logarithmique la zone de rayonnement se trouve sensiblement sur un cercle de diamètre λ/π lorsque deux courants adjacents sont en phase. Pour des courants en opposition de phase, la zone correspondante ne produit aucun rayonnement.

Le courant est décomposé en deux ondes progressives, une directe et une réfléchie, dont les amplitudes décroissent exponentiellement en fonction de l'abscisse curviligne. Une intégration permet d'obtenir le champ rayonné à grande distance, ainsi que le rapport d'ellipticité dans l'axe de l'antenne.

Pour des spirales ayant des brins compris entre 1/2 à 3/2 tours, le diagramme de rayonnement montre que la limite inférieure de la bande de fréquence de fonctionnement définie par une faible ellipticité⁽⁵⁾ dans l'axe, correspond à un diamètre de la spirale égal à une demi-longueur d'onde. Ceci est d'autant plus vrai que les brins sont longs.

La limitation de cette méthode provient de la définition a priori d'une distribution de courant. Une étude de la distribution des courants montre que plus la spirale est serrée et moins le courant décroît vite le long de s/λ ⁽⁶⁾.

Pour un conducteur de rayon $R = c\pi/4$ plus la constante c augmente et plus le rapport d'ellipticité faiblit, tandis que la caractéristique de rayonnement reste à peu près identique.

Pour une antenne ayant les caractéristiques ci-dessous :

Rayon R	Longueur L	r_0	Constante c	Diamètre ϕ
0,05 cm	117 cm	0,1 cm	0,0636 cm	8,5 cm

Les variations de l'ouverture à -3 dB ainsi que l'impédance de l'antenne augmentent avec la fréquence. L'onde émise présente alors une polarisation circulaire sur toute sa bande de 3GHz à 16,5 GHz. Les perturbations dues aux extrémités, seraient atténuées par l'absorption des courants. L'ellipticité de l'onde émise dans l'axe de l'antenne est toujours très faible, sauf pour les antennes les plus serrées en raison des ondes de retour observables sur les courants.

3.1.3.2. Antenne à spirale d'Archimède associée à un réflecteur

Avec l'utilisation d'un plan réflecteur l'antenne rayonne un diagramme unidirectionnel. Contrairement à l'absence d'un plan réflecteur, sa présence modifie la distribution des courants sur les brins rayonnants, un plan réflecteur placé à $\lambda/5$ accentue les remontées de courant. On obtient alors une ellipticité de 0,2 dB, celle-ci croît lorsque le diamètre de l'antenne diminue. Afin de limiter ce problème on utilise des éléments absorbants.

Si l'ellipticité et l'amplitude des courants dépendent de l'onde de retour, le diagramme de directivité et l'impédance d'entrée restent constants sur la gamme de fréquence.

La directivité et l'angle d'ouverture à -3 dB sont peu influencés par la constante de la spirale

⁽⁵⁾ 20 fois le logarithme décimal du rapport des axes de l'ellipse

⁽⁶⁾ abscisse curviligne

Le diagramme est néanmoins perturbé pour des valeurs faibles d/λ ⁽⁷⁾ en raison de l'apparition de lobes secondaires dues au couplage de la spirale et de son plan. De bons résultats sont obtenus pour des valeurs de d/λ égales à $\lambda/4$. A partir de celles-ci la directivité chute pour atteindre -3 dB à $\lambda/2$.

Par conséquent l'utilisation d'un réflecteur donne un diagramme de rayonnement unidirectionnel, cependant la bande passante se trouve réduite de par sa directivité.

3.2. Principe de base des antennes log périodiques

Développées par Duhamel et Isbell, si une structure rayonnante est transformée en une structure analogue par une multiplication de ses dimensions par τ , elle présente les mêmes propriétés, l'une à la fréquence f , et l'autre à la fréquence f/τ . Une antenne formée d'éléments qui se déduisent les uns des autres par un facteur τ assez voisin de l'unité pourra donc avoir des caractéristiques assez peu différentes sur une très grande bande de fréquences ($f_0 \cdot \tau^N$), si elle comporte un assez grand nombre d'éléments.

En répétant la même transformation N fois, les caractéristiques (impédance, diagramme de rayonnement, ellipticité, etc.), sont les mêmes aux fréquences $f_0 \cdot \tau^N$ (ou f_0 est la fréquence de référence) et ont une période de répétition de $\log \tau$ en fonction de $\log f$. Les antennes ainsi définies sont appelées log-périodiques.

3.2.1. Définition

Supposons que l'un des éléments rayonnant soit accordé sur une fréquence f_0 . Cet élément sera sur un alignement dont les éléments voisins seront accordés l'un sur $(f_0\tau)$ et l'autre sur (f_0/τ) ; les deux éléments immédiatement extérieurs à cet ensemble de trois antennes seront accordés sur $(f_0\tau^2)$ et (f_0/τ^2) , et ainsi de suite.



Fig 13: Antenne log périodique

Pour la fréquence f_0 , l'impédance d'entrée de l'ensemble aura une certaine valeur Z_0 et le diagramme de rayonnement à l'infini sera une fonction $f(\theta)$. Mais l'alignement que nous considérons s'étend indéfiniment de part et d'autre de l'élément accordé sur f_0 . Il s'ensuit que, pour la fréquence $(f_0\tau)$ l'élément accordé sur $(f_0\tau)$ joue le même rôle que l'élément accordé sur f_0 pour cette dernière fréquence. Par conséquent l'impédance d'entrée de l'ensemble sera encore Z_0 pour la fréquence $(f_0\tau)$. Le diagramme de rayonnement à l'infini, sera toujours représenté par $f(\theta)$. Seul le centre de phase aura glissé le long de l'alignement puisque la source accordée s'est déplacée le long de celui-ci.

⁽⁷⁾ d représente l'écart entre l'antenne et son plan réflecteur

Antennes indépendantes de la fréquence

Dans l'alignement, l'impédance d'entrée et les diagrammes de rayonnement sont identiques pour des fréquences ayant un rapport τ . De ce fait, si ces variations sont tracées en prenant comme variable le logarithme de la fréquence, la variation obtenue est périodique, la valeur de la période étant $(\log \tau)$ ou $(\log 1/\tau)$.

C'est pour cette raison que ces alignements sont appelés antennes périodiques ou antennes "log périodiques".

On conçoit que, dans ces conditions, des propriétés presque indépendantes de la fréquence peuvent être obtenues si la période de la variation est choisie suffisamment faible, ce qui revient à prendre des valeurs de τ voisines de l'unité.

Comme pour les antennes équiangulaires, la structure ne peut pas s'étendre indéfiniment et ce sont les dimensions des éléments rayonnants extrêmes qui fixent la bande passante. La périodicité logarithmique existe dans cette bande mais se dégrade vers ses extrémités.

La figure ci-dessous représente une antenne plane construite suivant ces principes. L'aérien est formé de deux séries de dents trapézoïdales excitées en symétrie à partir des sommets.

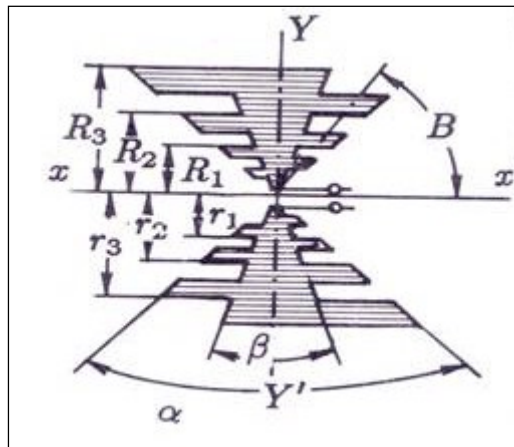


Fig 14: Antenne plane log périodique

L'antenne ci-dessus sera régie par les équations suivantes :

$$R_3 = R_2 \tau = R_1 \tau^2 \quad (64)$$

$$r_3 = r_2 \tau = r_1 \tau^2 \quad (65)$$

avec $\tau > 1$

La structure s'exprime par ces équations en coordonnées polaires :

$$\theta = f(r) \quad (66)$$

Les différentes dents se déduisent les unes des autres par des homothéties de rapport τ , puisque leurs dimensions constituent une progression géométrique de raison τ . De ce fait, leurs largeurs extrêmes se situent toutes sur deux droites définies par deux angles, α et β . L'angle θ varie donc entre α et β . Si les valeurs du rayon vecteur (r), qui correspondent à α et β sont en progression géométrique, et si la variation de θ est tracée en fonction de $(\log r)$, on obtient alors une fonction périodique de période $(\log \tau)$.

Antennes indépendantes de la fréquence

Les structures périodiques sont également définies par des angles et elles présentent ainsi une grande parenté avec les antennes équiangulaires.

Les dimensions des dents se déduisent les unes des autres par les relations :

$$\frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n} = \tau \quad (67)$$

La quasi totalité de l'énergie est rayonnée quand la plus longue des dents a une longueur d'un quart d'onde, $\lambda/4$ alors correspond à la plus grande longueur d'onde sur laquelle puisse fonctionner l'antenne. Réciproquement, la plus petite dimension de dent réalisable fixe la plus grande fréquence de fonctionnement, qui apparaît pour une longueur d'onde λ , égale à quatre fois la longueur de la plus petite dent.

Le champ rayonné par la structure d'une telle antenne est polarisé dans la direction des dents (ici polarisation horizontale). Le diagramme est symétrique par rapport au plan de l'antenne, avec les maxima suivant la normale à ce plan. Son ouverture à -3 dB est de l'ordre d'une soixantaine de degrés. Le champ est toujours nul dans le plan de la structure, pour la raison qui a été indiquée à propos des antennes en spirale.

Quand on porte l'impédance d'entrée de l'antenne sur un diagramme de Smith, on trouve que les points correspondant à plusieurs périodes se situent approximativement sur un cercle dont le centre se trouve sur l'axe réel du diagramme (ligne de réactance nulle). On peut définir l'impédance caractéristique de l'aérien par la moyenne géométrique entre les extrêmes des valeurs réelles de l'impédance d'entrée Z_e . Si l'antenne est excitée par une ligne ayant cette impédance caractéristique, le TOS sera égal au rapport de ces valeurs extrêmes.

L'antenne peut être réalisée par un circuit imprimé correspondant à la partie hachurée, par métallisation d'une feuille de matériau composite verre résine par exemple. On peut également tailler dans un plan métallique les fentes correspondant à cette partie hachurée. La polarisation du champ rayonné sera parallèle à yy' .

Théoriquement, on peut imaginer une infinité de structures périodiques, mais en fait les performances et l'amplitude des variations de caractéristiques en fonction de la fréquence varient très sensiblement d'un type à un autre.

Les structures en dents trapézoïdales, triangulaires ou circulaires donnent de bons résultats, ainsi que les structures à fils, ceux-ci formant les côtés des dents. Dans ce cas, on réalise souvent des aériens unidirectionnels, soit en utilisant deux séries de dents dans un même plan faisant entre elles un angle ψ soit en utilisant deux séries de dents dans deux plans faisant entre eux un angle dièdre ψ . Quand les deux demi antennes sont alimentées en symétrie, on obtient un maximum de rayonnement dans la direction Oz . Théoriquement, le diamètre des fils devrait croître constamment à partir du sommet commun, mais pratiquement ceci n'est pas nécessaire pour des rapports de gamme inférieurs à 5/1.

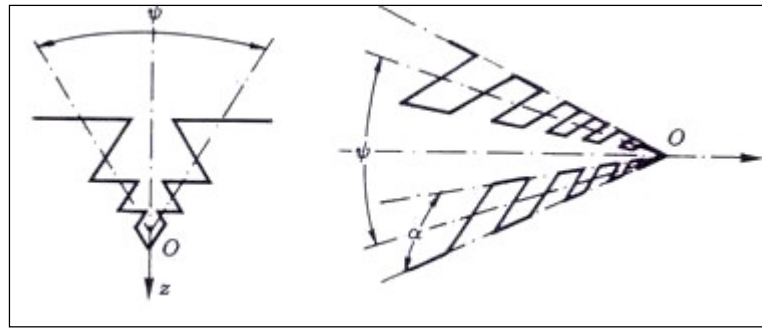


Fig 15: Structure filaire

3.2.2. Alignement périodique de dipôles

Dans la configuration de la figure suivante, les distances et les longueurs des dipôles sont dimensionnées suivant une progression géométrique de raison τ .

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n} \quad (68)$$

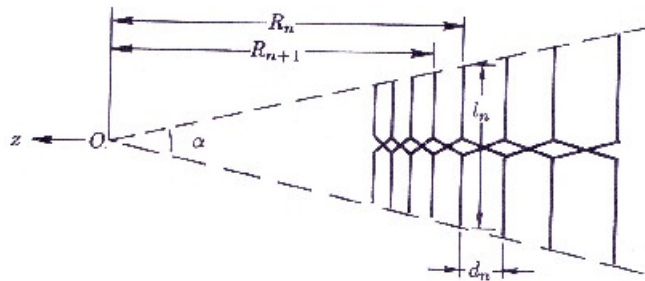


Fig 16: Alignement périodique de dipôles

Les limites des structures sont toujours définies par des droites passant par le pôle d'expansion définissant des angles caractéristiques.

3.2.3. Plaques inclinées

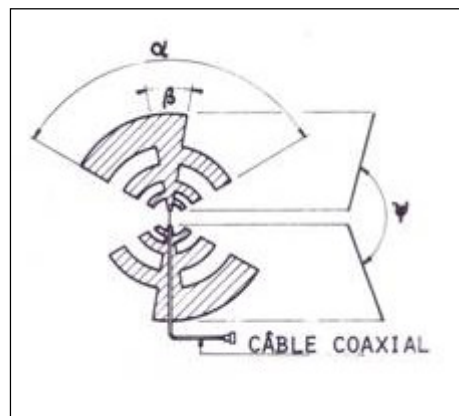


Fig 17: Plaques inclinées

La convergence des caractéristiques des antennes d'envergure finie sera réalisée en raison de la décroissance des courants en fonction de l'éloignement du pôle d'expansion. Ainsi les dents de la structure ont une longueur du quart de la longueur d'onde correspondant à la résonance de discontinuité. Ce critère permet de limiter la structure, connaissant la fréquence la plus basse de la bande passante.

La distance des bords extérieurs au pôle d'expansion forme une progression géométrique de raison τ , les épaisseurs des plaques ou des fils constituant la structure doivent suivre la même loi. Les limites de la structure sont définies par des angles α , β à partir du pôle d'expansion. La partie rayonnante est d'autant plus petite que la fréquence est élevée, plus la fréquence augmente plus l'aire de captation diminue, et donc la directivité de l'antenne reste indépendante de la fréquence.

L'antenne représentée sur la figure ci-dessus polarisée horizontalement a un rayonnement bidirectionnel dans des directions perpendiculairement par rapport au plan lorsque ψ égal à π . Si les deux structures font un angle $\psi < \pi$, une directivité apparaît suivant une bissectrice à l'angle ψ .

3.2.4. Doublets épais

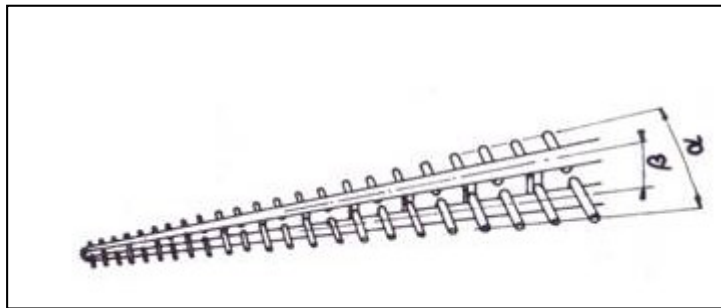


Fig 18: Doublets épais

Nombre de doublet	Impédance de l'alimentation	α	β	τ	Bande passante
23	200 Ω	10°	5°	1,065	2 à 6 GHz

La structure ci-dessus est uniquement définie par des angles constitués par un réseau de doublets mis en parallèle, son rayonnement est longitudinal.

Les paramètres α , τ influencent les caractéristiques de l'antenne, à savoir le diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée. En effet les variations de la directivité correspondent à la périodicité τ , la directivité sera meilleure si τ est voisin de 1⁽⁸⁾, l'angle α faible, et la longueur de l'antenne élevée. Une telle antenne sera polarisée linéairement.

Un nombre faible de doublet limite la bande passante pour laquelle l'antenne possède des propriétés indépendantes de la fréquence.

Avec un TOS < 1,6 une résistance de rayonnement égal à 105 Ω . Les doublets rayonnent en fonction de la fréquence, c'est à dire que dans cet exemple pour une fréquence de 4,65 GHz seul les doublets numérotés de 7 à 11 rayonnent toute l'énergie. La largeur de bande de la structure est définie par l'expression :

⁽⁸⁾ antenne compacte

$$B_S = \tau^{N-1} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \quad (69)$$

C'est le rapport entre les longueurs des doublets les plus petits et des plus grands, N est le nombre de doublet, τ est le taux d'expansion. La bande passante réelle de l'antenne est se traduit par le rapport entre $B_S^{(9)}$ et $B_{ar}^{(10)}$:

$$B = \frac{B_S}{B_{ar}} \quad (70)$$

La largeur de la bande de la structure est définie par :

$$B_{ar} = 1,1 + 7,7(1 - \tau)^2 \cot g \frac{\alpha}{2} \quad (71)$$

Pour une fréquence de 2 à 6 GHz la bande passante de l'antenne est de 2,80. La longueur de l'antenne est exprimée par :

$$\frac{L}{\lambda_{\max}} = \frac{1}{4}(1 - \tau^{1-N}) \cot g \alpha \quad (72)$$

Le nombre d'éléments est donné par la relation suivante :

$$N = 1 + \frac{\ln(B_S)}{\ln(1/\tau)} \quad (73)$$

L'impédance caractéristique des éléments est exprimée :

$$Z_a = 120 \left[\ln \left(\frac{l_n}{d_n} \right) - 2,25 \right] \quad (74)$$

Les deux types d'antennes équiangulaires et log-périodiques doivent s'étendre théoriquement depuis un pôle d'expansion qui est le point d'alimentation, jusqu'à l'infini. En raison de la décroissance des courants, au fur et à mesure que l'on s'écarte du pôle d'expansion, on peut sectionner l'antenne sans pour cela changer notablement l'impédance et les courants à l'entrée. La décroissance du courant dépend de la structure considérée. Certaines antennes seront plus compactes que d'autres (pour la plus basse fréquence) en raison d'un effet d'extrémité moins prononcé, consécutif à une atténuation plus rapide des courants.

⁽⁹⁾ correspond à la largeur de bande de la structure

⁽¹⁰⁾ est un nombre correspondant à la partie active de l'antenne

4. DIVERS EXEMPLES D'APPLICATIONS

4.1. Spirale logarithmique appliquée aux détecteur de mines

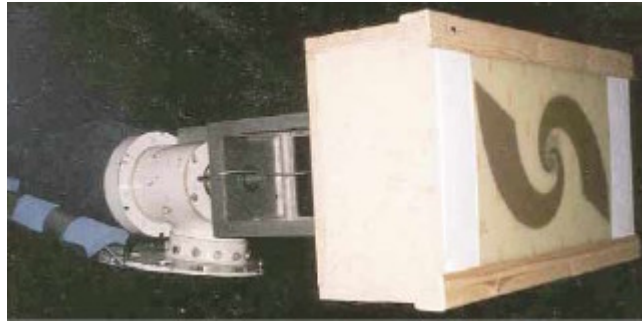


Fig 19: Détecteur de mines

Utilisée de 0,4 GHz à 3,8 GHz, Ce type d'antenne possède un rapport de bande de fréquence de 9/1 et un coefficient de réflexion meilleur que 10 dB. Les applications de telles antennes sont nombreuses, par exemple dans la recherche des mines antipersonnel non magnétiques.

La fréquence de résonance d'une antenne patch pourrait être réduite en utilisant un diélectrique placé sur l'antenne. Il est aussi possible de réduire la taille de l'antenne en fonction de la fréquence de résonance.

La permittivité et l'épaisseur du substrat influencent ces performances. Un substrat épais avec un faible diélectrique permet une meilleure efficacité et une plus grande largeur de bande au dépend d'une taille d'élément plus large. Les mêmes résultats peuvent être obtenus par une structure moins épaisse possédant une constante diélectrique plus grande, ce serait un compromis entre l'efficacité et la taille de la structure de l'antenne.

Les matériaux composites offrent de bonnes propriétés mécaniques et électriques avec des constantes diélectriques qui varient d'une gamme de 2 à 20. Le FR-4 est un substrat dont le diélectrique est de 4,4, il présente l'avantage d'être moins cher, néanmoins les pertes augmentent en fonction de la fréquence, et ces performances varient d'un constructeur à l'autre.

Plus la gamme de fréquence est large meilleure est la résolution, ainsi l'utilisation d'une large bande de fréquence est essentielle pour le traitement du signal et de l'image. Un meilleur traitement du signal est obtenu avec des lobes secondaires aussi petits que possible.

La largeur de bande de 3,4 GHz correspond à un radar ayant une gamme de résolution de 40 millimètres dans le sol. La fréquence basse de 0,4 GHz est déterminée par l'atténuation du sol et la taille de l'antenne, alors que le câble d'alimentation impose la limite supérieure de la fréquence.

Bien qu'une antenne log périodique de polarisation linéaire possède de telles caractéristiques, une antenne à polarisation circulaire est préférée pour plusieurs raisons. Pour la polarisation linéaire, l'amplitude de l'onde réfléchie sur un objet dépend de la position de l'antenne relative à l'objet.

De plus si l'orientation de la transmission et de la réception de l'antenne est orthogonale, le couplage mutuel entre deux antennes polarisées linéairement sera réduit. En conséquence la réception de l'antenne détecterait à peine l'onde réfléchie de l'objet. Or une polarisation

Antennes indépendantes de la fréquence

circulaire ne rencontre pas de tels problèmes. C'est pour cette raison que les antennes spirales ont été sélectionnées.

Un autre avantage de la polarisation circulaire est que le signal réfléchi par le sol a un sens opposé à la polarisation de l'onde incidente, à cause du rapport supérieur à 1 entre la permittivité du sol et de l'air.

Ainsi l'antenne ne détectera pas l'onde réfléchie par la surface, toutefois l'onde réfléchie de la mine possède le même sens de polarisation de l'onde incidente en raison du rapport de la permittivité inférieur à 1 entre la mine et le sol. C'est à dire que seul le signal détecté est celui réfléchi par l'objet ayant une permittivité inférieure au sol, par exemple les mines antipersonnel non magnétiques.

Parmi les antennes spirales, l'antenne spirale conique rayonne dans une direction unidirectionnelle. Celle-ci est normalement exigée pour l'application radar, mais les différentes ondes de fréquences rayonnent de différentes parties du cône, ce qui augmente le problème de mesure à cause de la distance de l'objet qui dépend de la fréquence. Ce problème est résolu grâce aux antennes spirales logarithmiques planes, cependant celles-ci présentent un rayonnement bidirectionnel. En plaçant un matériau absorbant dans une cavité à l'arrière de l'antenne, celle-ci produit un diagramme de rayonnement unidirectionnel. L'inconvénient est que seule la moitié de la puissance est émise.

Un rayonnement indépendant de la fréquence et une impédance d'entrée constante, sont obtenus conformément aux dimensions suivantes :

ρ_1	a	θ_0
2,1 mm	0,5 rad ⁻¹	74,48°

Avec ces paramètres la largeur des bras est identique à l'espace entre les bras, la structure est alors auto complémentaire ce qui augmente les effets recherchés.

Un diagramme de rayonnement satisfaisant peut être obtenu de 1 à 1,5 tours de spirales, les bras de l'antenne spirale peuvent être sectionnés pour produire une antenne de faible dimension à la fréquence basse. Successivement l'extrémité des bras peut être effilée, ce qui aura pour effet une meilleure impédance d'entrée.

Si les bras sont très longs comparés à la longueur d'onde, la polarisation sera linéaire. Comme la fréquence augmente le rapport axial décroît et la polarisation devient elliptique. Pour des fréquences dont les longueurs de bras sont plus grandes que la longueur d'onde, ou légèrement moins, la polarisation est circulaire et l'impédance demeure à peu près constante alors que la fréquence varie. L'antenne est dessinée pour rencontrer des conditions où la polarisation circulaire est nécessaire. Cette condition est vérifiée pour un rapport axial inférieur à 6 dB.

Ainsi la fréquence minimale est celle où la longueur des bras atteint une longueur d'onde. Dans l'exemple étudié la longueur du bras est de 0,52 m ce qui correspond à une fréquence de résonance de 0,58 GHz. Un *balun* est nécessaire lorsque l'on veut adapter la ligne d'alimentation. L'adaptation donne un coefficient de réflexion inférieur à 10 dB pour une bande de 0,4 à 3,85 GHz. L'étude montre une proportionnalité inverse entre le diélectrique du substrat et l'impédance d'entrée de l'antenne. Le diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée sont constants sur toute la gamme de fréquence.

La mesure dans une chambre anéchoïc de 0,8 à 2,6 GHz montre un rapport axial inférieur à 3,3 dB et une directivité comprise entre 2,7 et 6,6 dB. L'angle de coupure simulé à deux

fréquences différentes montre la rotation du diagramme de rayonnement autour des axes de polarisation en fonction de la fréquence.

La simulation de la distribution du courant sur les surfaces métalliques de la spirale montre que la moyenne du courant décroît en fonction de la distance du point d'alimentation.

La construction de l'antenne spirale plane convient parfaitement à la pénétration des ondes radars dans le sol utilisée pour le déminage, due à sa bande passante l'antenne, sa polarisation circulaire, sa petite taille et son faible coût.

4.2. Antenne spirale appliquée à l'imagerie médicale

L'imagerie médicale par résonance magnétique, l'IRM est une technique d'imagerie très récente utilisant le phénomène de résonance des spins⁽¹¹⁾ nucléaires. Il s'agit d'exciter les spins des noyaux par application de champs magnétiques. Après application du champ radio fréquence les spins retournent à leur état d'équilibre émettant alors de l'énergie sous forme de signal radio fréquence.

Dans la plus part des applications IRM l'intensité du signal émis est extrêmement faible, ce qui nécessite une sensibilité optimisée pour ne pas dégrader le rapport signal sur bruit.

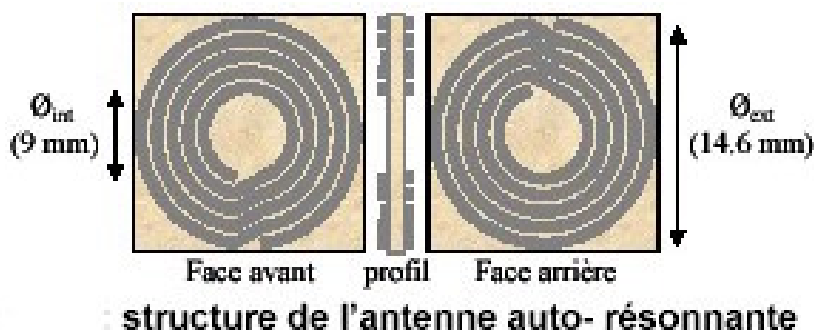


Fig 20: Antenne à spirales d'Archimède

L'antenne étudiée est conçue suivant le principe des lignes de transmission à fentes. L'antenne est constituée de deux lignes de transmission décrivant chacune une spirale de 5 tours et séparées par un diélectrique. L'expression théorique de la fréquence de résonance dépend de son impédance caractéristique, fixée par la taille des spirales et le nombre de tours. Ces deux lignes constituent l'inductance et le diélectrique joue le rôle de capacité distribuée.

Afin d'obtenir un champ de vue adapté à la région d'intérêt, le diamètre moyen de l'antenne est de 12,8 mm. La largeur des pistes (400 μm) et leur espacement (300 μm) sont choisis de telle sorte que les couplages capacitifs entre spires soient faibles. L'inductance de l'antenne est alors fixée et l'ajustement de la fréquence de résonance se fait alors par la modification des paramètres du substrat. Afin de ne pas introduire de pertes, il est nécessaire d'utiliser des substrats ayant de faibles pertes. L'épaisseur du substrat est proportionnelle à son diélectrique et à sa fréquence d'utilisation.

⁽¹¹⁾ Moment cinétique intrinsèque d'une particule

Matériaux	kapton	Saphir	Aluminate de lanthane
Diélectrique ϵ_r	3,5	11,6	23,6
Epaisseur	75 μm	500 μm	500 μm
Fréquence de résonance (MHz)	76	92,25	64,32
Q expérimental	60	118	110

La fréquence de résonance et le facteur de qualité mesurés sur l'antenne réalisée sur aluminate de lanthane rendent envisageable l'utilisation de cette dernière en micro imagerie à 64 MHz.

L'utilisation d'une telle antenne devrait permettre une amélioration significative de la qualité de l'image comparée à l'utilisation d'une antenne classique.

4.3. Antennes log périodiques appliquée à la détection

Les domaines de l'infrarouge lointain et des ondes submillimétriques intéressent de plus en plus les scientifiques et les militaires de par les nombreuses applications qui en découlent : mesure de la densité des plasmas, guidage de missile, radioastronomie, spectroscopie, climatologie, etc.

La structure de détection utilisée généralement dans ce domaine spectral est constituée d'une antenne planaire intégrée avec un élément non linéaire (une jonction, par exemple). L'antenne log-périodique est très souvent utilisée à ces longueurs d'ondes, pour réaliser des détecteurs très large bande, car c'est une structure quasi indépendante de la fréquence qui présente de bonnes performances en terme de directivité. Aussi, avec une telle structure on peut réaliser un détecteur bolométrique⁽¹²⁾ (à base de film supraconducteur) couvrant la gamme de longueurs d'ondes 30 μm - 1 mm, centré sur 119 μm (2,5 THz).

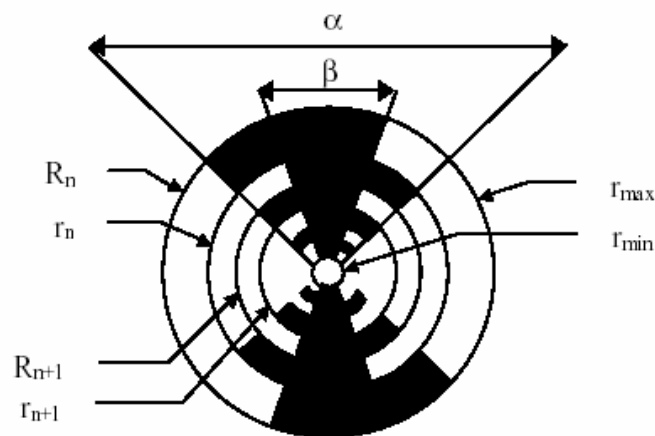


Fig 21: Antenne log-périodique

⁽¹²⁾ science destinée à mesurer d'infimes quantités d'énergies rayonnantes

Antennes indépendantes de la fréquence

L'étude des caractéristiques principales de l'antenne (diagramme de rayonnement et impédance d'accès) n'est pas chose aisée, car d'une part, les logiciels de simulation sont encore mal adaptés à cette géométrie d'antenne (et au domaine des longueurs d'ondes submillimétriques).

D'autre part il n'existe aucune formulation analytique approchée du rayonnement de l'antenne log périodique. De plus les expériences sont délicates à réaliser. Pour mieux comprendre le comportement de ces antennes on préférera alors utiliser une maquette dont les dimensions sont les suivantes :

Substrat	α	β	$1/\tau$	r_{\min} (μm)	r_{\max} (μm)	ε
MgO	120°	60°	1,3	5	250	10
Alumine	120°	60°	1,3	340	14770	9,8

Ces antennes ont des propriétés qui se reproduisent périodiquement en fonction du logarithme de la fréquence. Elles sont formées d'éléments rayonnant se déduisant les uns des autres à partir d'une multiplication de leur dimension par un facteur τ .

Les paramètres définissant une antenne log-périodique sont, le rapport τ , qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne, le rapport χ qui définit la largeur des dents, les angles α et β qui définissent la longueur des dents et les rayons minimum et maximum notés r_{\min} et r_{\max} qui limitent les extrémités de la structure.

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (75)$$

Le diagramme de rayonnement est symétrique par rapport au plan de l'antenne, avec des maxima suivant la normale à ce plan. Le champ est toujours nul dans le plan de la structure, l'ouverture dépend du rapport τ .

5. CONCLUSION

L'intérêt des systèmes large bande se confirme jour après jour. La multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunication, l'exploitation des signaux hyperfréquence dans le domaine médical, le développement de détecteurs de mines anti-personnel nécessitent l'usage d'antennes large bande.

De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquence, parmi celles-ci les antennes indépendantes de la fréquence. Elles répondent à deux concepts l'un se traduit par des antennes définies par des angles, et l'autre se définit par des antennes à éléments multiples dont la longueur et l'intervalle entre les éléments s'accroissent de façon régulière en progression géométrique.

Ces structures qui vérifient ces deux concepts correspondent aux antennes équiangulaires et aux antennes log-périodiques. Les antennes équiangulaires se composent d'antennes spirales logarithmiques planes ou coniques, et d'antennes d'Archimède.

Les antennes log-périodiques sont nombreuses on peut citer en exemple les antennes à doublet épais, les antennes à plaques inclinées, les antennes planes auto complémentaires, et les antennes à fils trapézoïdaux.

Ces antennes s'expriment par leur caractéristiques indépendantes de la fréquence à savoir par une large bande passante, une impédance constante sur toute la gamme de fréquence, un gain maximum et une bonne directivité.

En fonction de leurs applications et du type d'antenne précité, elles peuvent être à polarisation circulaire, elliptique, ou linéaire. Leur rayonnement peut être unidirectionnel, omnidirectionnel, ou bidirectionnel. Comme nous l'avons vu précédemment l'antenne spirale logarithmique non plane possède un diagramme de rayonnement unidirectionnel, et une polarisation circulaire sur une grande partie de la bande passante.

Les applications de ces antennes sont multiples par exemple l'antenne spirale logarithmique associée à une cavité est utilisée ici pour la détection de mines non magnétiques. L'association de deux antennes d'Archimède identiques dont l'une est utilisée comme plan réflecteur, est employée dans le domaine des applications liées à l'imagerie médicale. Dans certain cas comme pour celui de la surveillance du spectre électromagnétique, on utilisera une antenne log-périodique.

A ce stade des découvertes on peut penser que l'évolution de ces antennes sera davantage d'ordre technologique que technique. En effet la recherche sur les matériaux modernes permettra de faire évoluer les aspects poids, encombrement, mécanique, caractéristiques électriques et diélectriques permettant d'ouvrir davantage le champ de ces types d'antennes.

BIBLIOGRAPHIE

L.Thourel Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques
tome 2 édition Cepadue

G.Dubost et S.Zisler Antenne à large bande Théorie et application édition Masson

Paul F.Combes Micro ondes circuit passifs propagation, antennes tome 2 édition Dunod 1997

R.Houzé Les antennes du fil rayonnant à la parabole édition Eyrolles

C. Balanis Antenna's theory édition Eyrolles

<http://www.ctsystemes.com>

<http://www.cem.bilkent.edu.tr/confpapers/collps.pdf>

http://www.ctsystemes.com/zeland/publi/antenne_planaire_log_periodique_tres_large_bande_4_160_ghz.pdf

This document was created with Win2PDF available at <http://www.daneprairie.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.