



**TECHNIQUES
DE L'INGÉNIEUR**

Réf. : **E3284 V1**

Antennes - Techniques

Date de publication :
10 mai 1999

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Électronique**

par **Joseph ROGER**

Pour toute question :
Service Relation clientèle
Techniques de l'Ingénieur
Immeuble Pleyad 1
39, boulevard Ornano
93288 Saint-Denis Cedex

Par mail :
infos.clients@teching.com
Par téléphone :
00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **26/12/2019**

Pour le compte : **7200087961 - univ mouloud mammeri tizi ousou // nc LABO GENIE ELECTRIQ U.M.M TIZI OU**
193.194.82.178

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

Antennes

Techniques

par **Joseph ROGER**
Ingénieur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications
Ancien Responsable du Service Antennes des Radars de surface à THOMSON-CSF

1. Petites antennes.....	E 3 284 - 2
1.1 Principaux types de ligne : rappels	— 2
1.2 Dipôle.....	— 2
1.3 Fente	— 6
1.4 Boucle	— 8
1.5 Hélice	— 9
1.6 Cornet	— 10
1.7 Patch	— 14
2. Antennes filaires	— 15
2.1 Antenne linéaire.....	— 15
2.2 Antenne en V.....	— 16
2.3 Antenne losange.....	— 16
3. Antenne à système focalisant	— 18
3.1 Définition	— 18
3.2 Réflecteur	— 20
3.3 Lentille	— 24
4. Réseaux	— 28
4.1 Réseaux linéaires.....	— 28
4.2 Réseaux circulaires.....	— 32
4.3 Réseau plan.....	— 33
4.4 Réseau conformé.....	— 37
4.5 Réseau volumique. Antenne stérique.....	— 39
5. Antennes mixtes réseau et système focalisant	— 41
5.1 Antenne mixte pour balayage dans un petit angle solide	— 41
5.2 Antenne mixte pour balayage sur 360°	— 41
5.3 Antenne mixte réseau et lentille pour couverture hémisphérique.....	— 42
6. Antennes imprimées	— 42
6.1 Généralités	— 42
6.2 Réseau plan sur un seul substrat	— 42
6.3 Réseaux imprimés à plusieurs couches	— 43
6.4 Sous-réseaux	— 44
7. Autres antennes	— 44
7.1 Antennes supraconductrices	— 44
7.2 Antennes indépendantes de la fréquence	— 45
8. Domaines d'utilisation	— 46
Références bibliographiques	— 47

Dans cet article, on passe en revue, sans être exhaustif, les principales techniques utilisées en antenne. Un paramètre important de classification est la **dimension** de l'antenne en fonction de la longueur d'onde.

On verra d'abord les antennes dont la plus grande dimension est plus petite que la longueur d'onde ou de l'ordre de celle-ci : monopôle, dipôle, patch...

On verra ensuite les antennes dont la plus grande dimension est de l'ordre de quelques longueurs d'onde : antennes filaires (pour les très grandes longueurs d'ondes), yagi, hélices, cornets...

Puis on passera en revue les antennes dont la plus grande dimension est beaucoup plus grande que la longueur d'onde : réflecteurs, lentilles, réseaux linéaires, circulaires, volumiques...

On verra aussi des cas particuliers tels que les antennes mixtes (réseau et réflecteur), les antennes à large bande (plusieurs octaves), et les antennes imprimées qui connaissent un grand essor actuellement.

On terminera par un tableau donnant les domaines d'utilisation des techniques en fonction de la fréquence. Enfin quelques photos permettront au lecteur de visualiser certaines de ces techniques.

Nota : l'article « Antennes » fait l'objet de plusieurs fascicules :

- [E 3 280] Bases et principes ;
- [E 3 282] Types d'antennes ;
- [E 3 284] Techniques ;
- [E 3 286] Applications. Calculs. Mesures ;
- [E 3 288] Éléments connexes.

Les sujets ne sont pas indépendants les uns des autres. Le lecteur devra assez souvent se reporter aux autres fascicules.

1. Petites antennes

1.1 Principaux types de ligne : rappels

Souvent les petites antennes sont des prolongements naturels des lignes d'alimentation ; il est donc utile d'en rappeler brièvement les principaux types (tableau 1).

1.2 Dipôle

Le dipôle est le type d'antenne le plus utilisé. Il est simple à réaliser : généralement un conducteur linéaire de longueur égale à une demi-longueur d'onde ou moins.

Les dipôles sont d'ailleurs les seules antennes concevables lorsque la longueur d'onde devient grande.

1.2.1 Dipôle simple

Ses paramètres sont donnés figure 1 pour un dipôle cylindrique.

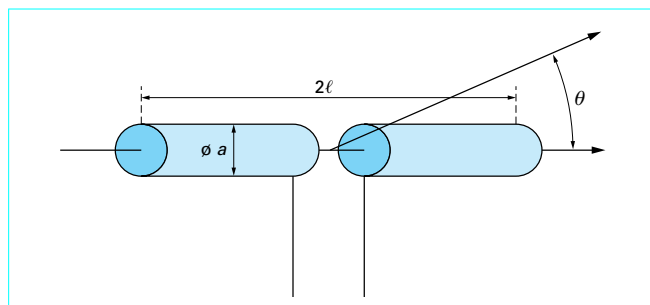


Figure 1 – Paramètres d'un dipôle cylindrique

Tableau 1 – Principe des principaux types de ligne

<p>Guide rectangulaire</p>	<p>Guide rond</p>
<p>Guide « ridgé »</p>	<p>Ligne bifilaire</p>
<p>Ligne coaxiale</p>	<p>Ligne triplaquée</p>
<p>Guide « corrugué »</p>	<p>Ligne « microstrip »</p>

1.2.1.1 Diagramme et directivité

Rappelons que la directivité (cf. [E 3 280] § 2.3) est :

- pour un dipôle $\ll \lambda/2$: 1,5 (soit 1,76 dB) ;
- pour un dipôle $\lambda/2$: 1,64 (soit 2,15 dB).

Le diagramme, qui est de révolution par rapport à l'axe du dipôle (cf. [E 3 280] § 3.3.1), est donné par la figure 2, avec :

- pour le dipôle court :

$$f_1(\theta) = \sin \theta \quad (1)$$

- pour le dipôle $\lambda/2$:

$$f_2(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$$

θ étant l'angle de la direction donnée avec l'axe du dipôle.

Cela donne des largeurs à 3 dB respectivement de 90° et 78° .

1.2.1.2 Impédance

L'impédance $Z(\Omega)$ d'un dipôle $\lambda/2$ très fin est donnée par :

$$Z = 73 + j 42,5 \quad (2)$$

D'une façon plus générale, les relations suivantes ont été établies pour l'impédance d'un dipôle en fonction de sa longueur et de son diamètre (valables pour ℓ compris entre 0 et $\lambda/4$ et donc 2ℓ compris entre 0 et $\lambda/2$) :

$$Z = R(k_\ell) - j \left[120 \left(\ln \left(\frac{\ell}{a} \right) - 1 \right) \cot(k_\ell) - X(k_\ell) \right] \quad (3)$$

avec :

$$k_\ell = 2\frac{\pi}{\lambda} \ell$$

et la résistance R et la réactance X approximativement égales à :

$$\left. \begin{aligned} R(k_\ell) &= -0,479 + 7,325 k_\ell + 0,395 k_\ell^2 + 15,614 k_\ell^3 \\ X(k_\ell) &= -0,446 + 17,008 k_\ell - 8,68 k_\ell^2 + 9,603 k_\ell^3 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

La longueur et l'impédance de résonance (annulation de la réactance) dépendent du diamètre relatif du dipôle.

Des relations précédentes, on déduit les courbes de la figure 3.

On peut aussi déduire de ces relations la variation du coefficient de réflexion, en fonction de la longueur d'onde, lorsque la longueur du dipôle et l'impédance de la ligne d'alimentation ont été adaptées au diamètre du dipôle. Par exemple, avec les deux diamètres relatifs de la figure 4, on remarque que l'augmentation du diamètre du dipôle augmente la bande passante.

1.2.2 Dipôle en présence d'un obstacle réfléchissant

1.2.2.1 Élément parasite parallèle

Le courant induit sur l'élément parasite rayonne et vient modifier le comportement du dipôle seul (figure 5).

Tout d'abord, le diagramme est déformé et, par exemple, amplifié dans une direction et réduit dans la direction opposée. De plus il apparaît dans la ligne d'alimentation du dipôle une réflexion. En d'autres termes, l'impédance est modifiée.

L'effet de modification du diagramme est le plus important lorsque la distance entre dipôle alimenté et dipôle perturbateur est voisin de $\lambda/4$.

D'autre part, lorsque celui-ci a une longueur légèrement plus grande que sa longueur de résonance (il est inductif), il se comporte

comme un réflecteur (augmentation de la directivité dans le sens opposé par rapport au dipôle excité). Lorsque sa longueur est légèrement inférieure à sa longueur de résonance (il est capacitif), il se comporte alors comme un directeur (augmentation de la directivité dans le même sens par rapport au dipôle excité).

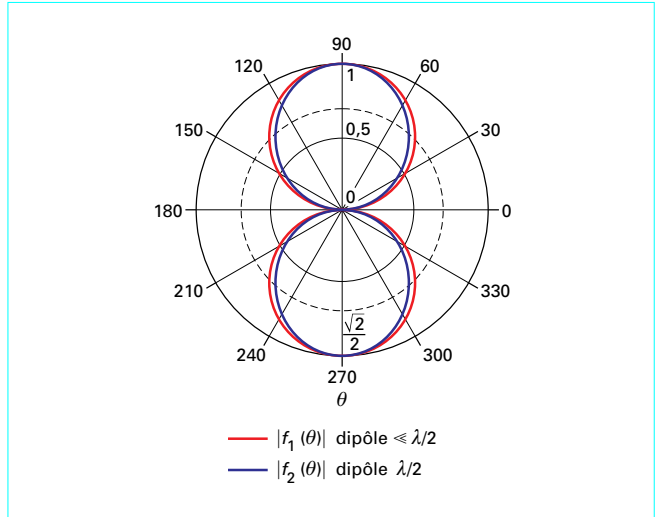


Figure 2 – Dipôle cylindrique : diagramme

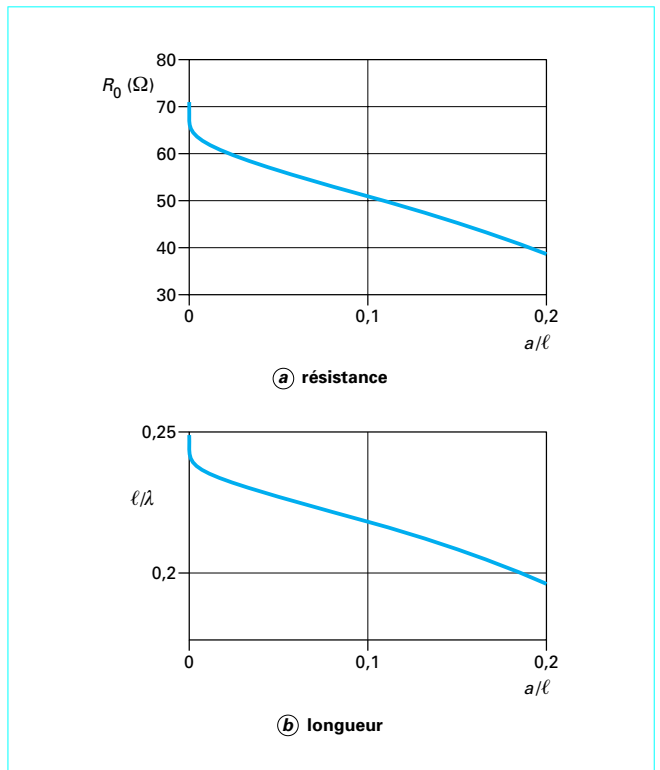


Figure 3 – Dipôle cylindrique : résistance et longueur de résonance fonction du diamètre relatif du dipôle

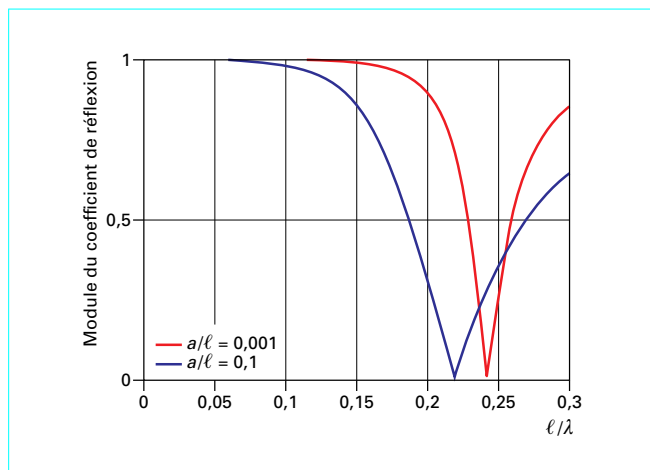


Figure 4 – Dipôle cylindrique : coefficient de réflexion pour deux diamètres relatifs de dipôle

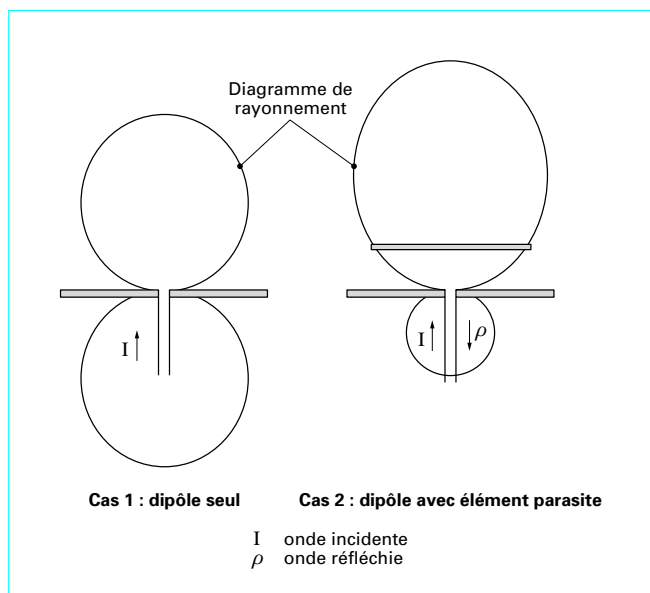


Figure 5 – Effet d'un élément parasite sur un dipôle

1.2.2.2 Plan réflecteur

Les dipôles sont souvent utilisés avec un plan réflecteur qui entraîne le rayonnement dans un seul demi-espace. C'est le cas général des réseaux. Le plan réfléchit le rayonnement du dipôle vers le demi-espace supérieur (en se référant à la figure 6). Tout se passe comme s'il existait une *image* symétrique par rapport au plan et en opposition de phase.

Si la distance entre le dipôle et le plan réflecteur est h et si le diamètre du plan est de quelques λ au moins, le diagramme est multiplié par le facteur de réseau :

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \sin\left(2\frac{\pi}{\lambda} h \cos \theta\right) \quad (5)$$

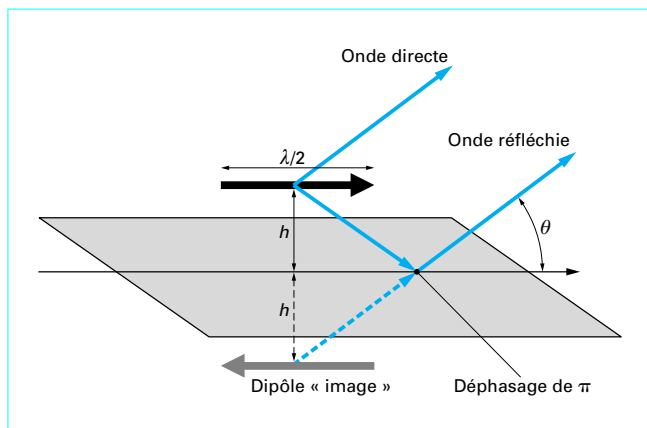


Figure 6 – Dipôle au-dessus d'un plan réflecteur : représentation

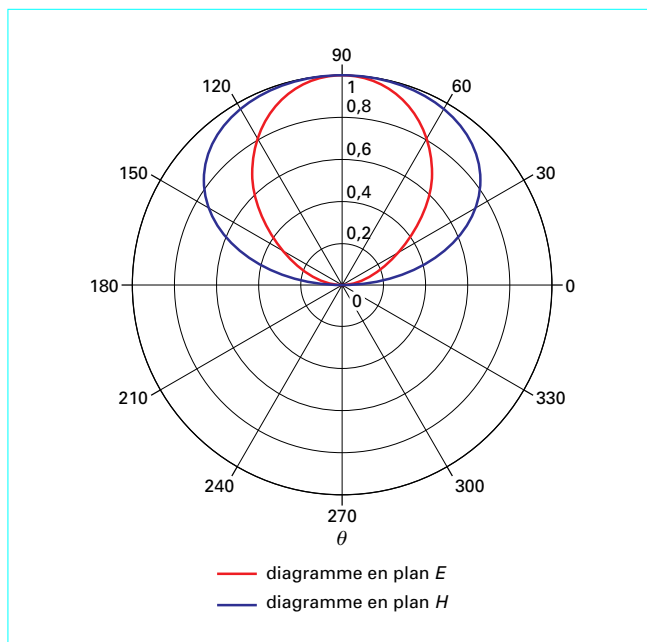


Figure 7 – Dipôle au-dessus d'un plan réflecteur : diagrammes de rayonnement

La **directivité** est maximale pour $h = \lambda/4$; on a alors les valeurs suivantes :

- largeur à 3 dB : 73° en plan E (le plan normal au plan réflecteur et qui contient le dipôle) et 120° en plan H (figure 7) ; les largeurs à 3 dB se lisent sur le cercle (à interpoler) $\sqrt{2}/2 = 0,707$;
- directivité : 5,603 soit 7,48 dB.

L'**impédance** du dipôle n'est plus tout à fait celle du dipôle en espace libre, elle dépend de la distance h .

1.2.3 Dipôles particuliers

1.2.3.1 Dipôle replié

La figure 8 donne le schéma d'un dipôle replié.

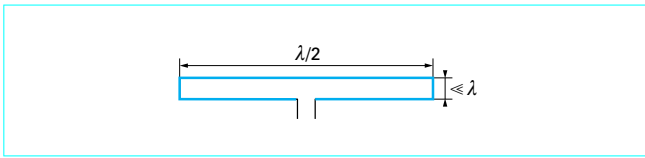


Figure 8 – Dipôle replié : représentation

Son **diagramme** de rayonnement est sensiblement identique à celui du dipôle simple de même longueur.

Son **impédance** est égale à quatre fois l'impédance du dipôle simple, soit environ 300Ω , ce qui est bien adapté à une ligne d'alimentation du type bifilaire.

1.2.3.2 Dipôle en V

Ce type de dipôle dans lequel les deux brins ne sont pas colinéaires, mais forment un angle entre eux, présente l'avantage d'un moindre couplage avec des voisins identiques. On le trouve donc souvent dans les réseaux de dipôles.

1.2.3.3 Dipôles plus grands que $\lambda/2$

Pour certaines applications, il peut être utile d'utiliser des dipôles dont la longueur est un multiple de $\lambda/2$.

Le **diagramme** de rayonnement en amplitude est donné par la formule générale suivante :

$$f\left(\theta, \frac{\ell}{\lambda}\right) = \frac{\cos\left(2\pi \frac{\ell}{\lambda} \cos \theta\right) - \cos\left(2\pi \frac{\ell}{\lambda}\right)}{\sin \theta} \quad (6)$$

La figure 9 montre les diagrammes de quelques dipôles $\geq \lambda/2$ avec respectivement les valeurs de ℓ : $0,25 \lambda$, $0,5 \lambda$, $0,75 \lambda$, λ (ℓ étant la demi-longueur du dipôle).

La largeur à 3 dB du dipôle onde entière ($\ell = \lambda/2$) est de 47° .

Il faut noter que les dipôles $\lambda/2$ et $3\lambda/2$ qui ont un maximum de courant au centre correspondent à une basse impédance, alors que les dipôles λ et 2λ correspondent à une impédance élevée (figure 10).

1.2.4 Monopôle

Le monopôle est un cylindre conducteur perpendiculaire à un plan réflecteur (figure 11). Il est équivalent au dipôle de longueur double sans plan réflecteur. Ses principales caractéristiques sont les suivantes.

■ **Diagramme de rayonnement** : il est identique à celui du dipôle $\lambda/2$ (figure 2, courbe $f_2(\theta)$), soit :

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$$

pour le rayonnement dans le demi-plan supérieur (et 0 pour le demi-plan inférieur)

■ **Directivité** : elle est égale au double de celle d'un dipôle $\lambda/2$ (en raison du rayonnement dans un seul demi-espace), soit 3,28 (4,64 dB).

■ **Impédance** : elle est la moitié de celle du dipôle $\lambda/2$, soit d'après la relation (2) :

$$Z = (36,5 + j \cdot 21) \Omega.$$

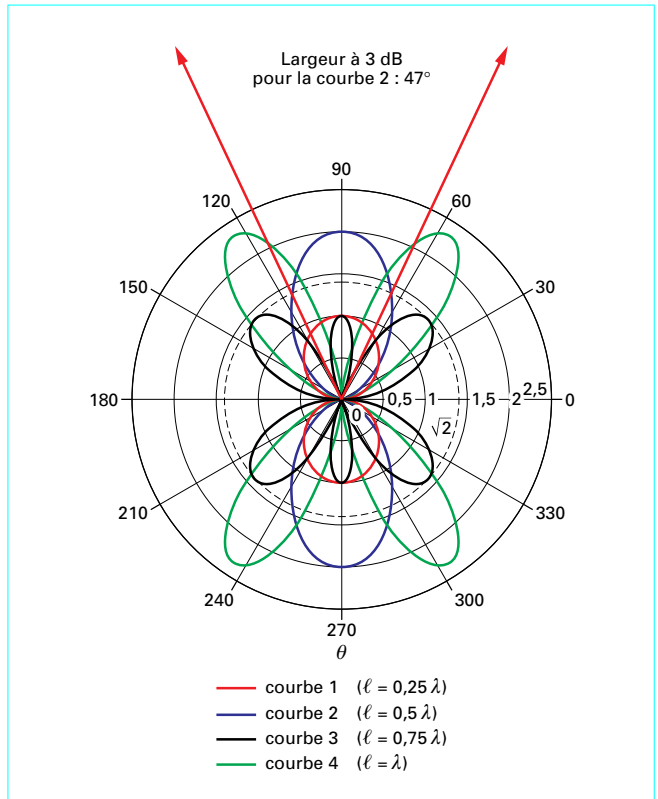


Figure 9 – Dipôle plus grand que $\lambda/2$: exemples de diagrammes

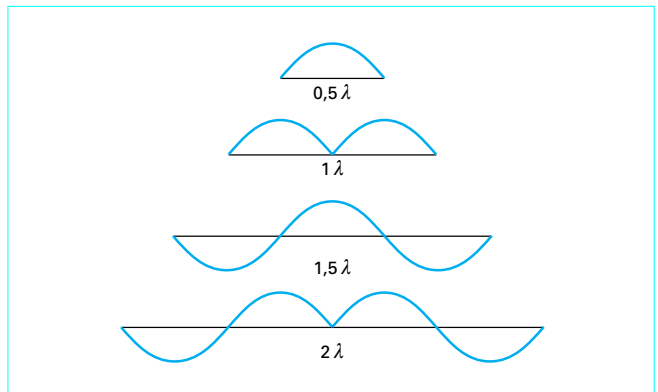


Figure 10 – Formes du courant pour divers dipôles

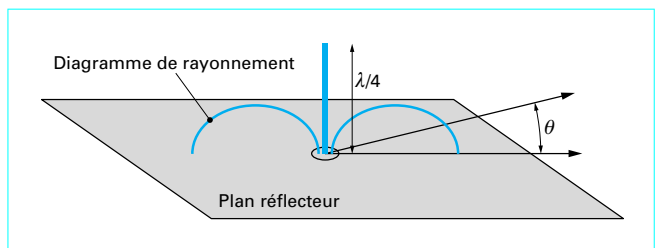


Figure 11 – Monopôle : représentation

1.2.5 Yagi

1.2.5.1 Dispositif du professeur Uda

Shintaro Uda, assistant à l'université de Tohoku, entreprit en 1926 l'étude expérimentale de l'effet d'éléments parasites directeurs et réflecteurs sur le diagramme d'un dipôle. Son dispositif expérimental utilisait une poutre en bois, d'une longueur de 15 m, installée sur le toit de l'université. La longueur d'onde utilisée était de 4 m. Il testa toutes les configurations possibles (ou du moins beaucoup) allant de 0 à 30 éléments directeurs.

Quelques années plus tard, il présenta, avec le professeur Hidetsudo Yagi, une synthèse de ses travaux, insistant notamment sur les propriétés de guidage d'une structure périodique multidirecteur qu'ils appelaient **canal à ondes**.

L'usage a consacré le mot Yagi pour désigner ce type d'antennes si répandu, bien qu'il faudrait dire en toute objectivité antenne Yagi-Uda.

1.2.5.2 Exemple d'antenne Yagi actuelle

Une antenne Yagi (ou Yagi-Uda) est un réseau linéaire à rayonnement longitudinal comprenant :

- un élément alimenté (*driven element*) ;
- un élément réflecteur ;
- un ou plusieurs éléments directeurs.

Cette antenne a beaucoup d'**avantages**, ce qui explique son usage intensif :

- gain élevé ;
- coût de fabrication réduit ;
- faible prise au vent.

La figure 12 donne un exemple d'antenne Yagi actuelle.

La **directivité** est de 12 dB environ, la largeur de bande est de 10 %.

Ce type d'antenne peut se calculer avec une bonne approximation en utilisant les impédances mutuelles des divers éléments.

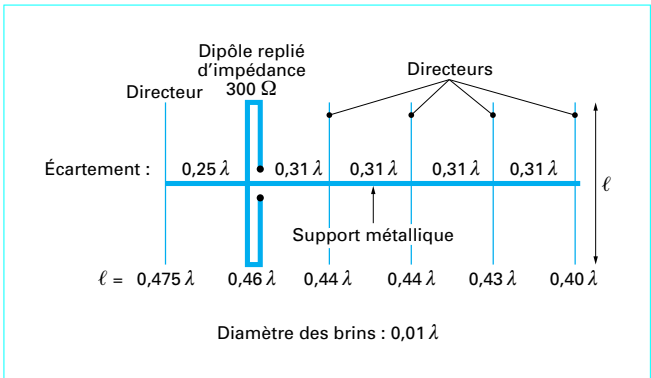


Figure 12 – Version actuelle d'une antenne Yagi à 6 éléments

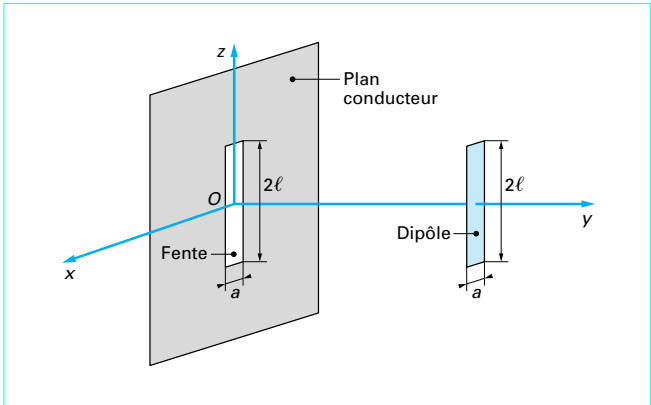


Figure 13 – Principe de Babinet

1.3 Fente

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

1.3.1 Fente sur un plan conducteur

1.3.1.1 Principe de Babinet

Le principe de Babinet est illustré par la figure 13 : 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 plans *E* et *H* sont inversés : le plan *E* est le plan *Oz, Oy* pour le dipôle et *Ox, Oy* pour la fente ;
- les impédances sont liées par la relation :

$$Z_f Z_d = \frac{Z_0^2}{4} \tag{7}$$

avec Z_f impédance de la fente,
 Z_d impédance du dipôle équivalent,
 Z_0 impédance du vide (377 Ω).

Tableau 2 – Impédances comparées de fentes et dipôles équivalents		
Caractéristiques du dipôle	Impédance du dipôle (Ω)	Impédance de la fente équivalente (Ω)
$2\ell = \frac{\lambda}{2}$ $a = 0$	$73 + j\,42,5$	$363 - j\,271$
$2\ell = 0,475\,\lambda$ $a = 0,05\,\lambda$	67	530
$2\ell = 0,925\,\lambda$ $a = 0,033\,\lambda$	710	50

Le tableau 2 donne les **impédances comparées** de fentes et dipôles équivalents.

1.3.1.2 Fente à basse impédance

Comme on le voit, l'impédance au centre d'une fente $\lambda/2$ 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 :

$$\delta = \frac{1}{20} \lambda$$

1.3.1.3 Fente rayonnant dans un demi-espace

Généralement, une fente rayonne dans un seul demi-espace, comme on le voit sur la figure 14.

Le **diagramme** est alors :

- dans le plan Ox, Oy (plan E) uniforme ;
- dans le plan Oy, Oz de la forme :

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$$

c'est-à-dire identique à la courbe $f_2(\theta)$ de la figure 2.

La **directivité** est égale au double de celle d'un dipôle $\lambda/2$ (en raison du rayonnement dans un seul demi-espace), soit 3,28 (4,64 dB).

1.3.2 Fente sur un guide

Les fentes sont très utilisées comme éléments rayonnants associés à un guide d'onde, spécialement avec le guide d'onde rectangulaire.

Usiner une série de fentes sur le petit ou le grand côté d'un guide est certainement le moyen le plus économique pour réaliser un réseau du type série, ayant d'excellentes performances quant aux pertes et au niveau de rayonnement diffus dû aux erreurs de fabrication.

Le couplage de la ligne d'alimentation (le guide) avec les fentes se règle facilement par leur position sur le guide.

1.3.2.1 Fente sur le grand côté

Elle est représentée figure 15.

La **conductance relative de rayonnement** d'une fente sur le grand côté suit une loi de la forme :

$$\frac{G}{Y_0} = \frac{480 \frac{a}{b} \sin\left(\pi \frac{x}{a}\right)^2 [\cos(\beta \ell) - \cos(k \ell)]^2}{\left(\frac{\pi \beta}{k R_0}\right)} \quad (8)$$

avec :

$$k = 2 \frac{\pi}{\lambda}$$

$$\beta = 2 \frac{\pi}{\lambda_g}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

et	a, b	largeur et hauteur du guide,
	ℓ	longueur de la fente,
	x	déplacement de la fente par rapport à l'axe du guide,
	R_0	résistance du dipôle équivalent,
	λ_g	longueur d'onde dans le guide.

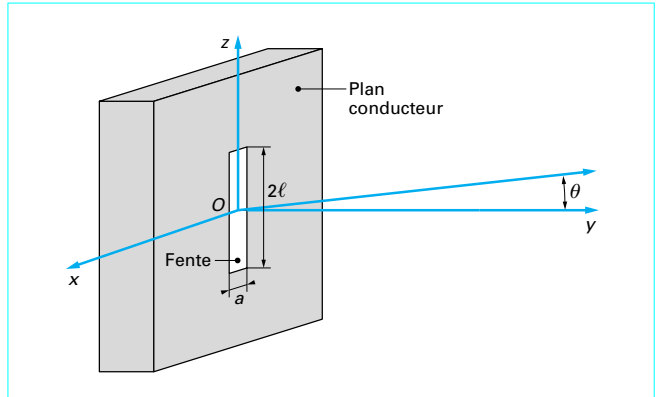


Figure 14 – Fente rayonnant dans un demi-espace

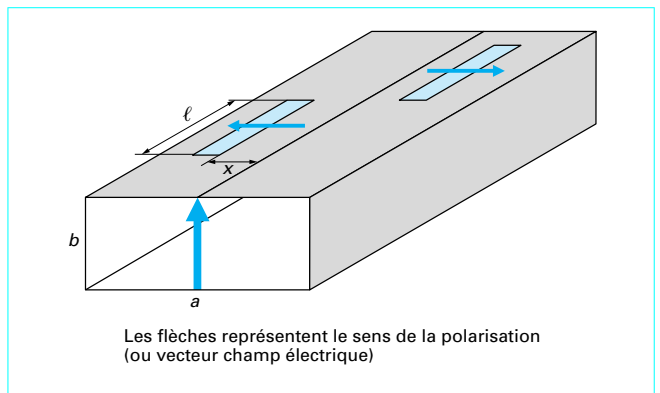


Figure 15 – Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire

- Une fente située **dans l'axe**, ne rayonne pas.
- Deux **fentes symétriques** par rapport à l'axe sont en opposition de phase.
- Les autres paramètres de la fente (susceptibilité et longueur précise de résonance, voisine de $\lambda/2$) ne sont pas faciles à calculer. Pour réaliser des **réseaux à hautes performances**, il est nécessaire de faire des mesures précises sur des maquettes comportant une, ou mieux plusieurs (pour prendre en compte les couplages dus au rayonnement), fentes du même type et cela pour divers a et ℓ de façon à établir des abaques permettant la définition du réseau.

1.3.2.2 Fente sur le petit côté (couplage naturel)

La figure 16 en donne une représentation.

- La **conductance de rayonnement**, c'est-à-dire le couplage du guide à la fente est une fonction croissante du module de l'angle α , avec un rayonnement nul pour $\alpha = 0$.
- Deux **fentes symétriques** par rapport au plan normal à l'axe du guide sont en opposition de phase.
- L'**inconvénient** des fentes sur le petit côté est que la polarisation varie d'une fente à l'autre ; en d'autres termes, elles génèrent de la polarisation croisée. Ce phénomène peut être acceptable pour des réseaux très longs et pour lesquels, par conséquent, les angles α sont très petits.

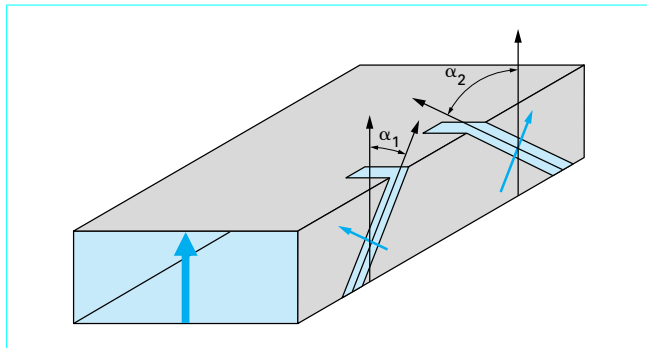


Figure 16 – Fentes sur le petit côté d'un guide rectangulaire (couplage naturel)

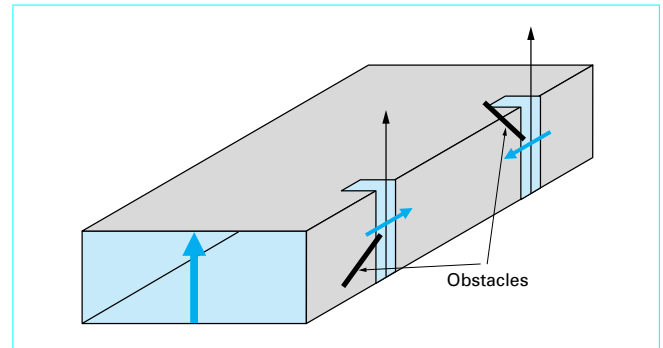


Figure 17 – Fentes sur le petit côté d'un guide rectangulaire (couplage par obstacles)

1.3.2.3 Fente sur le petit côté avec couplage par obstacle

Si l'application nécessite l'absence totale de polarisation croisée, il faut utiliser des fentes sur le petit côté avec couplage par obstacles comme le montre la figure 17.

Une **fente perpendiculaire** à l'axe du guide ne rayonne pas, sauf si, localement, la symétrie du guide est perturbée par un obstacle qui couple la fente au guide.

De très nombreux types d'**obstacles** sont imaginables (et ont été imaginés). L'un des plus simples consiste à introduire des fils conducteurs qui rejoignent deux faces adjacentes à l'intérieur du guide. Le guide d'onde engendre un courant sur le fil qui lui-même, par rayonnement, excite la fente. Le coefficient de couplage dépend de la longueur du fil et la phase s'inverse pour deux fils symétriques par rapport au plan de symétrie du guide.

L'étude nécessite bien entendu un certain nombre de maquettes.

1.4 Boucle

On considère ici le type de boucle dont le périmètre est petit devant la longueur d'onde. Ce sont les seules qui sont utilisées dans la pratique.

Le courant peut être considéré comme uniforme le long de la boucle.

L'une des méthodes d'analyse de la boucle consiste à la considérer comme étant sensiblement équivalente à un carré de quatre dipôles courts parcourus par le même courant.

1.4.1 Diagramme

La figure 18 montre le diagramme de rayonnement d'une boucle. La boucle a une circonférence $C \ll \lambda$ située dans le plan horizontal Ox, Oy .

Par raison de symétrie, le diagramme est de révolution par rapport à l'axe vertical Oz . Il est nul dans les directions $+Oz$ et $-Oz$. On montre qu'il est proportionnel à :

$$f(\theta) = \sin \theta$$

comme le diagramme d'un dipôle court (courbe $f_1(\theta)$ de la figure 2).

1.4.2 Directivité et polarisation

■ La **directivité** est :

$$D = 1,5 \text{ (1,76 dB)}$$

comme celle du dipôle court (§ 1.2.1.1).

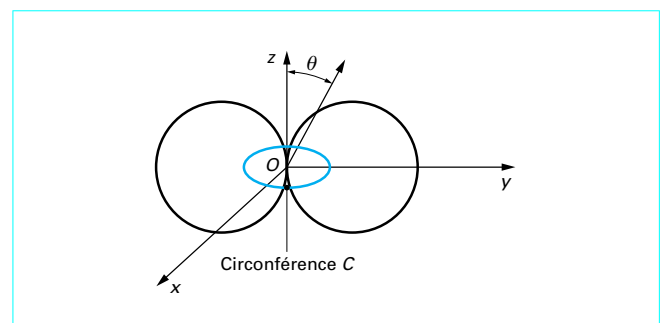


Figure 18 – Boucle : diagramme de rayonnement de révolution autour de l'axe Oz

■ La **polarisation**, en revanche, est orthogonale à la polarisation du dipôle court et, donc, pour la direction de vecteur unitaire u , perpendiculaire au plan Oz, u .

1.4.3 Impédance

La résistance (en Ω) de rayonnement de la boucle est :

$$R_r = 197 C_\lambda^4 \quad (9)$$

C_λ étant la circonférence de la boucle (en λ).

Application numérique : pour $C_\lambda = \frac{1}{3}$, on obtient :

$$R_r = 2,432 \Omega$$

1.4.4 Gain d'une boucle

Supposons que la réactance inductive de la boucle soit compensée par une capacité ; l'**impédance terminale** sera résistive et égale à :

$$R_t = R_r + R_\ell$$

R_ℓ étant la résistance ohmique de la boucle.

Le **rendement** de l'antenne, c'est-à-dire le facteur par lequel il faut multiplier la directivité, pour avoir le gain sera :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_\ell}{R_r}}$$

La **surface équivalente de réception** est :

$$S_r = \frac{\lambda^2 D \eta}{4\pi} \quad (10)$$

À haute fréquence, la densité de courant, associée à une onde qui se propage le long d'un conducteur, est concentrée dans une fine couche δ fonction de la conductivité du conducteur et de la fréquence ; c'est l'effet de peau. Cela a pour conséquence qu'un cylindre conducteur plein est équivalent à un cylindre très peu épais quant à sa résistance ohmique.

On établit que :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{F\pi\sigma\mu_0}}$$

$$R_\ell = \frac{C}{d} \sqrt{\frac{F\mu_0}{\pi\sigma}}$$

et enfin :

$$\frac{R_\ell}{R_r} = \frac{3430}{C^3 F_{\text{MHz}}^{3,5} d} \quad (11)$$

avec	C	(m) circonférence de la boucle,
	F	(Hz) fréquence,
	F_{MHz}	(MHz) fréquence,
	d	(m) diamètre du conducteur,
	μ_0	perméabilité du vide ($= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$),
	σ	($\Omega \cdot \text{m}$) ⁻¹ conductivité (pour le cuivre $\sigma = 5,7 \cdot 10^{-7} \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$).

Application numérique : pour une boucle de 3,1416 m de circonférence réalisée avec un fil de cuivre de 10 mm de diamètre, on obtient le tableau 3.

Tableau 3 – Caractéristiques d'une boucle de 3,1416 m de circonférence						
F_{MHz} (MHz)	λ (m)	R_r (Ω)	R_ℓ (Ω)	$\frac{R_\ell}{R_r}$	η	S_r (m ²)
1	300	$2,369 \cdot 10^{-6}$	0,026	$1,111 \cdot 10^4$	$9,001 \cdot 10^{-5}$	0,967
10	30	0,024	0,083	3,513	0,222	23,805

1.4.5 Amélioration de l'efficacité des boucles

On peut augmenter l'efficacité soit par augmentation du nombre de boucles, soit par utilisation d'un noyau de ferrite.

1.4.5.1 Augmentation du nombre de boucles

Pour des boucles de n tours, la résistance de rayonnement devient :

$$R_r = 197 C_\lambda^4 n^2 \quad (12)$$

tandis que la résistance ohmique R_ℓ est simplement multipliée par n .

On obtient donc une augmentation significative du rendement :

$$\frac{R_\ell}{R_r} = \frac{3430}{C^3 F_{\text{MHz}}^{3,5} d n} \quad (13)$$

1.4.5.2 Utilisation d'un noyau de ferrite

Si les boucles sont réalisées sur un noyau de ferrite, la résistance de rayonnement est multipliée par le carré de la perméabilité relative μ_r et devient :

$$R_r = 197 C_\lambda^4 n^2 \mu_r \quad (14)$$

Bien qu'il fasse tempérer cela en tenant compte de pertes dans le noyau, on peut ainsi obtenir des antennes de dimensions très petites vis-à-vis de la longueur d'onde, de rendement non ridicule et bien adaptée à la réception des moyennes et grandes ondes utilisées en radiodiffusion.

1.5 Hélice

1.5.1 Géométrie

La figure 19 donne les principaux paramètres d'une hélice.

1.5.2 Modes de fonctionnement

Une hélice a deux principaux modes de fonctionnement (figure 20).

■ Le **mode « normal »**, ainsi appelé parce que le rayonnement est normal à l'axe de l'hélice et nul dans l'axe de l'hélice, a lieu lorsque la circonférence d'une spire est beaucoup plus petite que la longueur d'onde.

Chaque spire se comporte comme une boucle et on peut considérer l'hélice comme un réseau de boucles.

La **polarisation** est rectiligne.

■ Le **mode axial**, ainsi appelé parce que le rayonnement est maximal dans l'axe de l'hélice, se produit lorsque la circonférence d'une spire est sensiblement égal à la longueur d'onde.

C'est généralement avec ce mode que sont utilisées les hélices.

La **polarisation** est alors circulaire.

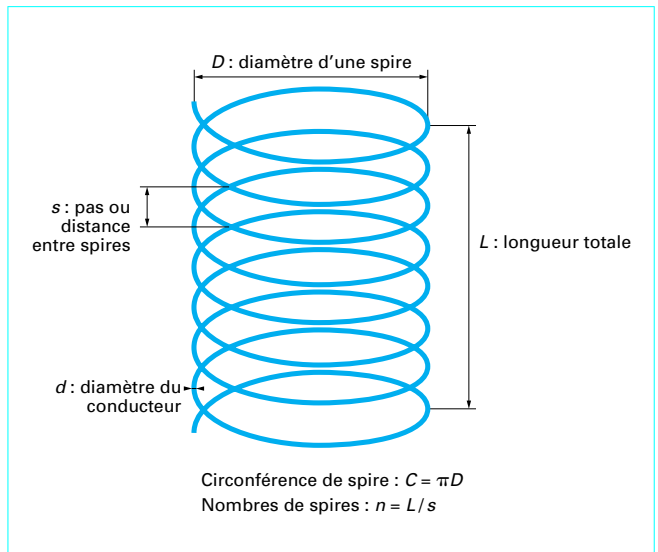


Figure 19 – Géométrie d'une hélice à spires constantes

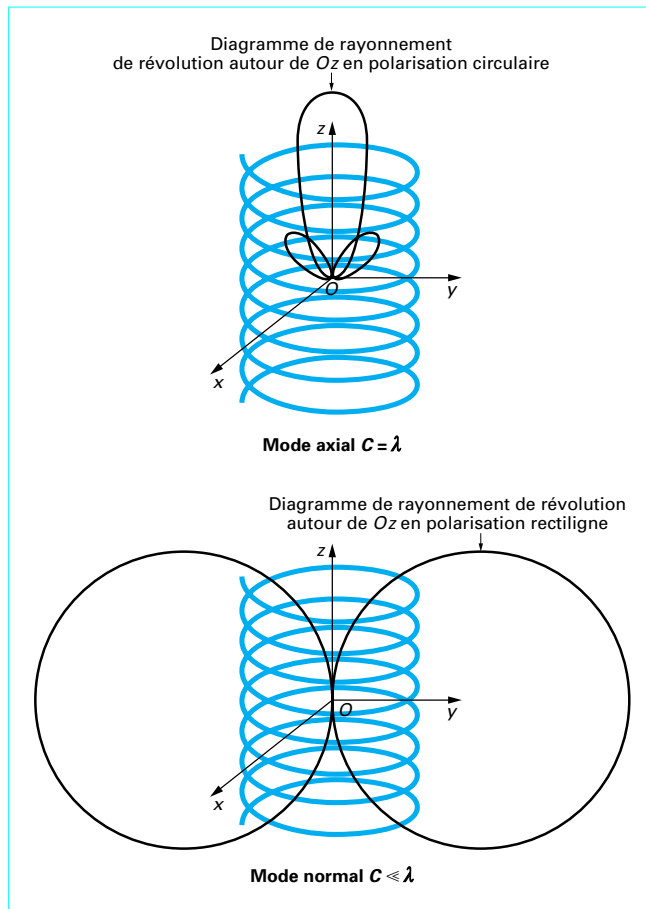


Figure 20 – Les deux principaux modes de fonctionnement d'une hélice

1.5.3 Caractéristiques d'une hélice en mode axial

Il a été établi des relations simples donnant les caractéristiques d'une hélice en mode axial :

— **impédance** :

$$R_r = 140 \frac{L}{\lambda} \quad (15)$$

— **directivité** :

$$D = 12 \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 \frac{L}{\lambda} \quad (16)$$

— **largeur à 3 dB** :

$$\theta_{3\text{dB}} = \frac{52}{\frac{C}{\lambda} \sqrt{\frac{L}{\lambda}}} \quad (17)$$

avec R_r résistance de rayonnement de l'hélice,
 $\theta_{3\text{dB}}$ ($^\circ$) largeur à 3 dB.

Ces relations sont valables sous les **conditions** suivantes :

- nombre de spires : $n > 3$;
- circonférence C : $\frac{3}{4} \lambda < C < \frac{4}{3} \lambda$;
- pas s : voisin de $\frac{1}{4} C$.

Si les hélices sont bobinées sur un mandrin de diélectrique, il faut tenir compte de sa constante diélectrique.

Pour une meilleure adaptation, on utilise parfois des diamètres progressifs au début de l'hélice et dégressifs à la fin de l'hélice.

Pour des hélices à faible nombre de spires, on a parfois intérêt à terminer l'hélice par une résistance équivalente à une charge sur la ligne de transmission formée par l'hélice.

La polarisation n'est généralement pas parfaitement circulaire.

L'hélice suffisamment longue est une antenne à large bande (1 octave).

1.5.4 Déphasage par rotation

Quand on tourne une antenne à polarisation circulaire (comme une bonne hélice) de θ° , la phase de son diagramme de rayonnement tourne également de θ° .

On peut ainsi régler avec une grande précision un réseau d'hélices en corrigeant les erreurs de phase par des rotations.

On peut, aussi, en bobinant plusieurs hélices décalées angulairement sur un même mandrin et à l'aide d'un commutateur, réaliser une antenne et un déphaseur pour faire par exemple un réseau à balayage électronique.

1.6 Cornet

Le cornet est une source élémentaire très utilisée. C'est la terminaison naturelle d'un guide d'onde, ligne idéale en hyperfréquence en raison de ses faibles pertes et de sa grande tenue en puissance. Nous allons d'abord considérer le cornet rectangulaire.

1.6.1 Cornet rectangulaire monomode

1.6.1.1 Cornet simple

1.6.1.1.1 Géométrie et loi d'illumination

■ La figure 21 montre la géométrie et les principaux paramètres d'un cornet rectangulaire simple.

■ La figure 22 donne la **loi d'illumination** réalisée sur l'ouverture lorsque seul le mode fondamental du guide d'onde existe, c'est-à-dire lorsque :

— les dimensions du guide d'onde sont telles que :

$$\frac{\lambda}{2} < a_g < \lambda$$

$$b_g < \frac{\lambda}{2}$$

— le cornet est suffisamment long et dénué d'obstacles pour que des modes supérieurs ne soient pas créés entre le guide et l'ouverture.

La loi d'illumination créée (figure 22) est alors :

$$f(x, y) = \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \text{rect}\left(\frac{y}{b}\right) \quad (18)$$

avec (cf. [E 3 280] § 4 *Fonctions fondamentales*) :

$$\text{rect}\left(\frac{y}{b}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } |y| \leq \frac{b}{2} \\ 0 & \text{si } |y| > \frac{b}{2} \end{cases}$$

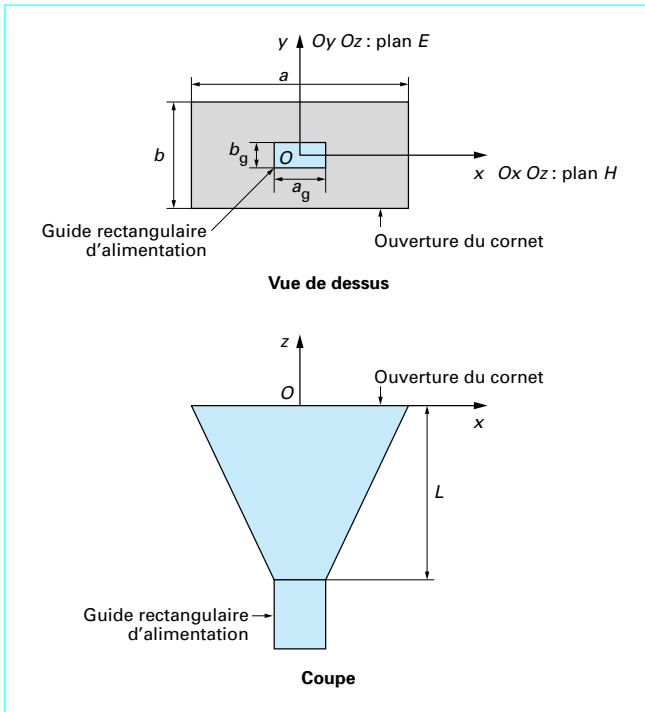


Figure 21 – Géométrie et principaux paramètres d'un cornet rectangulaire

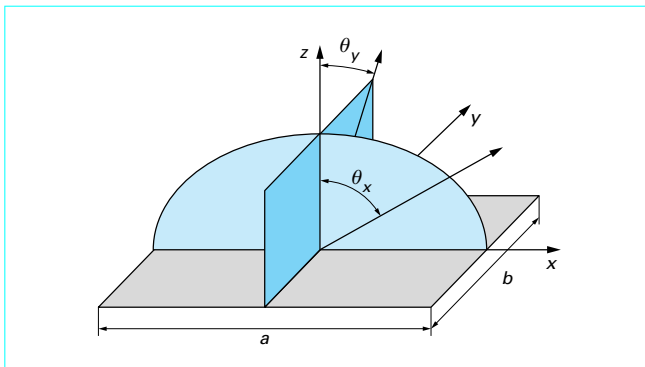


Figure 22 – Cornet rectangulaire : loi d'illumination sur l'ouverture en mode fondamental

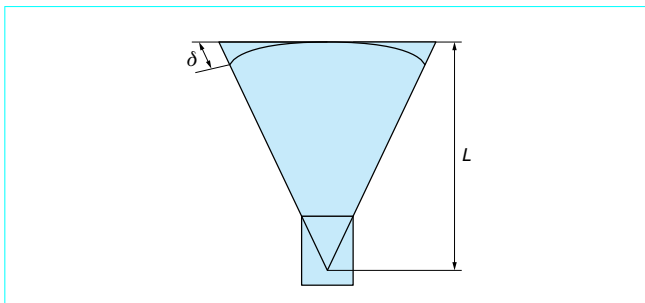


Figure 23 – Longueur d'un cornet rectangulaire

■ **Longueur d'un cornet rectangulaire** : on peut considérer qu'à l'intérieur du cornet se propage une onde sphérique centrée sur le sommet (figure 23).

Pour que gain et diagramme soient voisins de l'idéal, l'erreur de phase sur les bords doit être inférieure à environ $\pi/4$, soit :

$$\delta \leq \frac{\lambda}{8}$$

or,

$$2\delta L = \frac{a^2}{4}$$

et donc :

$$L \geq \frac{a^2}{\lambda}$$

1.6.1.1.2 Diagramme de rayonnement

Le diagramme et la largeur à 3 dB sont donnés par les relations suivantes :

■ en plan H :

$$F(\theta_x) = \frac{\cos\left(\pi \frac{a}{\lambda} \sin(\theta_x)\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\pi \frac{a}{\lambda} \sin(\theta_x)\right)^2} \quad (19)$$

$$\theta_{x3dB} = 2\arcsin\left(0,6 \frac{\lambda}{a}\right) \quad (20)$$

le niveau du premier lobe latéral étant 23 dB (loi en cosinus).

■ en plan E :

$$F(\theta_y) = \frac{\sin\left(\pi \frac{b}{\lambda} \sin(\theta_y)\right)}{\pi \frac{b}{\lambda} \sin(\theta_y)} \quad (21)$$

$$\theta_{y3dB} = 2\arcsin\left(0,45 \frac{\lambda}{b}\right) \quad (22)$$

le niveau du premier lobe latéral étant 13 dB (loi uniforme).

■ Rendement, gain, polarisation

Le **rendement** est le produit des rendements partiels d'une loi uniforme (1) et d'une loi en cosinus (0,8) soit :

$$\eta = 0,8$$

Le **gain** est donc :

$$G = 0,8 \frac{4\pi ab}{\lambda^2}$$

La **polarisation** est :

- rectiligne, colinéaire au plan E pour le diagramme en plan E ;
- perpendiculaire au plan H, en plan H.

1.6.1.2 Variantes

1.6.1.2.1 Cornet de même largeur en plan H et en plan E

Si le cornet éclaire une ouverture ronde, comme un paraboloïde, par exemple, la largeur doit être la même dans les deux plans :

$$0,45 \frac{\lambda}{b} = 0,6 \frac{\lambda}{a}$$

soit :

$$\frac{a}{b} = \frac{4}{3}$$

1.6.1.2.2 Cornet court

Pour diverses raisons (coût de fabrication, poids, encombrement), il est parfois nécessaire de réduire la longueur d'un cornet par rapport à la longueur déduite de la formule précédente.

Plusieurs solutions sont possibles. La figure 24 illustre les diverses méthodes pour raccourcir les cornets :

- accepter une erreur de phase plus grande, qui se traduira par un élargissement et une déformation du diagramme, compensée par une certaine augmentation de l'ouverture et/ou une réduction de la longueur (figure 24b, I) ;

- corriger l'erreur de phase par une lentille placée sur l'ouverture du cornet (figure 24b, II) ;

- accepter la création de modes supérieurs dans la partie pyramidale, par des changements de pente (figure 24b, III), on les contrôle pour que sur l'ouverture ces modes créent une loi d'illumination voisine de l'illumination que l'on obtiendrait avec un cornet long. Une réduction significative (30 %) peut être obtenue par ces procédés qui nécessitent bien entendu des calculs précis basés sur la propagation dans les deux sens d'un certain nombre de modes propagatifs et non propagatifs et leur transformation dans les plans de changements de pentes. Pour les cornets à pente continûment variables on les assimile à une succession, en nombre suffisant, de guides rectangulaires de dimensions variables.

1.6.2 Cornet rectangulaire multimode

Deux modes supérieurs sont utilisés dans les antennes « monopulse » des radars de poursuite (figure 25).

■ Le **mode impair en plan H** (mode TE₂₀) ; pour ce mode, on a :

— loi d'illumination :

$$f(x, y) = \sin\left(\frac{2\pi x}{a}\right) \text{rect}\left(\frac{y}{b}\right) \quad (23)$$

— condition d'existence :

$$a > \lambda$$

■ Le **mode impair en plan E** (mode hybride EH₁₁) ; pour ce mode, on a :

— loi d'illumination :

$$f(x, y) = \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{\pi y}{b}\right) \quad (24)$$

— conditions d'existence :

$$a > \frac{\lambda}{2} ; \quad b > \frac{\lambda}{2}$$

1.6.3 Cornet rond

1.6.3.1 Cornet lisse

■ Le **cornet lisse rond ou cornet conique** est le prolongement naturel du guide rond. Le mode utilisé est le mode fondamental (le premier à exister) TE₁₁ dont la longueur d'onde de coupure est :

$$\lambda_{c11} = 1,71d \quad (25)$$

d étant le diamètre du guide ; les lignes de force du champ électrique sont données par la figure 26.

Le diagramme de rayonnement du mode TE₁₁ que l'on retrouve à l'embouchure du cornet rond si celui-ci est long et étroit (phase quasi uniforme) a les caractéristiques principales suivantes :

- la **largeur à 3 dB** (en radians), avec D diamètre de l'embouchure, est :

- en plan E :

$$\theta_{E3dB} = 1,026 \frac{\lambda}{D},$$

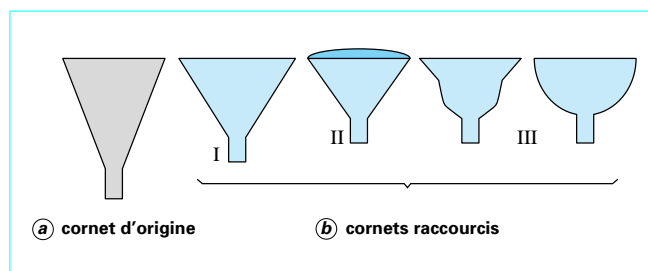


Figure 24 – Différentes méthodes pour raccourcir les cornets tout en conservant les diagrammes de rayonnement sensiblement équivalents

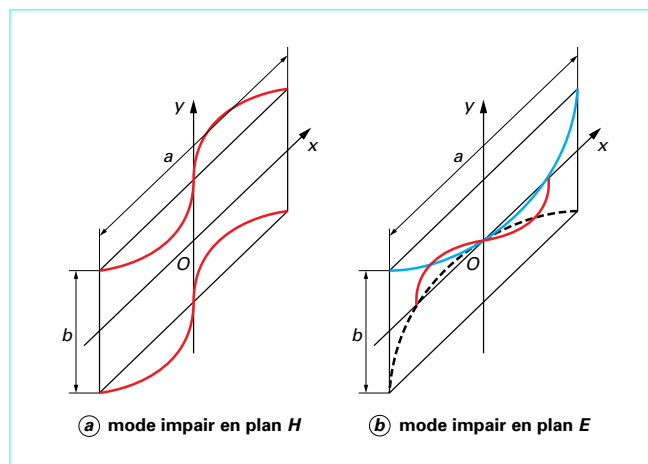


Figure 25 – Cornet multimode rectangulaire pour antenne de poursuite : modes impairs utilisés

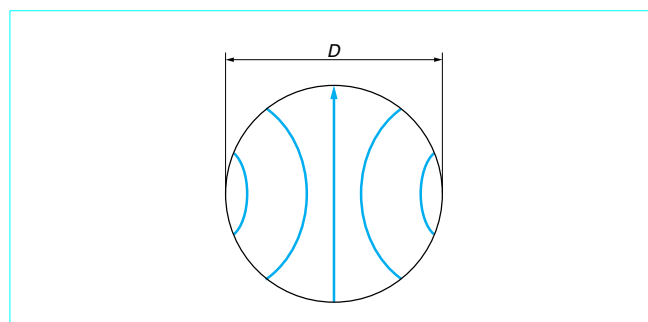


Figure 26 – Guide rond : mode TE 11

- en plan H :

$$\theta_{H3dB} = 1,299 \frac{\lambda}{D},$$

- le **gain** est :

$$G = 0,836 \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 ; \quad (26)$$

- le rendement est donc :

$$\eta = 0,836.$$

■ Si le **cornet** est **évasé** (figure 27), le rendement décroît avec l'erreur de phase δ (en λ) sur les bords de l'ouverture ; on a, par rapport à la loi uniforme :

$$\eta \approx 0,837 - 0,446 \delta - 0,982 \delta^2 \quad (27)$$

avec :

$$\delta = \frac{D^2}{8L\lambda}$$

Le gain est donné par :

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

■ Pour certaines applications, on cherche à avoir un diagramme qui soit parfaitement de révolution pour les deux polarisations. Ce type de source est parfois appelé **source scalaire**. Le cornet rond ne fournit pas un diagramme de révolution. On peut améliorer ses performances, de ce point de vue, en combinant le mode TE₁₁ avec le mode supérieur TM₁₁ créé par une discontinuité dans le cône. On obtient alors une illumination qui est presque de révolution. Pour faire encore mieux, il faut utiliser un cornet corrugué.

1.6.3.2 Cornet corrugué

Le plan conducteur corrugué (figure 28) a un avantage considérable vis-à-vis du plan conducteur simple : il a le même comportement dans les deux polarisations.

Dans le plan d'entrée des corrugations, le champ électrique est nul aussi bien pour la polarisation contenue dans le plan d'incidence que pour la polarisation orthogonale.

Si l'on « corrugue » un guide rond (figure 29), les modes compatibles avec ces conditions aux limites sont des modes dits « hybrides », mélanges de mode TE et TH.

Le **mode fondamental** est le mode EH₁₁ dont la longueur d'onde de coupure est :

$$\lambda_{c11} = 1,71d$$

comme le mode fondamental du guide lisse (§ 1.6.3.1).

À la **fréquence dite d'équilibre hybride**, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle la profondeur des corrugations est exactement $\lambda/4$, le champ électrique (figure 30) est parfaitement de révolution :

$$\left. \begin{aligned} E_y(r) &= J_0\left(4,81 \frac{r}{d}\right) \\ E_x(r) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

avec J_0 fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro.

Si on corrugue un cornet rond et si la transition avec le guide lisse rond est douce avec des rainures allant progressivement de $\lambda/2$ (équivalent à l'absence de corrugations) à $\lambda/4$, on retrouve sur l'embouchure le mode hybride et le diagramme en angle réduit (figure 31) est :

$$F(v) = \frac{J_0(\pi v)}{1 - \left(\frac{\pi v}{2,405}\right)^2} \quad (29)$$

avec :

$$v = \frac{d}{\lambda} \sin \theta$$

d étant cette fois le diamètre de sortie du guide corrugué.

La **largeur à 3 dB** est :

$$\theta_{3\text{dB}} = 2 \arcsin\left(0,66 \frac{\lambda}{d}\right)$$

soit, si $d \gg \lambda$:

$$\theta_{3\text{dB}} = 1,32 \frac{\lambda}{d} \quad (30)$$

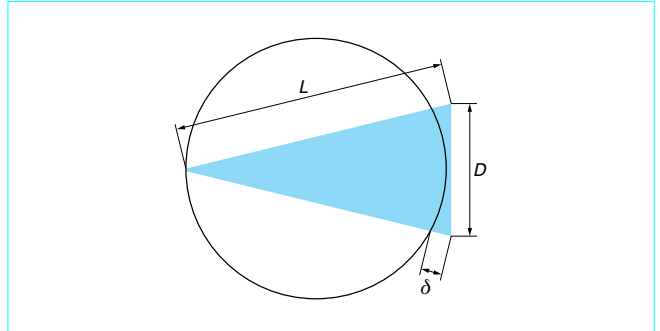


Figure 27 - Géométrie d'un cornet conique

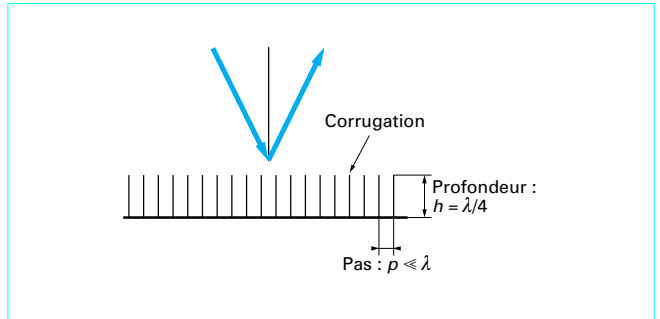


Figure 28 - Plan corrugué

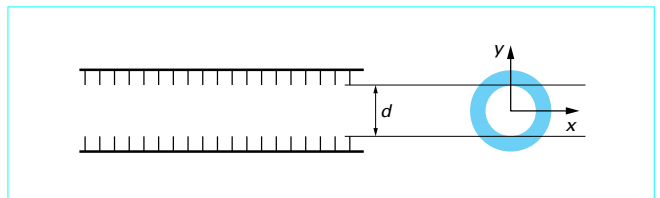


Figure 29 - Cornet corrugué : représentation

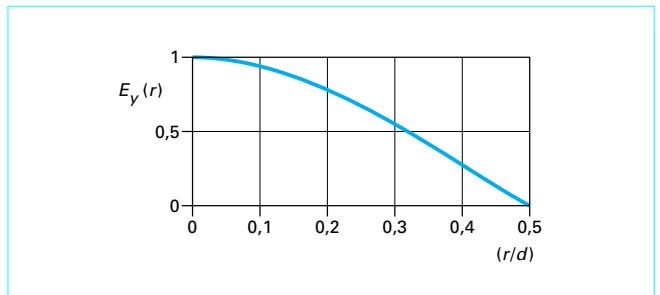


Figure 30 - Cornet corrugué : loi d'illumination du mode hybride

- Les remarquables performances du cornet corrugué se conservent dans une bande de presque 1 octave.
- En utilisant des corrugations de deux profondeurs, avec un pas convenable, on peut réaliser des guides corrugués biban-des.
- Une collerette corruguée située à l'extérieur d'un guide rond améliore aussi ses propriétés en tant que source scalaire. Cette solution simple est utilisée dans certaines antennes de réception de télévision multisatellites.
- Le nombre de corrugations doit être au moins de trois par longueurs d'ondes.

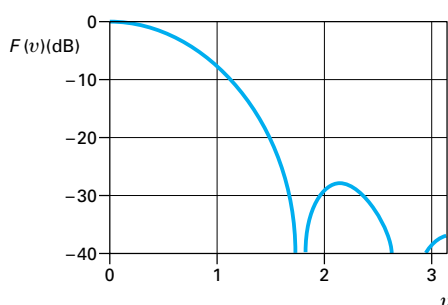


Figure 31 – Cornet corrugué : diagramme de rayonnement du mode hybride

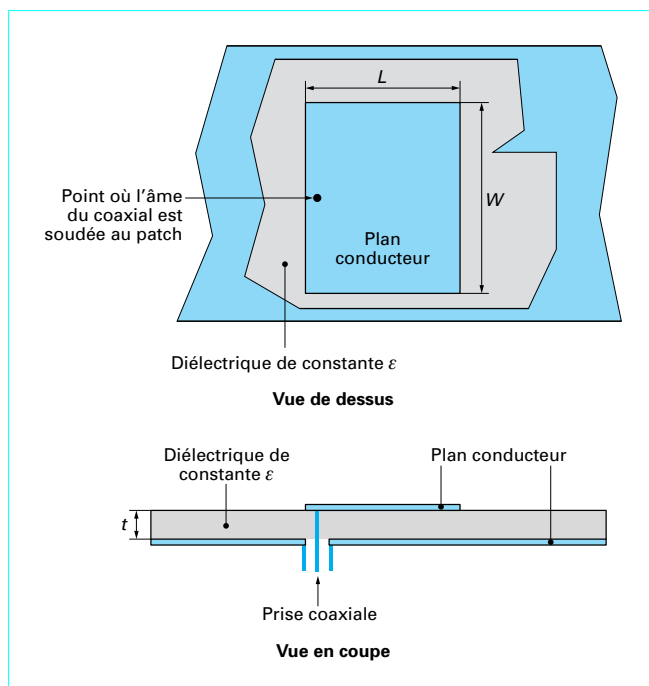


Figure 32 – Géométrie d'un patch

1.7 Patch

Il n'y a pas, pour le moment, de terme français établi par l'usage pour désigner l'antenne élémentaire dont le nom anglais est « patch ». On trouve les mots « antenne plaquée » ou « antenne imprimée » pour désigner tout réseau utilisant des antennes élémentaires du type « patch ». Le terme « pastille » est parfois utilisé. Nous allons utiliser ici le mot anglais.

Les **antennes imprimées** à une ou plusieurs couches de plans conducteurs gravés, collés sur des plaques de diélectrique sont en pleine expansion. En effet, par un procédé d'usinage très simple, très précis et très répétitif, la photogravure, on réalise à la fois les lignes d'alimentation et les antennes élémentaires dans une technologie légère.

On les trouve, de plus en plus, soit en tant qu'antenne complète mono ou multipolarisation, soit en tant que « brique de base » pour réaliser des antennes complexes utilisant des éléments actifs, comme dans les antennes d'analyse du sol à bord des satellites.

1.7.1 Patch alimenté par un coaxial

1.7.1.1 Géométrie

La figure 32 donne la géométrie d'un patch alimenté par une ligne coaxiale.

1.7.1.2 Caractéristiques

Pour des valeurs typiques :

— t de l'ordre de :

$$\frac{\lambda_d}{100}$$

— longueur et largeur du patch :

$$L = \frac{\lambda_d}{2}$$

$$W < \lambda$$

avec λ_d longueur d'onde dans le diélectrique :

$$\lambda_d = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

ϵ_r étant la permittivité relative du substrat, on a les caractéristiques qui suivent.

■ **Impédance** du patch :

$$Z = \frac{Z_0 t}{W \sqrt{\epsilon_r}} \quad (31)$$

avec Z_0 impédance du vide (377 Ω).

■ **Directivité** : de l'ordre de 4 (6 dB).

■ **Bande passante** : faible, quelques pour-cent.

1.7.2 Variantes

Outre l'exemple canonique précédent, de très nombreuses variantes de patch permettent de simplifier la réalisation ou d'améliorer les performances.

■ Autres formes

Toutes les formes possibles ont été tentées avec parfois des avantages quant à l'adaptation, le point commun étant que l'une des dimensions soit de l'ordre de la demi-longueur d'onde dans le diélectrique, de façon à ce qu'il y ait résonance : dipôle simple, dipôle sophistiqué (Dubost), disque, fente, triangle...

■ Simplification de l'excitation

L'excitation par coaxial a l'inconvénient de nécessiter des opérations (perçage, vissage et ou soudure) autres que la photogravure, ce qui peut diminuer l'intérêt de la solution patch, mais d'autres solutions existent :

- attaque directe sur un côté par une ligne microstrip ;
- couplage sans contact avec une ligne microstrip située dans un autre plan.

■ Augmentation de la bande passante

La bande passante, qui est faible, peut être fortement améliorée, passant typiquement de 4 à 20 %, en utilisant un patch parasite devant celui qui est excité (figure 33).

■ Multipolarisation

Un patch symétrique, rond ou carré par exemple, peut rayonner indépendamment dans deux polarisations rectilignes orthogonales, s'il est excité en deux points adéquats.

■ Polarisation circulaire

Le patch précédent alimenté simultanément et également dans ses deux accès avec une différence de phase de 90° rayonne en polarisation circulaire.

Certaines structures peuvent aussi rayonner en polarisation circulaire avec un point d'excitation convenable (figures 34a, b et c).

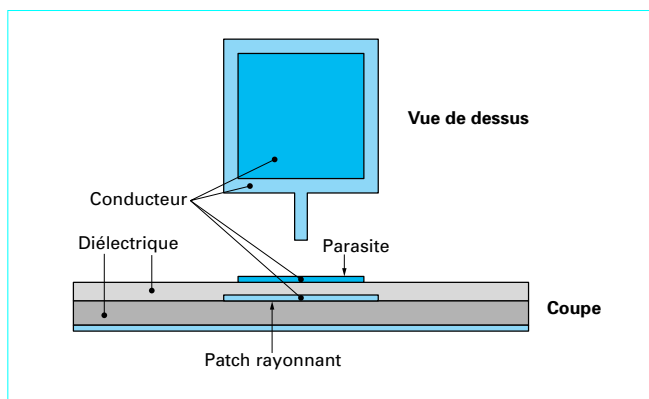


Figure 33 – Patch avec parasite pour augmenter la largeur de bande

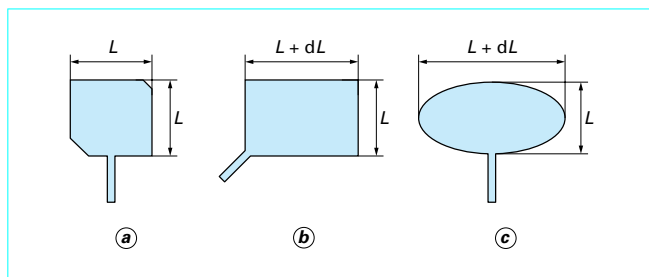


Figure 34 – Patches susceptibles de rayonner en polarisation circulaire

2. Antennes filaires

Les antennes filaires ont été, historiquement, les premières utilisées.

2.1 Antenne linéaire

L'antenne linéaire (figure 35) est tout simplement constituée par un fil conducteur linéaire de longueur ℓ parallèle au sol, à une altitude h .

2.1.1 Antenne linéaire en espace libre

Pour déterminer les caractéristiques d'une antenne linéaire, on suppose généralement que :

- elle est parcourue par un courant progressif, sans réflexion ;
- on peut la considérer comme constituée d'une suite de dipôles $\lambda/2$ parcourus par un courant de même intensité.

Le diagramme est alors :

$$f(\theta, N) = \sum_{i=0}^{N-1} \exp \left[j 2 \frac{\pi}{\lambda} (x_i \cos \theta) \right] \exp \left(-j 2 \frac{\pi}{\lambda} x_i \right) g(\theta) \quad (32)$$

$$g(\theta) = \frac{\cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta}$$

avec θ angle de la direction courante avec l'antenne linéaire (figure 36),
 $g(\theta)$ diagramme du dipôle $\lambda/2$,
 x_i abscisse de la source i ,
 N longueur de l'antenne en $\lambda/2$.

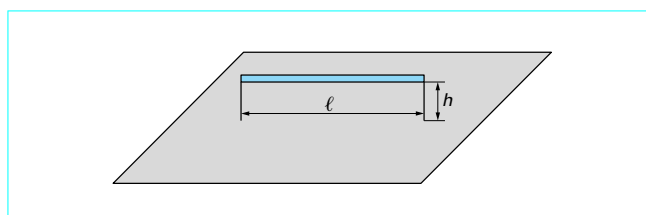


Figure 35 – Géométrie d'une antenne linéaire

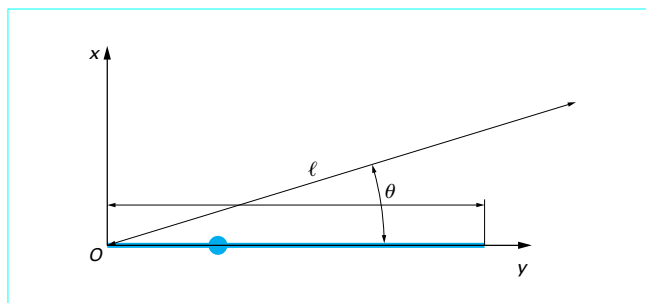


Figure 36 – Antenne linéaire en espace libre

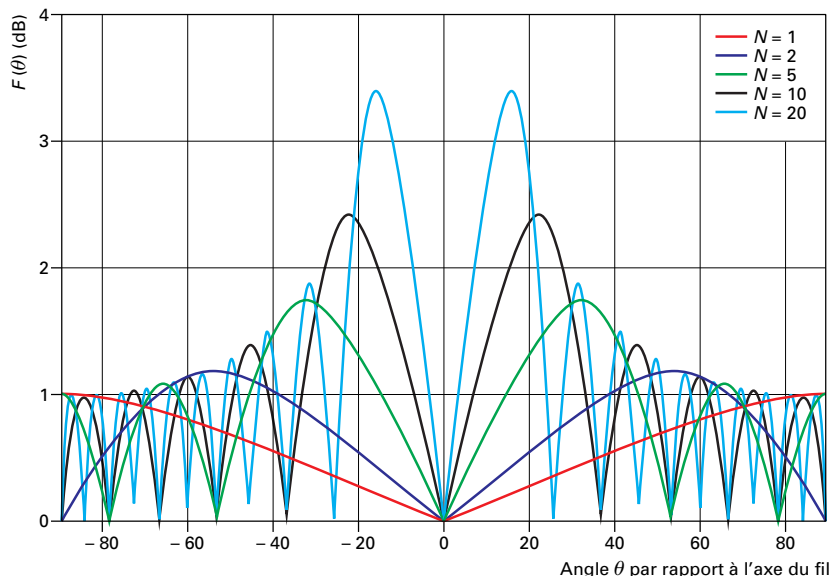


Figure 37 – Antenne linéaire en espace libre : diagramme de rayonnement

Le diagramme est évidemment de révolution par rapport à l'axe de l'antenne, comme le montre la figure 37, il se présente comme une nappe conique dont le maximum est dans une direction α par rapport à l'axe.

Les figures 38 donnent quelques caractéristiques en fonction de la longueur N .

2.1.2 Antenne linéaire en présence du sol

Le diagramme doit prendre en compte l'image du fil dans le sol (figure 39). En supposant que le sol est parfaitement réfléchissant et que la vitesse de phase, le long du fil n'est pas affectée par le sol, le diagramme devient :

$$f(\theta, h) = \sum_{i=0}^{N-1} \left[\exp \left[j2\frac{\pi}{\lambda} (x_i \cos \theta) \right] - \rho \exp \left[j2\frac{\pi}{\lambda} (x_i \cos \theta - 2h \sin \theta) \right] \right] \cdot \exp \left(-j2\frac{\pi}{\lambda} x_i \right) g(\theta)$$

ρ étant le coefficient de réflexion.

Pour chaque longueur N , il existe une hauteur h_0 , vers la direction du maximum, telle que les ondes directes et réfléchies soient en phase, ce qui correspond à une différence de chemin de $\lambda/2$, compte tenu du déphasage de 180° apportée par la réflexion.

La figure 40 donne la hauteur h_0 en fonction de N .

Pour $N=10$, sol supposé parfaitement réfléchissant ($\rho=1$), on obtient le diagramme représenté (figure 41).

Pour cette figure, on a $h_0 = 1,333 \lambda/2$ et les deux rayonnements, le direct et le réfléchi, sont en phase.

Pour $2h_0$ au contraire, les deux rayonnements sont en opposition de phase, et pour $3h_0$, ils sont à nouveau en phase.

2.2 Antenne en V

L'antenne en V est constituée de deux antennes linéaires, orientées de façon à ce que les maximums de leurs diagrammes coïncident dans une direction.

2.3 Antenne losange

C'est une antenne constituée de 4 antennes linéaires ou encore de deux antennes en V orientées pour que les maximums aient lieu dans la même direction (figure 42).

Pour avoir le maximum de rayonnement dans la direction θ_0 dans le plan de site, il faut satisfaire aux conditions suivantes :

— la longueur (en $\lambda/2$) :

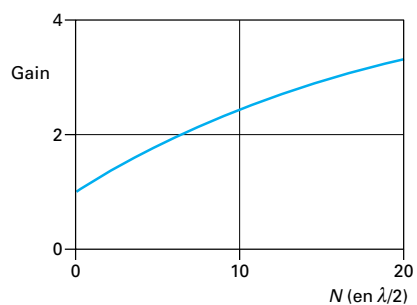
$$\ell = \frac{1}{\sin^2 \theta_0}$$

— la hauteur (en $\lambda/2$) :

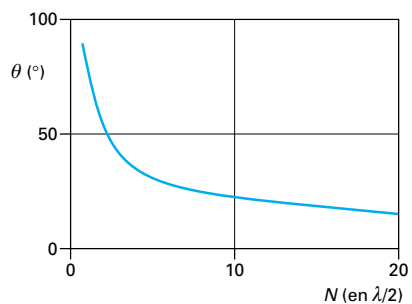
$$h = \frac{1}{2 \sin \theta_0}$$

$$\alpha = \theta_0$$

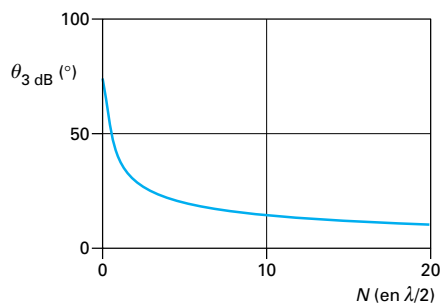
(33)



(a) gain par rapport au dipôle



(b) direction du maximum



(c) largeur à 3 dB

Figure 38 – Antenne linéaire en espace libre : caractéristiques

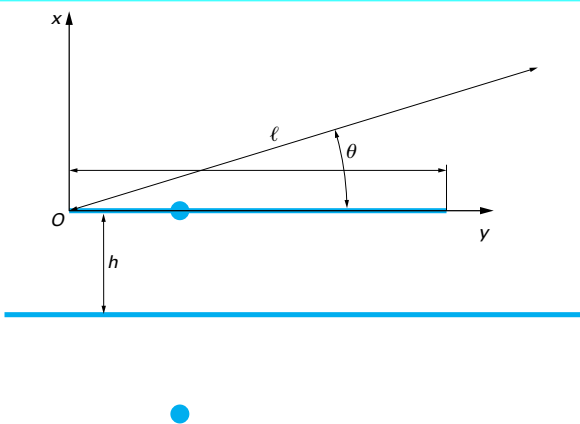


Figure 39 – Antenne linéaire en présence du sol

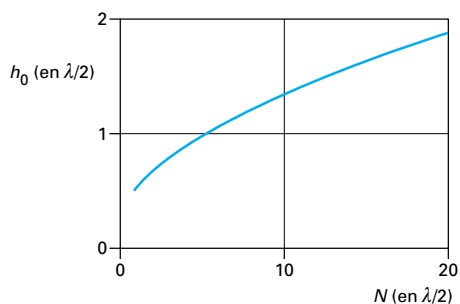


Figure 40 – Antenne linéaire en présence du sol : hauteur telle que les ondes directes et réfléchies soient en phase

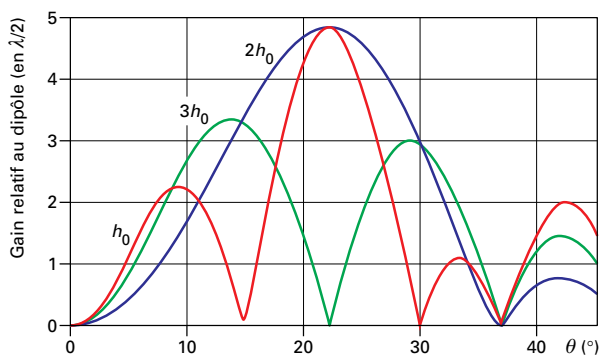


Figure 41 – Antenne linéaire : influence du sol sur le diagramme de rayonnement site

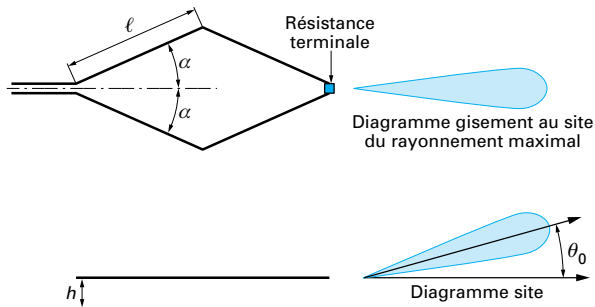


Figure 42 – Antenne losange

3. Antenne à système focalisant

3.1 Définition

Les deux systèmes focalisants typiques sont la **lentille** qui focalise à la transmission (figure 43) et le **paraboloïde** qui focalise à la réflexion (figure 44). Focaliser signifie transformer une onde plane en une onde sphérique centrée sur un point : le foyer.

■ Les trajets tels que $F - M_0 - A_0$ et $F - M_i - A_i$ sont électriquement égaux dans la **lentille** (figure 43) ; elle rattrape les différences de trajet dans l'air par des différences de trajet dans le diélectrique constituant cette lentille ; la vitesse de propagation et donc la longueur d'onde de ces trajets sont divisés, par rapport aux mêmes grandeurs dans l'air, par la racine carrée de la permittivité.

■ Dans le **paraboloïde** (figure 44) qui réfléchit les ondes, les trajets FA_0 et FA_i sont géométriquement égaux.

3.1.1 Tache de diffraction

■ Si on raisonne à l'**émission**, on va dire qu'une antenne élémentaire, située au foyer de l'un ou l'autre de ces deux systèmes, rayonne une onde sphérique ; celle-ci est transformée en une onde plane par le système focalisant et ensuite rayonnée dans un angle solide d'autant plus petit que D est grand vis-à-vis de la longueur d'onde.

■ Si on raisonne à la **réception**, on dira qu'une onde plane incidente sur le système focalisant est transformée en une onde sphérique centrée sur le foyer et qu'elle forme dans le plan focal une **tache de diffraction** de toute petite dimension par rapport au diamètre D ; cette tache contient toute l'énergie captée par l'ouverture. Une petite antenne de la dimension de la tache peut donc capter toute cette énergie.

● La figure 45 donne le module du champ électrique de la tache de diffraction d'une **antenne ronde**, telle que l'on a :

- pour la distance focale : $f = D$;
- pour le diamètre de l'ouverture : $D \gg \lambda$ (10 par exemple).

● La tache de diffraction a, si l'antenne est ronde et si la focale est assez grande devant le diamètre, les **caractéristiques** suivantes :

— $F(\rho)$:

$$2 \frac{J_1\left(\frac{\pi D \rho}{\lambda f}\right)}{\frac{\pi D \rho}{\lambda f}} \quad (34)$$

— largeur à 3 dB de la tache :

$$1,015 \lambda \frac{f}{D}$$

— position du premier zéro :

$$\rho_0 = 1,22 \lambda \frac{f}{D}$$

— largeur entre les deux zéros :

$$d_0 = 2,44 \lambda \frac{f}{D}$$

avec	J_1	fonction de Bessel,
	ρ	coordonnée radiale dans le plan focal,
	ρ_0	coordonnée radiale du premier zéro,
	d_0	largeur de la tache entre les premiers zéros.

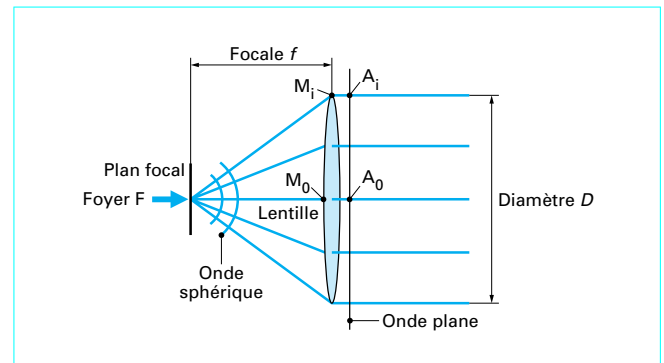


Figure 43 – Représentation d'une lentille

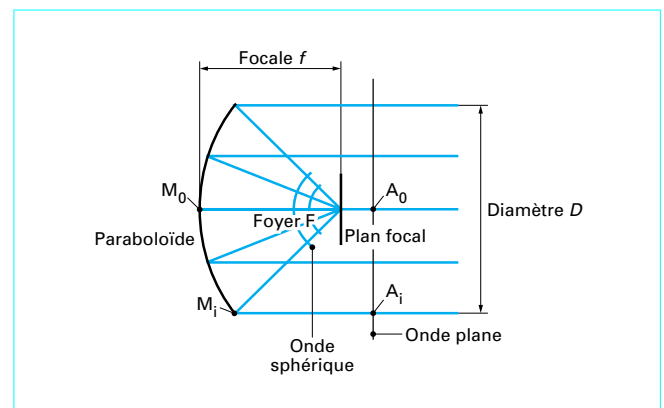


Figure 44 – Représentation d'un paraboloïde

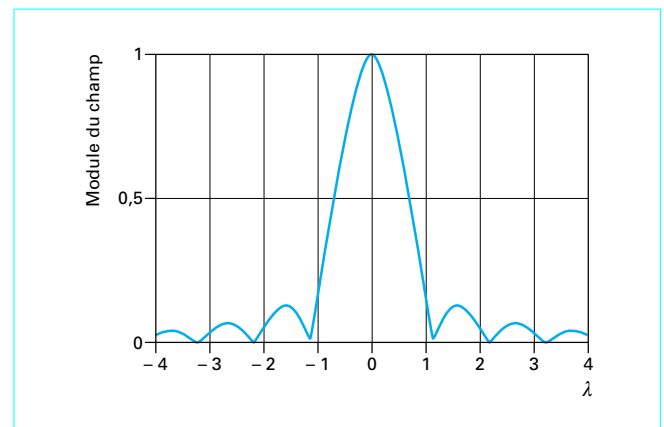


Figure 45 – Antenne ronde : tache de diffraction

3.1.2 Effets parasites

Nous allons considérer le cas du paraboloïde (figure 44).

Le diagramme du paraboloïde est dû à la loi d'illumination (figure 46) créée, sur l'ouverture, par le diagramme primaire de la source placée au foyer F après la réflexion qui rectifie la loi de phase.

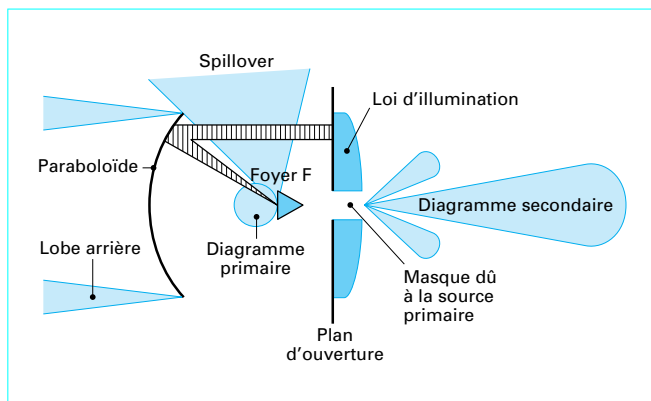


Figure 46 – Rayonnements dans un paraboloïde

Des effets parasites vont survenir (figure 46) :

- le **spillover**, ou énergie de débordement, qui est causé par la partie du diagramme non interceptée par le réflecteur ;
- le **masque de la source primaire**, qui déforme la loi d'illumination, entraînant perte de gain et élévation du niveau des lobes latéraux ;
- le **lobe arrière**, qui est dû à la diffraction du diagramme primaire sur le contour du réflecteur ;
- le **rayonnement en polarisation croisée**, qui est dû au fait que, en dehors des plans principaux (pour un paraboloïde de révolution), la polarisation de l'onde réfléchiée tourne un peu par rapport à la polarisation de l'onde incidente, ce qui entraîne un diagramme en polarisation croisée ayant certes des zéros de rayonnement dans les plans principaux, mais des maximums (relatifs) dans les plans à 45° .

3.1.3 Défocalisation

3.1.3.1 Dans le plan focal

Si l'on décale la source primaire dans le plan focal vers le bas, l'axe du système focalisant étant horizontal, le diagramme secondaire se décale angulairement vers le haut du même angle. On peut donc mettre dans le plan focal plusieurs sources juxtaposées et obtenir ainsi des faisceaux dans différentes directions.

Cependant, les **systèmes focalisants simples** n'ont un foyer vrai que pour les rayons parallèles à l'axe ; pour les autres directions, il n'y a que focalisation partielle (ils ne sont pas **aplanétiques**) ; en conséquence les diagrammes se déformeront (diminution du gain, augmentation du niveau des lobes latéraux) au fur et à mesure que l'on s'éloignera de l'axe.

Un système focalisant est d'autant plus aplanétique que le rapport focale sur diamètre est grand. À rapport égal, le paraboloïde est moins aplanétique que la lentille.

3.1.3.2 Suivant l'axe focal

Dans ce cas, l'onde qui sort du système focalisant n'est plus plane, mais reste approximativement sphérique, divergente ou convergente suivant la position par rapport au foyer.

En ce qui concerne le diagramme à l'infini, il est perturbé : perte de gain, augmentation du niveau des lobes latéraux.

Cependant, si la focale est suffisamment grande, on peut, par ce procédé, refocaliser à **distance finie**.

La figure 47 illustre le cas où la source primaire est placée au-delà du foyer d'un paraboloïde.

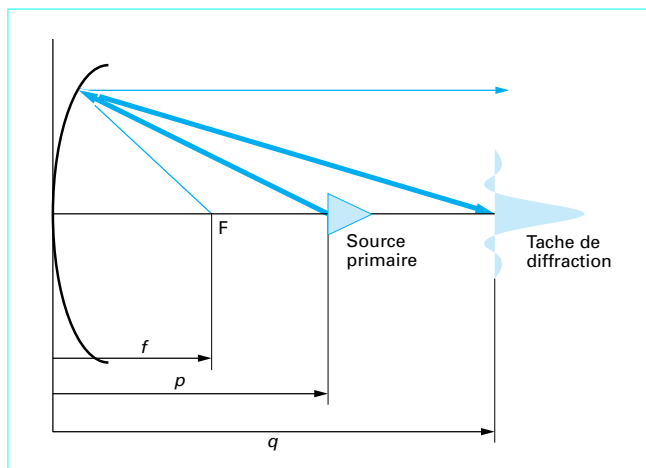


Figure 47 – Défocalisation suivant l'axe focal, avec la source primaire au-delà du foyer d'un paraboloïde

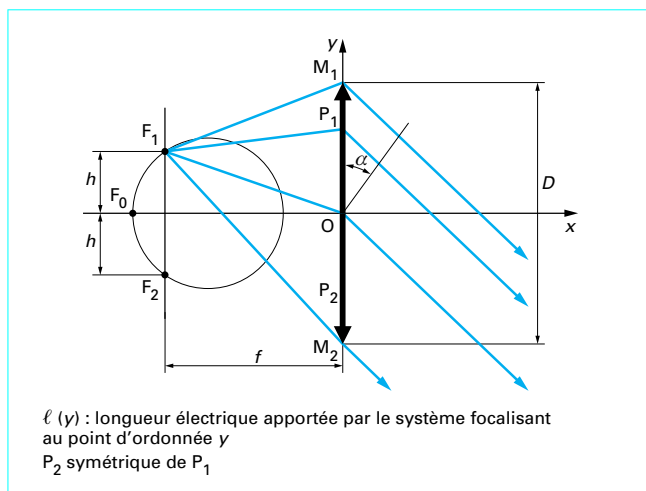


Figure 48 – Représentation d'une lentille bifocale plane

Les grandeurs p , q , f varient suivant la loi :

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = \frac{1}{f} \quad (35)$$

p étant la distance entre le sommet et la source primaire et q la distance entre le sommet et la tache de diffraction.

3.1.4 Système focalisant à plusieurs foyers

Le système focalisant n'est rigoureusement focalisant que pour une seule direction correspondant à un seul foyer (§ 3.1.3.1). Cependant, pour certaines applications (multifaisceaux sur un grand angle pour un radar ; réception avec un gain convenable de plusieurs satellites relativement éloignés angulairement, pour une antenne de réception de télévision), la solution consistant à mettre plusieurs antennes élémentaires dans le plan focal d'un système focalisant « normal » peut ne pas convenir. Il faut recourir à des systèmes ayant plusieurs « pseudo-foyers ».

■ La figure 48 donne un exemple pour une **lentille plane**.

On cherche une lentille à deux foyers F_1 et F_2 (d'ordonnées h et $-h$) situés à la distance f de l'axe Oy représentant la lentille et de part et d'autre de l'axe Ox . On suppose que, au point P_1 d'ordonnée y , il y a un élément apportant un chemin supplémentaire (négatif) au chemin dans l'air de longueur $\ell(y)$.

On va imposer que :

— à partir de F_1 , les chemins électriques soient égaux pour trois rayons :

- celui qui passe par O ;
- ceux qui passent par M_1 et M_2 extrémités (par exemple) de la lentille ;

— la lentille soit symétrique par rapport à Ox (F_2 est aussi pseudo-foyer) :

$$\ell(y) = \ell(-y)$$

Les relations souhaitées :

$$F_1P_1 + \ell(y) + y \sin \alpha = F_1O$$

$$F_1P_2 + \ell(y) - y \sin \alpha = F_1O$$

permettent de déduire :

$$\ell(y) = F_1O - \frac{(F_1P_1 + F_1P_2)}{2}$$

$$\sin \alpha = \frac{(F_1M_2 - F_1M_1)}{d}$$

L'erreur de trajet $e(y)$ est alors :

$$F_1P_1 + \ell(y) + y \sin(\alpha) - F_1O$$

■ **Application numérique** : $f = 1 \text{ m}$; $h = f/4$; $d = f$

L'erreur de trajet à partir de F_1 est donnée par la figure 49.

On voit que l'erreur est inférieure à 4 mm, ce qui permettrait à cette lentille de bien fonctionner au moins jusqu'à une longueur d'onde de 30 mm.

- Pour F_2 , l'erreur est la même, mais de sens opposé.
- On montre facilement qu'il y a un autre pseudo-foyer F_0 sur l'axe Ox à une distance plus grande que f (figure 48). On peut avec ces trois pseudo-foyers déterminer un **cercle focal**.
- Pour des sources placées sur ce cercle focal, les erreurs sont inférieures à la loi trouvée pour F_1 .
- La loi $\ell(y)$ obtenue est voisine de la loi optimale qu'il faudrait appliquer pour le seul foyer F_0 .

3.2 Réflecteur

3.2.1 Réflecteur simple

Dans ce paragraphe, on traite des réflecteurs dérivés des coniques. Suivant les cas, on parlera de **parabole** (par exemple), qui est une courbe plane, ou de **paraboloïde**, qui est une surface de révolution dont la coupe est une parabole. Le lecteur saura passer de lui-même d'une appellation à l'autre sans qu'il y ait ambiguïté.

3.2.1.1 Équations en coordonnées polaires

À partir du ou de l'un des foyers, l'équation générale des réflecteurs utilisés dans les antennes (coniques) s'écrit :

$$\rho(\phi) = -\frac{f}{1 + e \cos(\phi)} \quad (36)$$

avec f distance focale, c'est-à-dire distance entre le sommet et le foyer,
 e excentricité ; c'est le paramètre qui détermine le type de réflecteur, et on a :
 — cercle $e = 0$;
 — ellipse $0 < e < 1$;
 — parabole $e = 1$;
 — hyperbole $e > 1$.

La figure 50 illustre les différents profils pour ces divers réflecteurs simples.

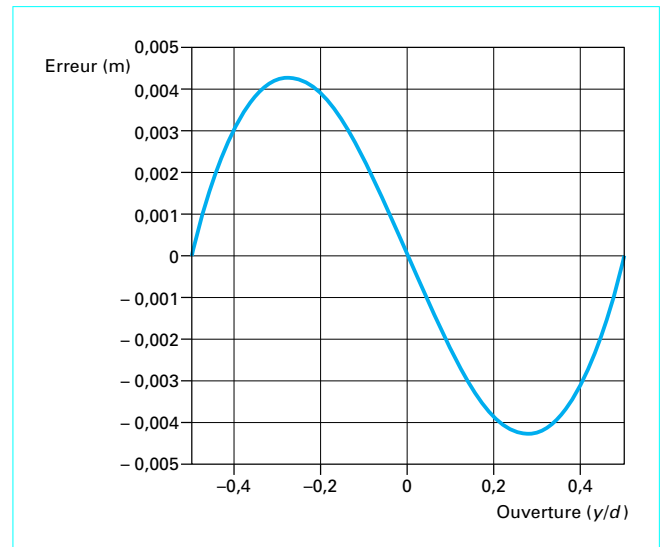


Figure 49 – Lentille bifocale : erreur de trajet à partir d'un foyer

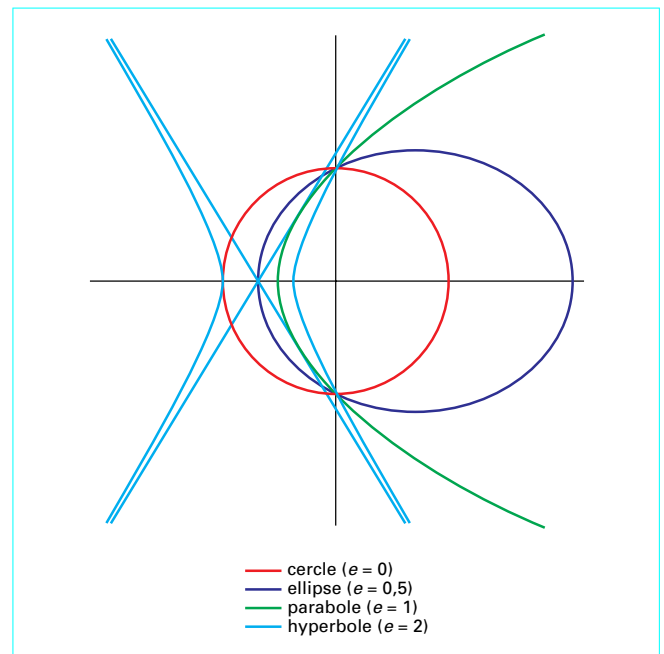


Figure 50 – Profils des différents réflecteurs simples

3.2.1.2 Équations en coordonnées cartésiennes

La figure 51 représente les différents réflecteurs avec des axes cartésiens, l'origine des axes étant ramené au sommet, et avec pour tous l'un des foyers F_1 commun.

3.2.1.2.1 Cercle

■ Son équation dans le système d'axes indiqué figure 51 est :

$$y = \sqrt{f_1^2 - (x - f_1)^2} \quad (37)$$

Tous les rayons issus de F_1 reviennent vers F_1 après réflexion. Le cercle est peu utilisé pour cette propriété.

■ En revanche, on montre que si le diamètre de la calotte sphérique utilisée est petit devant le rayon, alors le cercle est très voisin d'une parabole dont le foyer serait situé sur le diamètre, à $r/2$ du sommet (r étant le rayon). Cette propriété jointe à la symétrie du cercle est utilisée dans les **antennes toriques** dont le schéma est donné figure 52.

Dans le plan perpendiculaire à la figure, on a une parabole dont le foyer est sur la ligne focale.

La surface utile, pour une direction donnée d , est plus petite que l'envergure du réflecteur. En plaçant des sources primaires en différents points (A_1, A_2, \dots) de la ligne focale, on obtient des diagrammes pointés dans les diverses directions. Certes il subsiste une erreur de phase (faible si $d \ll R$) dans le plan de la figure, du fait que le réflecteur n'est pas rigoureusement une parabole, mais en revanche ce même diagramme se conserve quel que soit l'angle visé.

3.2.1.2.2 Parabole

■ Son équation, dans le système d'axes de la figure 51, est :

$$y = \sqrt{4f_1x} \quad (38)$$

Tous les rayons issus de F_1 sont réfléchis parallèlement à l'axe ou encore tous les chemins tels que $F_1 - M_1 - M_2$ et $F_1 - P_1 - P_2$ sont égaux.

■ C'est la courbe la plus utilisée dans les antennes puisqu'elle transforme une onde sphérique, produite par une source élémentaire placée en F_1 , en une onde plane sur l'ouverture de l'antenne permettant ainsi d'avoir le **gain maximal** pour une envergure donnée.

3.2.1.2.3 Ellipse

Son équation (avec axes de la figure 51) est :

$$y = b \sqrt{1 - \frac{(x-a)^2}{a^2}} \quad (39)$$

avec :

$$a = \frac{f_2 + f_1}{2} \quad \text{et} \quad b = \sqrt{f_1 f_2}$$

L'ellipse a deux foyers situés du même côté par rapport au sommet. Tous les rayons issus de F_1 sont réfléchis vers F_2 .

L'ellipsoïde est utilisée généralement comme **réflecteur secondaire**, associée à un paraboloïde ; l'antenne est alors appelée **grégorien** (cf. figure 59b).

Pour certaines applications, telles que les bancs d'essais en puissance des systèmes électroniques, l'hyperboloïde est utilisé. La source de puissance est placée à l'un des foyers et l'équipement à tester est placé à l'autre foyer.

Il faut noter que le paraboloïde est une structure voisine de l'ellipsoïde à foyers éloignés. En défocalisant la source d'un paraboloïde (en l'éloignant du sommet), on concentre l'énergie en un pseudo-foyer.

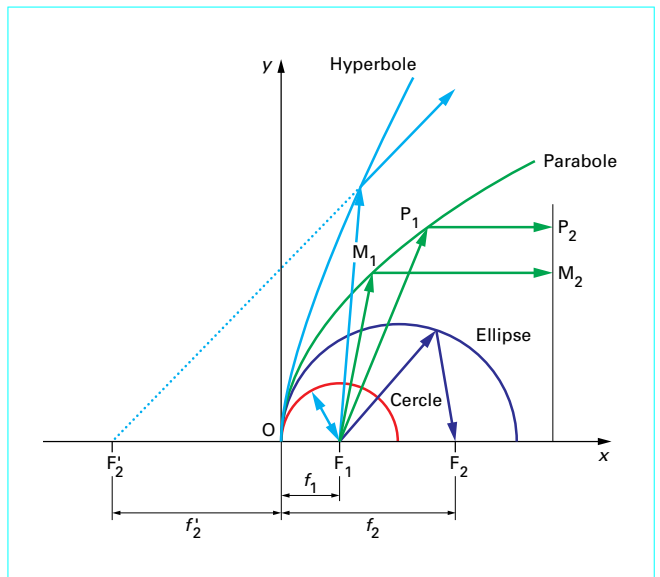


Figure 51 – Différents types de réflecteurs utilisés dans les antennes

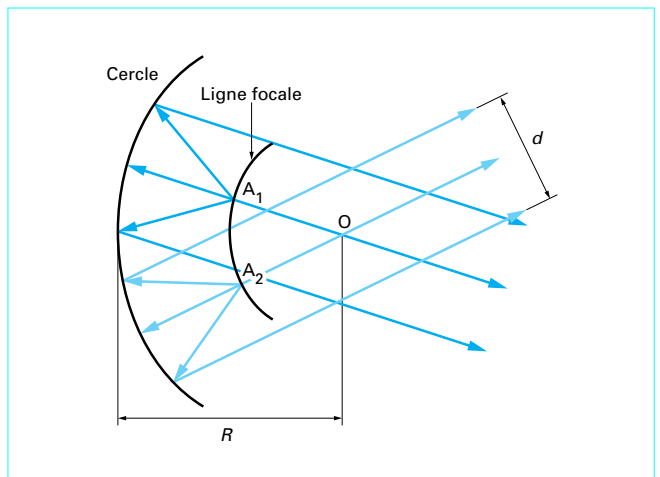


Figure 52 – Réflecteur torique : vue du dessus

3.2.1.2.4 Hyperboloïde

Son équation est :

$$y = b \sqrt{\frac{(x+a)^2}{a^2} - 1} \quad (40)$$

avec :

$$a = \frac{f_2 - f_1}{2} \quad \text{et} \quad b = \sqrt{f_1 f_2}$$

L'hyperbole a deux foyers situés de part et d'autre du sommet. Tous les rayons issus de F_1 sont réfléchis semblant provenir de F_2 .

L'hyperboloïde est utilisé généralement comme **réflecteur secondaire**, associé à un paraboloïde dans le caségrain (§ 3.2.3).

3.2.2 Paraboloïde

3.2.2.1 Principales relations

La figure 53 donne les principales relations qui caractérisent la parabole, avec :

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{f}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \\ y &= 2 \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \\ x &= \tan^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

3.2.2.2 Loi d'illumination et diagramme primaire

La loi d'illumination dans le plan d'ouverture produite par le diagramme de la source primaire placée au foyer est donnée (figure 54) par :

$$f(y) = \frac{g(\theta)}{\sqrt{\rho(y)}} \quad (42)$$

avec $g(\theta)$ diagramme en amplitude de la source primaire,
 $\rho(y)$ distance entre le foyer et le point du réflecteur d'ordonnée y .

3.2.2.3 Exemples d'antennes paraboliques

Outre le paraboloïde classique de révolution, appelé encore **paraboloïde centré**, plusieurs structures dérivées sont couramment utilisées. Elles sont représentées figure 55.

■ On a tout d'abord des **structures linéaires** : le **pill box** (figure 55a) et sa version sans masque le **hoghorn** (figure 55b) ; elles sont généralement utilisées comme sources primaires de réflecteurs ayant des dimensions très différentes en largeur et hauteur.

Il faut noter que l'on a aussi réalisé des *hoghorn* à deux dimensions. C'est équivalent à un réflecteur offset avec des parois continues jusqu'à la source primaire. On appelle ce genre d'antenne une **pipe**. C'est une antenne très *froide* qui fut bien adaptée à des applications spatiales avant que l'on sache réaliser des cassegains ayant d'aussi bonnes performances. Son encombrement est tel que c'est une structure aujourd'hui abandonnée (cf. la première antenne de télécommunications par satellites de Pleumeur Bodou).

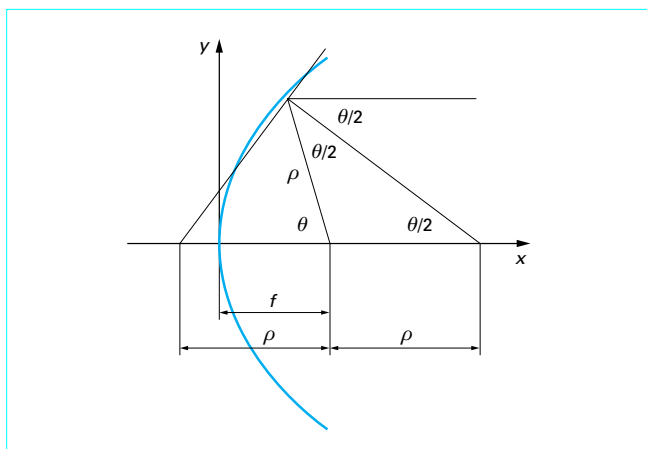


Figure 53 – Représentation d'une parabole

■ Le **réflecteur cylindro-parabolique** (figure 55c) est un cylindre dont la coupe est une parabole. Il est alimenté par un réseau linéaire placé sur la ligne focale ; c'est une structure facile à réaliser. On peut faire du balayage dans le plan contenant le réseau si celui-ci est muni de déphaseurs et s'il est plus petit que l'envergure du réflecteur pour tenir compte du balayage du faisceau, une partie du réflecteur étant utilisée pour une direction de balayage donnée. Le réseau est généralement mis en « offset ».

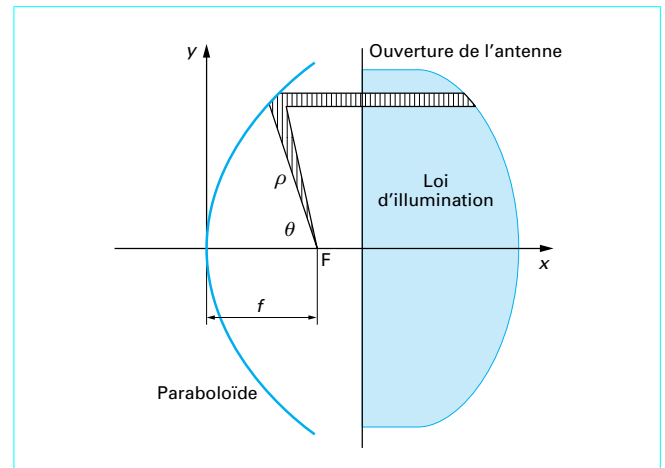


Figure 54 – Paraboloïde : loi d'illumination

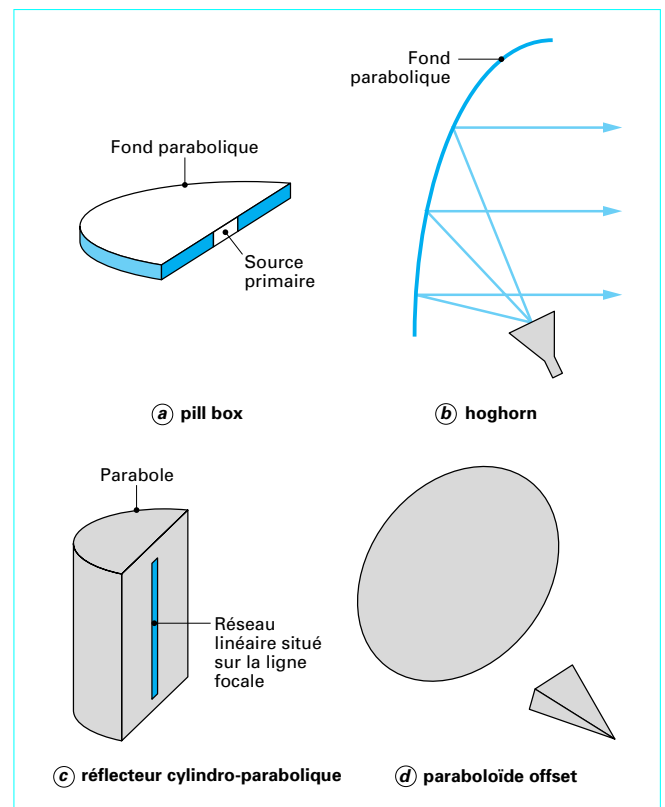


Figure 55 – Antennes paraboliques : exemples

■ Le **paraboloïde offset** (figure 55d) est une antenne à réflecteur très utilisée. Elle est simple à réaliser et ne souffre pas des effets du masque de la source centrée. C'est généralement cette structure qui est utilisée pour les télécommunications ou la réception de télévision par satellite.

Cependant lorsqu'une fonction *poursuite* est demandée à l'antenne, la solution centrée est préférée car, du fait de sa symétrie, il est plus facile de réaliser des diagrammes différences ayant les qualités requises.

3.2.3 Antenne à deux réflecteurs : le cassegrain

3.2.3.1 Dispositif de M. Cassegrain

M. Cassegrain, physicien et astronome français, a laissé son nom dans le vocabulaire des antennes parce que, en 1672, il perfectionna le télescope de Sir Newton (figure 56a).

La figure 56b illustre son invention.

L'introduction d'un miroir auxiliaire hyperbolique non seulement raccourcit notablement la longueur du télescope à ouverture égale, mais augmente sa focale équivalente et donc l'aplanétisme du système, c'est-à-dire la possibilité d'observer les astres hors de l'axe sans déformation.

3.2.3.2 Principe

La figure 57 donne le principe de l'antenne cassegrain utilisée en antenne.

Un hyperboloïde, utilisé comme réflecteur auxiliaire, a un foyer commun avec celui du paraboloïde. La source primaire a son centre de phase à l'emplacement du second foyer.

L'onde sphérique rayonnée par la source primaire est réfléchiée par le miroir auxiliaire qui la transforme en une onde sphérique semblant venir du foyer commun, et le paraboloïde la transforme finalement en une onde plane.

3.2.3.3 Avantages et inconvénients

■ Les principaux **avantages** du cassegrain par rapport au paraboloïde sont les suivants :

- la source est plus accessible et donc l'alimentation plus simple ;
- dans le cas d'applications à des radars de poursuite, la source primaire a un moment d'inertie plus faible par rapport aux axes de rotation, ce qui est favorable vis-à-vis des fortes accélérations parfois nécessaires pour ce type d'application ;
- la focale équivalente est beaucoup plus grande ; on peut donc utiliser l'antenne pour obtenir plusieurs faisceaux, en plaçant les sources primaires correspondantes dans le plan focal ; le niveau de polarisation croisée est plus faible ;
- le débordement (*spillover*) est dirigé vers le ciel et non vers le sol, ce qui est favorable pour réduire la température de bruit de l'antenne pour une application spatiale.

■ Les **inconvénients** sont les suivants :

- masque plus important apportant perte de rendement et élévation des lobes latéraux ;
- réflexion supplémentaire réduisant aussi le rendement et augmentant la température de bruit ;
- réglage plus complexe en raison du réflecteur supplémentaire ;
- interaction entre la source primaire et le réflecteur auxiliaire, du fait de leur proximité ; elle entraîne une désadaptation ; les conséquences sont une perte de rendement dû au coefficient de réflexion et des variations du diagramme dans la bande de fonctionnement.

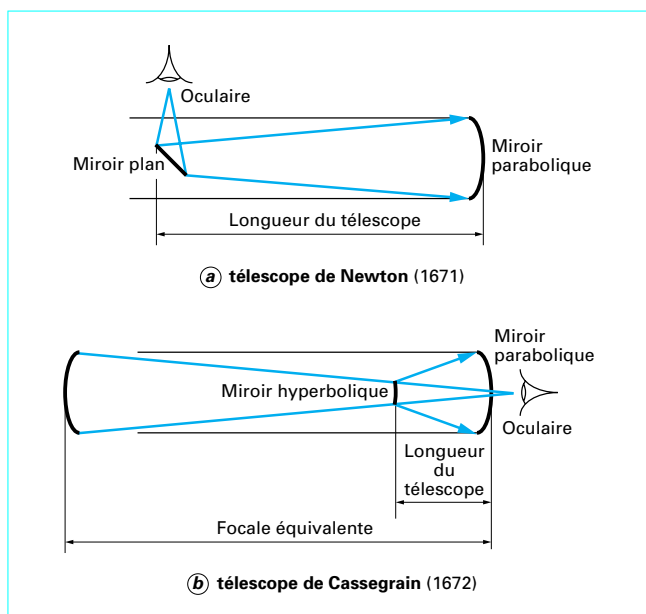


Figure 56 – Dispositif de M. Cassegrain

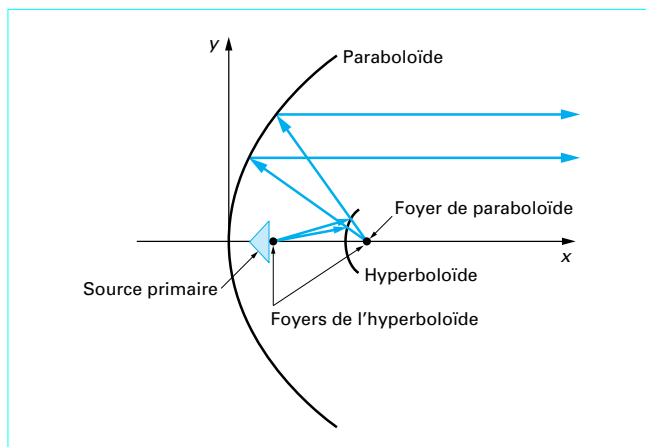


Figure 57 – Principe du cassegrain

3.2.3.4 Parabole équivalente

La parabole équivalente (figure 58) est une parabole dont le foyer serait le second foyer de l'hyperboloïde (là où est placée la source primaire), elle a le même diamètre que la parabole réelle et sa focale est :

$$f_{eq} = fm$$

avec :

$$m = \frac{f_2}{f_1}$$

f_2 et f_1 étant les deux distances focales de l'hyperboloïde.

3.2.3.5 Effets du masque

Les deux effets principaux du masque sont la perte de gain et la remontée du niveau des lobes latéraux.

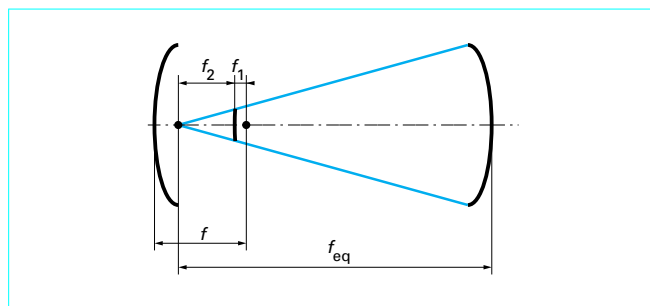


Figure 58 – Parabole équivalente

■ Si les diamètres respectifs du paraboloïde et de l'hyperboloïde sont D et d , on a, dans le cas d'une illumination uniforme :

— **perte de gain** :

$$\frac{G + \delta G}{G} = \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right]^2$$

— **remontée du premier lobe latéral** :

$$\ell + \delta \ell = \frac{1 + \left(\frac{d}{D} \right)^2}{1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2} \quad (43)$$

avec G gain sans masque,
 δG perte de gain,
 ℓ niveau relatif du premier lobe (en amplitude),
 $\delta \ell$ remontée du niveau.

■ **Application numérique** ; on a le tableau suivant :

rapport des diamètres (d/D)	perte de gain (dB)	niveau du premier lobe (dB)
0	0	- 17,6
1/10	- 0,1	- 16,9
1/3	- 1	- 11,3

3.2.3.6 Applications

Les antennes cassegrain et dérivés sont utilisés dans toutes les applications de poursuite :

— poursuite de satellite dans les télécommunications spatiales ;
 — poursuite de cibles dans les radars : la mesure de la déviation de la cible par rapport à l'axe de l'antenne se fait soit en utilisant une source complexe fournissant des diagrammes du type « différence » (*monopulse*), soit en faisant tourner très rapidement le réflecteur auxiliaire qui est alors légèrement décentré (*scanning*).

3.2.3.7 Cassegrain conformé

Dans les grandes antennes de télécommunication par satellites, le rendement est une qualité primordiale demandée à l'antenne. Pour ce faire on utilise des réflecteurs qui s'éloignent un peu des paraboloïdes et hyperboloïdes de façon à s'approcher au mieux d'une illumination uniforme. On dit qu'ils sont **conformés**.

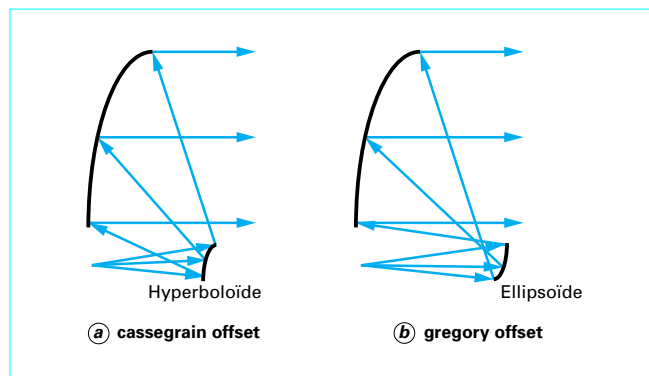


Figure 59 – Variantes du cassegrain

Le **principe** consiste à calculer le réflecteur auxiliaire pour obtenir une loi uniforme sur le réflecteur et, autant que possible, un zéro sur la surface masquée, et ensuite de corriger le réflecteur principal pour *attraper* les erreurs de phase introduites.

Des **rendements** meilleurs que 80 % sont possibles.

3.2.3.8 Variantes du cassegrain

La figure 59 donne quelques antennes dérivées du cassegrain et qui sont utilisées pour leur vertu particulière.

■ Tout d'abord, on trouve le **cassegrain offset** (figure 59a) ; il permet de s'affranchir d'un certain nombre d'inconvénients du cassegrain centré.

■ Ensuite, on utilise aussi le **gregory** (James Gregory était un mathématicien écossais qui, le premier, proposa l'utilisation du télescope pour réaliser des lunettes astronomiques en 1663) ou gregorien ; il possède une ellipse au lieu d'une hyperbole.

Dans la version offset (figure 59b), qui est le cas standard d'application d'une antenne gregory, les oppositions de courbure entre les deux réflecteurs permettent une compensation qui peut réduire considérablement la polarisation croisée obtenue avec un paraboloïde ou un cassegrain ; on utilise donc cette géométrie si l'on veut des diagrammes ayant une grande pureté de polarisation, par exemple pour :

- les télécommunications avec réutilisation de la fréquence ;
- la réalisation de bancs de mesure en champ proche.

■ Citons aussi le **cassegrain à rotation de polarisation** (figure 60). Dans cette structure, l'hyperboloïde est constitué d'un réseau de fils parallèles collés sur un diélectrique. Cette structure est réfléchissante pour une onde dont la polarisation est parallèle aux fils (polarisation de la source primaire) et transparente pour une onde dont la polarisation est perpendiculaire aux fils (polarisation obtenue après réflexion sur le paraboloïde grâce à une structure à rotation de polarisation constituée de fils à 45° convenablement espacés et situés à une distance de $\lambda/4$ environ du paraboloïde).

L'**avantage** de cette structure, au demeurant complexe à réaliser, est que l'hyperboloïde ne présente plus d'effet de masque quel que soit son diamètre.

3.3 Lentille

Comme on l'a vu précédemment (§ 3.1), la lentille est l'autre structure (à côté du réflecteur) qui permet de transformer une onde sphérique en une onde plane. Il existe de nombreux types de lentilles.

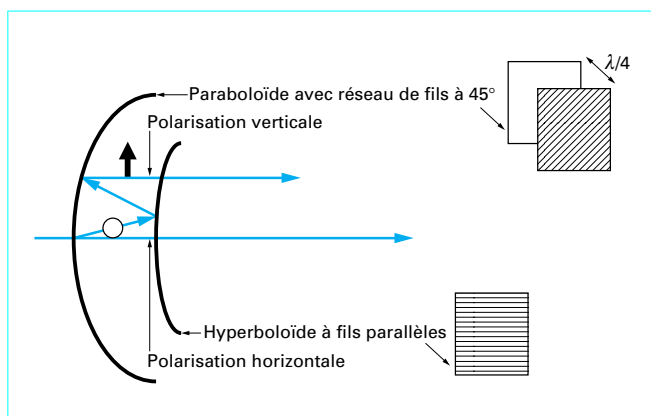


Figure 60 – Cassegrain à rotation de polarisation

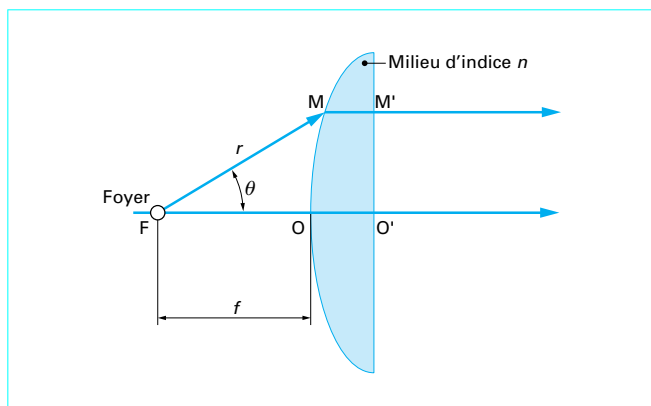


Figure 61 – Lentille à diélectrique : principe

3.3.1 Lentille à diélectrique

3.3.1.1 Principe

Les lentilles à diélectrique sont très répandues en optique : lunettes d'amélioration de la vision, jumelles, lunettes astronomiques, etc. Les mêmes principes sont valables pour les ondes lumineuses comme pour les hyperfréquences, il n'est donc pas étonnant que certaines antennes utilisent des lentilles.

La figure 61 rappelle le principe de la lentille à diélectrique.

Les chemins électriques FOO' et FMM' sont rendus égaux par la différence de trajet dans le milieu ralentisseur d'indice n qui compense rigoureusement la différence de trajet dans l'air, du fait que la vitesse de la lumière y est n fois plus petite que dans l'air.

Le milieu est un diélectrique à faibles pertes :

- de permittivité relative : $\epsilon_r > 1$;
- d'indice : $n = \sqrt{\epsilon_r}$.

La loi d'illumination sur l'ouverture de la lentille (face de sortie) est donc équi-phase.

3.3.1.2 Avantages et inconvénients

■ Par rapport au réflecteur parabolique (§ 3.2.2), la lentille a l'avantage d'être **exempte de masque** et d'avoir des possibilités plus grandes pour faire du multifaisceau.

En revanche, c'est une structure plus **lourde** (sauf si on la zone (cf. § 3.3.1.6), mais alors c'est une antenne à bande étroite) et donc une structure qui a des pertes dues au trajet dans le diélectrique ; elle ne convient pas pour une antenne d'émission à forte puissance moyenne. Il faut noter aussi la **désadaptation sur la face d'entrée**, qui peut être compensée au prix d'une complexité. Enfin, c'est une solution plus **coûteuse**.

3.3.1.3 Équation

Dans le cas d'une lentille à face de sortie plane (figure 61), la surface d'entrée est définie très simplement par la relation suivante qui exprime l'égalité des trajets optiques :

$$\text{soit : } \left. \begin{aligned} r &= f + n(\cos \theta - f) \\ r &= (n-1) \frac{f}{n \cos \theta - 1} \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

C'est l'équation polaire d'une hyperbole de foyer F et d'excentricité n .

3.3.1.4 Désadaptation

Le passage de l'air à un milieu d'indice n entraîne une réflexion (ou désadaptation) qui cause une perte de rendement (cf. les formules de Fresnel et Descartes, dans les articles d'optique).

Le remède est le même que celui utilisé en optique, c'est-à-dire l'introduction d'une couche antiréfléchissante constituée par un

milieu intermédiaire d'indice \sqrt{n} et d'épaisseur $\frac{\lambda_e}{4}$.

Le milieu diélectrique intermédiaire peut aussi être obtenu en *allégeant*, sur la même profondeur, le diélectrique par des trous ou des corrugations.

3.3.1.5 Diélectriques

Le tableau 4 donne les caractéristiques de quelques diélectriques couramment utilisés, les valeurs indiquées correspondent à une fréquence de 10 GHz.

Tableau 4 – Caractéristiques de quelques diélectriques couramment utilisés

Nom	ϵ_r	Tangente de pertes (en 10^{-4})
Oxyde d'aluminium	8,79	18
Quartz fondu	3,78	1
Duroïd (5 650)	2,65	30
Résine époxy (rn-48)	2,91	184
Fibre de verre (BK-174)	4,37	360
Plexiglass	2,59	64
Polystyrène	2,54	4,3
Rexolite (1 422)	2,54	4,7
Polyéthylène	2,24	6,6
Téflon	2,08	3,7
Mousse (eccofoam S)	1,47	70

3.3.1.6 Zonage

La figure 62 montre le principe du zonage d'une lentille. L'objectif est d'alléger la lentille en acceptant que les chemins optiques ne soient égaux qu'à une ou plusieurs longueurs d'onde près. Il est bien évident que, à la fréquence pour laquelle le zonage a été calculé, l'illumination sur l'ouverture est parfaitement équiphase.

L'épaisseur des couches de diélectrique supprimé est donnée par :

$$\left. \begin{aligned} \frac{2\pi\delta}{\lambda} &= \frac{2\pi\delta n}{\lambda} - 2\pi \\ \delta &= \frac{\lambda}{n-1} \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

Si le zonage réduit la masse de la lentille, il apporte certains inconvénients :

- largeur de bande réduite ;
- diffraction sur les bords coupés entraînant perte de rendement et diagramme parasite ;
- masque provoqué par les lignes de transitions et qui produit les mêmes effets.

3.3.2 Lentille utilisant des guides d'ondes

Cette lentille appelée aussi lentille à diélectrique artificiel ou encore lentille **egg box** est constituée de tronçons de guides d'ondes empilés, comme représentés sur la figure 63.

Le guide d'ondes généralement utilisé est un guide d'ondes carré dont le côté a est un peu plus grand que $\lambda/2$. La longueur d'onde guidée est alors de :

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

Tout se passe comme si le milieu avait un indice :

$$n(a) = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (46)$$

La figure 64 donne la variation de n .

Compte tenu de l'indice inférieur à 1, la lentille est concave du côté du foyer, pour que les chemins électriques (figure 63) FOO' et FMM' soient égaux.

Ce type de lentille est mieux adapté qu'une lentille à diélectrique pour des puissances moyennes élevées, mais du fait de la variation rapide de n en fonction de la fréquence, il est intrinsèquement à faible bande.

3.3.3 Autres lentilles

3.3.3.1 Lentille géodésique

Elle est décrite figure 65.

Le champ rayonné à partir de F à l'intérieur de la couche cylindrique de faible épaisseur ($< \lambda/2$) et dont la base est une chaînette suit les géodésiques et on montre alors que les chemins FOO' et FMM' sont égaux.

3.3.3.2 Lentille à lignes

Ce type de lentille appelé aussi **lentille contrainte** est représenté sur la figure 66.

La lentille est constituée de deux plans parallèles tapissés d'antennes élémentaires (des dipôles ou des patch imprimés par exemple). Les antennes élémentaires sont reliées par deux, l'une

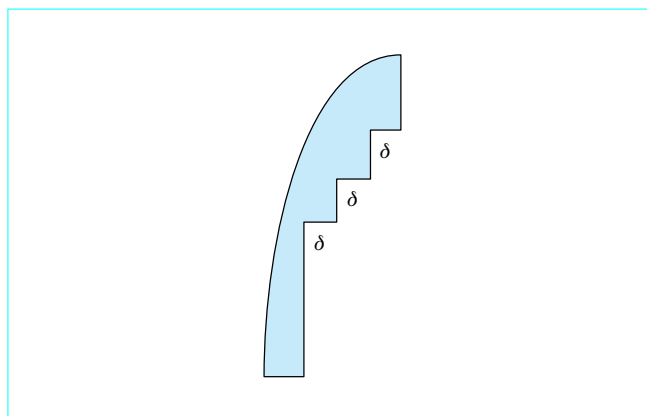


Figure 62 – Zonage d'une lentille

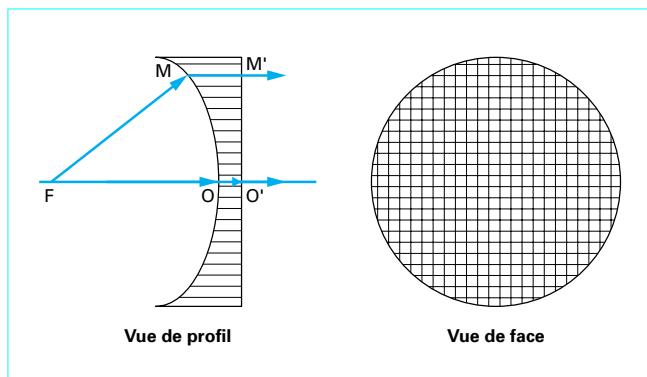


Figure 63 – Lentille utilisant des guides d'ondes : description

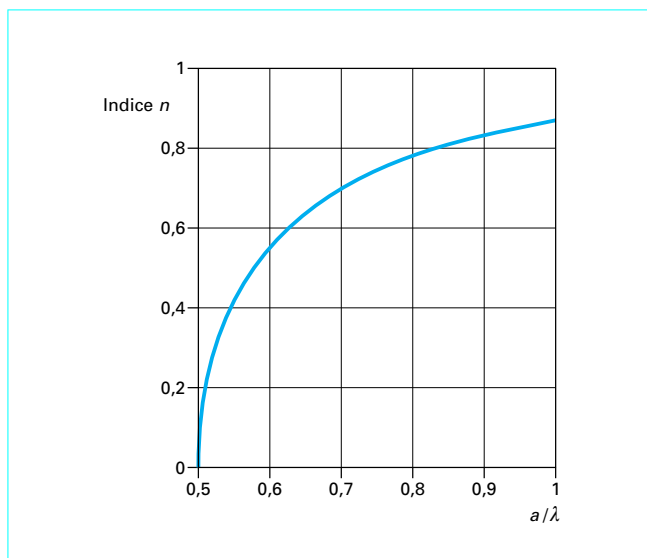


Figure 64 – Lentille utilisant des guides d'ondes : variation de l'indice n

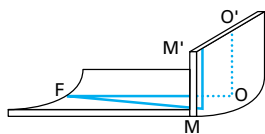


Figure 65 – Lentille géodésique

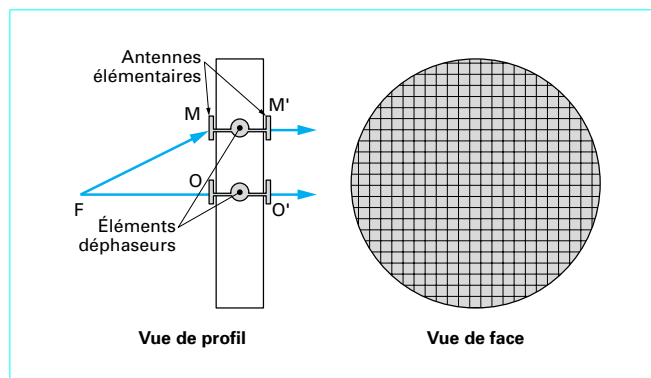


Figure 66 – Lentille utilisant des lignes ou lentille *contrainte*

visant le foyer, l'autre l'extérieur. Un élément déphaseur (éventuellement, un bout de ligne) est introduit entre les deux antennes, ce qui permet d'avoir des chemins électriques FOO' et FMM' égaux à un multiple (éventuellement zéro) de longueur d'onde près.

Les lentilles de ce type peuvent être **très légères** en utilisant des antennes et des lignes imprimées.

Elles peuvent aussi devenir des antennes à **balayage** si le déphaseur est commandable.

3.3.4 Lentille multifocale

3.3.4.1 Lentille de Luneberg

La lentille de Luneberg est une sphère diélectrique (figure 67) dont l'indice varie avec le rayon (figure 68) suivant la loi :

$$n(r) = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2} \quad (47)$$

Les chemins électriques FO et FMM' (figure 67) sont égaux.

L'**intérêt** de la lentille de Luneberg tient en la possibilité de faire des faisceaux identiques, du fait de la symétrie, dans un angle solide important (figure 69).

Cela doit être tempéré par la **difficulté de réalisation**. Généralement on la fabrique en collant des demi-coquilles de faible épaisseur et d'indices variables.

En métallisant une calotte sphérique située autour de F, on réalise une **balise radar** de bonne surface équivalente, dans un angle solide important.

3.3.4.2 Lentilles planes multifocales

Plusieurs types de lentilles planes multifocales ont été réalisées suivant le principe décrit au paragraphe 3.1.4. On les appelle aussi **lentilles aplanétiques**.

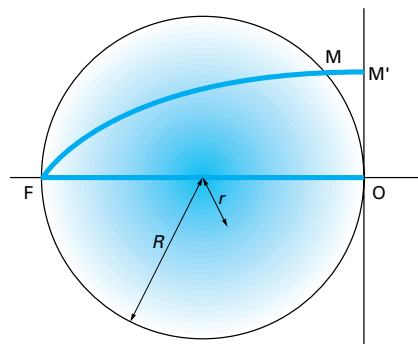


Figure 67 – Lentille de Luneberg : description

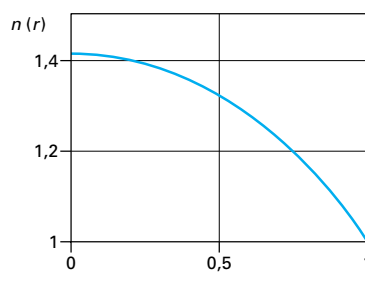


Figure 68 – Lentille de Luneberg : variation de l'indice n

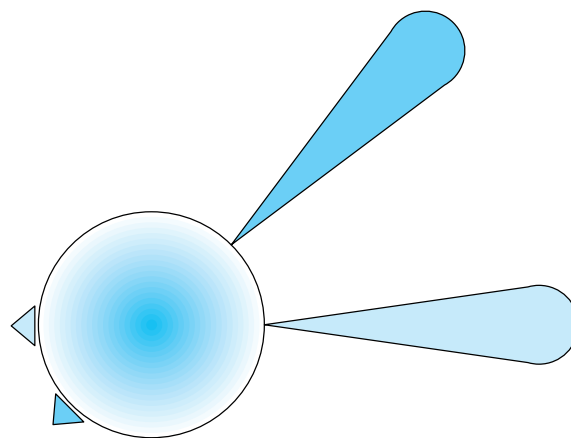


Figure 69 – Lentille de Luneberg utilisée en multifaisceau

La lentille est généralement imprimée sur un diélectrique de permittivité élevée, afin de réduire les dimensions. Couramment, on demande la formation de faisceau dans un angle de 120°.

La figure 70 représente une telle lentille.

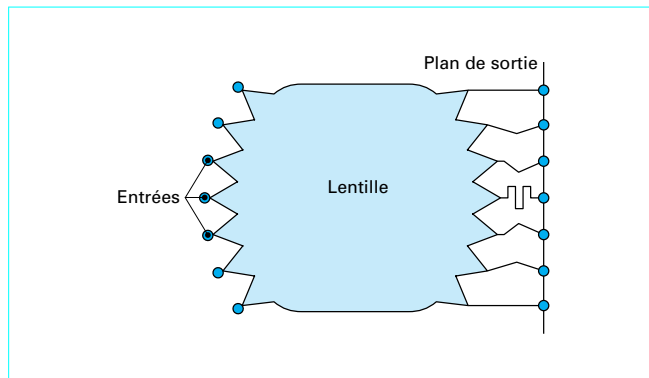


Figure 70 – Lentille plane multifocale

Les **entrées** fournissent en sortie des lois d'illumination ayant des phases linéaires. On obtient ainsi un jeu de diagrammes de bonne qualité couvrant un angle important. Le choix des courbes d'entrée et de sortie de la lentille et les lignes qui vont jusqu'au plan de sortie du système permettent de fixer plusieurs pseudo-foyers assurant un bon aplanétisme.

Sans entrer dans les détails citons les diverses variantes :

- Rotman-Turner ;
- Archer ;
- R-kR...

3.3.4.3 Matrices

Il faut citer, ici, les matrices qui visent le même objectif que les lentilles précédentes, à savoir obtenir plusieurs faisceaux de bonne qualité couvrant un angle important (90 à 120°).

Ces lentilles sont un assemblage de lignes et de coupleurs. On en parlera dans le fascicule [E 3 288] *Antennes-Éléments connexes*.

Les plus employées sont les matrices de Butler et de Blass.

4. Réseaux

4.1 Réseaux linéaires

Les réseaux linéaires sont utilisés principalement en radar :

- soit directement pour certaines applications telles que radars secondaires (ou IFF, *Interrogation Friend or Foe*), radars de trafic maritime...
- soit, plus généralement, comme composant d'une structure plus complexe.

On peut, par exemple, les empiler pour former une **antenne dalle**, c'est-à-dire un réseau plan. On peut aussi les utiliser au foyer d'un réflecteur cylindro-parabolique, obtenant ainsi une **antenne mixte**. Dans ce cas, l'onde émise par le réseau est cylindrique tant que la distance est beaucoup plus petite que $2d^2/\lambda$, d étant la distance au réseau. Cette onde est transformée en onde plane par le réflecteur cylindrique.

On peut classer les réseaux linéaires en deux types :

- les réseaux **dispersifs**, qui ont une direction de rayonnement maximal qui varie avec la longueur d'onde ;
- les réseaux **non dispersifs**, c'est-à-dire ceux dont la direction de rayonnement maximal ne dépend pas de la longueur d'onde.

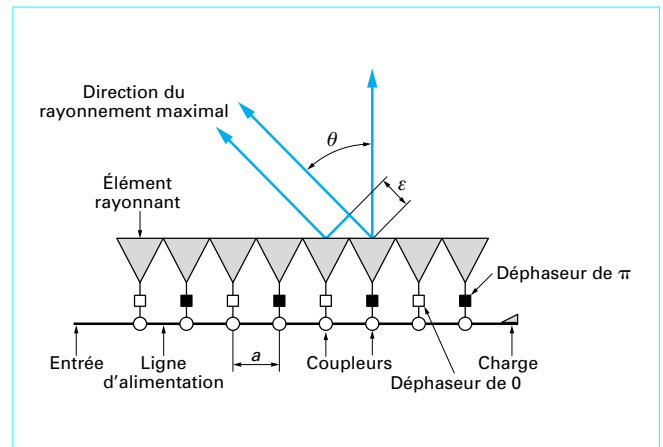


Figure 71 – Réseau linéaire dispersif : description

4.1.1 Réseaux linéaires dispersifs

4.1.1.1 Principe

Ces réseaux sont aussi appelés réseaux à **alimentation série**, parce que les différentes sources rayonnantes sont alimentées successivement à partir d'une seule ligne d'alimentation.

On demande généralement à ces réseaux d'avoir les trois **propriétés** suivantes :

- absence de lobe de réseau ;
- TOS (taux d'ondes stationnaire) faible, comme toute antenne qui se respecte... ;
- direction du rayonnement maximal voisin de la normale au réseau.

La structure générale représentée par la figure 71 permet de satisfaire ces trois exigences.

4.1.1.1.1 Balayage angulaire standard

Le pas a entre deux sources est très voisin d'une demi-longueur d'onde dans la ligne d'alimentation :

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{\lambda_g}{2} - \varepsilon \\ \varepsilon &\ll \lambda_g \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

avec λ_g longueur d'onde dans la ligne d'alimentation.

Le déphasage apporté par la ligne entre deux sources est donc voisin de 180°.

La **direction de rayonnement maximal** est la direction pour laquelle toutes les sources rayonnent en phase, c'est donc, compte tenu du déphaseur de π existant en série avec chaque source, la direction donnée par :

$$2\pi \frac{a}{\lambda_g} + 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin \theta = \pi$$

soit encore :

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{2a} - \frac{\lambda}{\lambda_g}$$

■ Les sources rayonnent en phase puisque le déphasage total est de 2π .

■ Si le pas est exactement égal à une demi-longueur d'onde dans le guide, alors le maximum de rayonnement correspond à la normale au guide, ce qui est souvent le but recherché ; toutes les réflexions dues aux éléments rayonnants et aux coupleurs se retrouvent, alors, en phase à l'entrée du guide, provoquant généralement un TOS très grand. Aussi, généralement, on ne cherche pas à rayonner suivant la normale avec ce type d'antenne, mais juste d'un côté ou de l'autre.

■ Le pas entre deux sources étant voisin de $\lambda/2$, si la bande de fréquence n'est pas trop grande, il n'y a pas de lobes de réseau.

■ Lorsque la fréquence varie, la direction du maximum varie également. On peut ainsi obtenir un balayage électronique très simplement en faisant varier la fréquence dans une bande donnée.

Le **balayage angulaire** (en radians) obtenu avec une bande de fréquence est donné par la formule approximative suivante :

$$\Delta\theta = \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{\Delta f}{f} \quad (49)$$

avec Δf excursion de fréquence,
 f fréquence centrale.

■ Application numérique

Avec :

— $\Delta f/f = 10\%$ valeur typique pour un émetteur classique ;

— $\frac{\lambda_g}{\lambda} = 1,4$ valeur typique obtenue dans un guide d'ondes rectangulaire,

on obtient :

$$\Delta\theta = 0,14 \text{ soit environ } 8^\circ.$$

4.1.1.2 Augmentation du balayage angulaire

Dans certaines applications, on peut chercher à obtenir un grand balayage angulaire avec la même largeur de bande de fréquence. Alors, il faut utiliser une **ligne à méandres** telle que illustrée sur la figure 72.

Le **balayage angulaire** est alors :

$$\Delta\theta = \frac{\ell}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{\Delta f}{f} \quad (50)$$

avec ℓ longueur de ligne entre deux éléments rayonnants.

■ Application numérique

Si on veut balayer angulairement de 15° avec la même excursion de fréquence de 10% , et le même guide rectangulaire que paragraphe 4.1.1.1.1, il faut réaliser une ligne à méandres telle que :

$$\frac{\ell}{a} = 1,87$$

4.1.1.2 Exemples de réseaux linéaires dispersifs

4.1.1.2.1 Guides à fentes

Les guides à fentes sont des réseaux linéaires dispersifs très utilisés, parce qu'ils sont faciles à réaliser et donc économiques, à faibles pertes ; ils peuvent de plus fournir des diagrammes à très faibles lobes de réseau.

Si le balayage n'est pas une propriété recherchée, il faut tenir compte du fait que la direction du faisceau varie avec la fréquence (*sqint*).

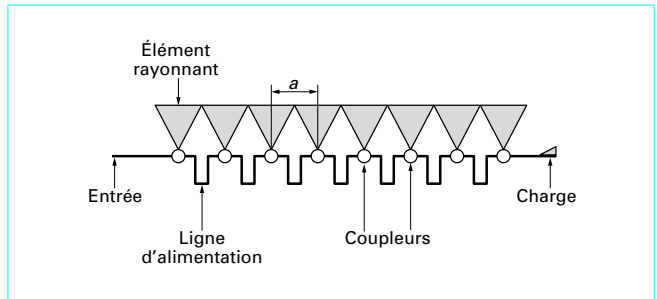


Figure 72 – Réseau linéaire dispersif avec ligne à méandres

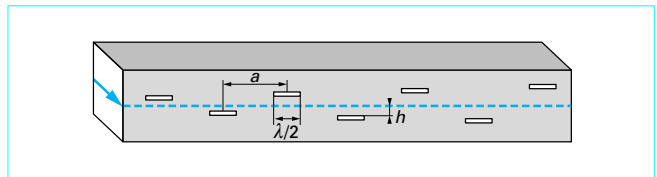


Figure 73 – Guide d'ondes avec fentes sur le grand côté

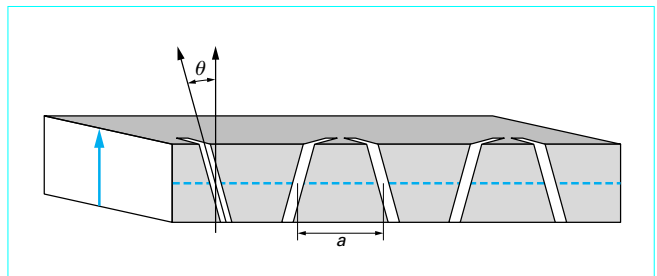


Figure 74 – Guide d'ondes avec fentes sur le petit côté

Les fentes peuvent être réalisées soit sur le grand côté, soit sur le petit côté (§ 1.3).

■ Guides à fentes sur le grand côté

● La figure 73 représente un guide avec fentes sur le grand côté du guide. Les fentes sont parallèles à son axe.

La distance h contrôle le couplage du guide à la fente ; le couplage est nul lorsque la fente est sur l'axe ($h = 0$) et croît avec h .

Le déphasage de π est réalisé en alternant les fentes par rapport au plan médian.

● La fente est **sélective**, c'est-à-dire qu'elle ne rayonne bien et ne couple bien qu'à une fréquence telle que sa longueur est la moitié de la longueur d'onde dans le vide et dans une faible bande (quelques pour-cent) autour de cette fréquence.

Les centres de phase des fentes, dans ce type de guide, ne sont pas alignés, aussi l'absence de lobes de réseau n'existe rigoureusement que dans le plan médian du guide.

● Si le guide est long (quelques dizaines de λ), la **dynamique** des coupleurs (rapport entre le couplage le plus élevé et le couplage le plus faible) est grand.

■ Guides à fentes sur le petit côté

● La figure 74 représente un guide avec fentes sur le petit côté du guide.

Le pas a est légèrement inférieur ou légèrement supérieur à la demi-longueur d'onde dans le guide.

L'angle θ contrôle le couplage du guide à la fente ; le couplage est nul lorsque la fente est perpendiculaire à l'axe du guide ($\theta = 0$) et croît avec θ .

Le déphasage de π est réalisé en alternant les fentes par rapport à la normale à l'axe.

- La fente est **sélective**, c'est-à-dire qu'elle ne rayonne bien et ne couple bien qu'à une fréquence telle que sa longueur est la moitié de la longueur d'onde dans le vide et dans une faible bande (quelques pour-cent) autour de cette fréquence.

Un **inconvénient** de cette structure est qu'elle rayonne aussi en polarisation croisée.

On peut y remédier en introduisant, à l'intérieur du guide, un obstacle réalisant le couplage avec des fentes perpendiculaires à l'axe du guide (§ 1.3.2.3). Dans ce cas, l'élément de couplage est peu sélectif et on peut obtenir une bande passante de 15 à 20 %.

- Si le guide est long (quelques dizaines de λ), la **dynamique** des coupleurs (rapport entre le couplage le plus élevé et le couplage le plus faible) est grand.

4.1.1.2.2 Guide à hélices

La figure 75 représente un guide à hélices.

Les éléments rayonnants sont des hélices.

Le pas a est légèrement inférieur ou légèrement supérieur à la demi-longueur d'onde dans le guide.

L'enfoncement h de l'âme de l'hélice dans le plan médian du guide contrôle le couplage : le couplage est nul lorsque l'enfoncement est nul et croît avec celui-ci.

Le déphasage de π est réalisé en tournant les hélices de 180° de l'une à l'autre.

On peut être amené, avec ce type de solution, à adapter chaque hélice avec un obstacle situé à environ $\lambda_g/4$ de l'hélice.

4.1.1.2.3 Guide en auge

Le guide en auge ou **guide ouvert** est un guide représenté figure 76.

Pourvu que d soit plus petit que $\lambda/2$, que e soit de l'ordre de $\lambda/4$, et que ℓ soit suffisant pour atténuer les modes supérieurs, le guide en auge, excité en mode impair, ne rayonne pas tant qu'il n'y a pas d'obstacle dissymétrique à l'intérieur du guide.

■ La figure 77 donne un **exemple** de réseau dispersif utilisant un guide en auge.

L'antenne élémentaire est constituée par un barreau métallique joignant l'âme centrale à l'un des côtés. Le déphasage de π se fait en alternant les barreaux par rapport à l'âme centrale. Le coefficient de couplage est contrôlé par la distance h (si h est nul, le couplage est nul).

Il est intéressant pour le TOS et pour la qualité de la loi d'illumination d'avoir des obstacles adaptés, c'est-à-dire des obstacles qui ne renvoient aucune énergie vers l'entrée du guide. Cela peut se faire en utilisant deux barreaux pour une source élémentaire d'enfoncement légèrement différent.

Cette structure est à large bande (30 % ont été réalisés).

■ L'**inconvénient** du guide à auge est sa réalisation mécanique relativement compliquée, par rapport à celle d'un guide rectangulaire, en raison du côté ouvert et de la nécessité de bien centrer l'âme centrale sous peine de fuites qui entraîneraient des pertes et des rayonnements parasites.

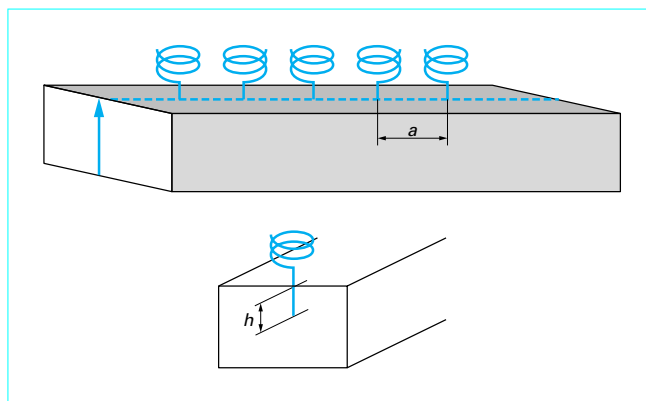


Figure 75 – Guide d'ondes avec hélices

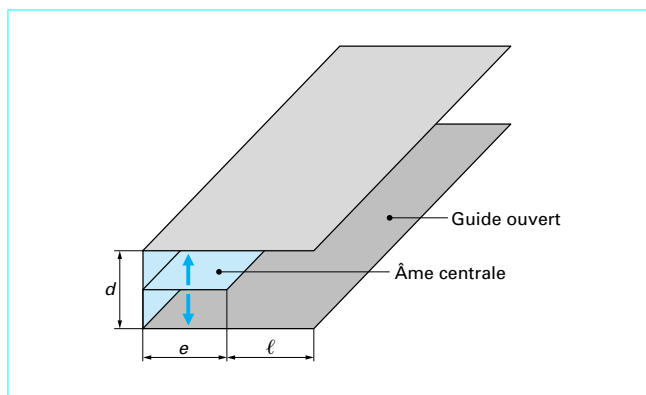


Figure 76 – Guide d'ondes en auge

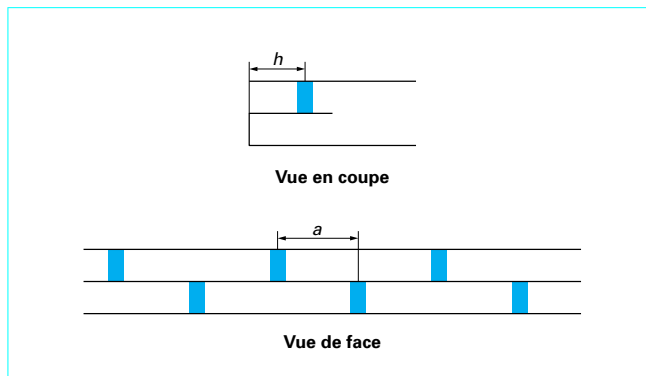


Figure 77 – Guide d'ondes en auge avec obstacles rayonnants

■ Variantes

De nombreux autres types d'obstacles peuvent être envisagés tels que :

- des volets perpendiculaires à l'axe du guide et de profondeur variable ;
- des lames collées au fond, de largeur égale à une demi-longueur d'onde guidée et d'épaisseur variable avec le couplage souhaité.

4.1.2 Réseaux linéaires non dispersifs

Le gros inconvénient des réseaux dispersifs est la variation de leur direction de rayonnement maximal avec la fréquence. Si parfois cette propriété est un avantage (balayage électronique par la fréquence), généralement c'est un handicap qui oblige à réaliser des réseaux non dispersifs ou encore **apériodiques** ; ceux-ci ont la propriété d'avoir un faisceau fixe quelle que soit la fréquence et la plupart du temps dans la direction normale au réseau.

Dans un tel réseau, l'alimentation des éléments rayonnants est faite **en parallèle**, c'est-à-dire que tous les chemins électriques entre chacun et l'entrée de l'antenne sont égaux.

Les réseaux linéaires non dispersifs peuvent être caractérisés par :

- la nature du distributeur ;
- le type de ligne ;
- l'antenne élémentaire ;
- le type de coupleur.

4.1.2.1 Distributeur

La figure 78 montre les deux types de distributeurs apériodiques généralement utilisés.

4.1.2.2 Ligne et antenne

Tous les types de lignes sont utilisables et ont été utilisés. Le tableau 5 les compare entre elles et indique le type d'antenne le mieux adapté.

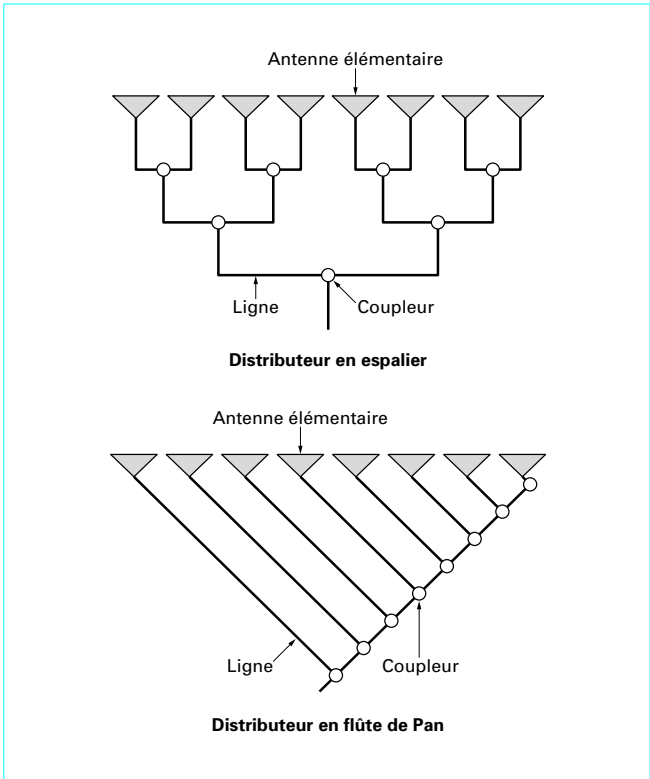


Figure 78 – Distributeurs apériodiques

Type	Avantages principaux	Inconvénients principaux	Antennes élémentaires préférentielles
coaxial	— peu coûteux — souplesse pour le « packaging »	— connectique complexe — pertes	— dipôle — hélice
guide rectangulaire	— très faibles pertes — apte aux puissances élevées	— connectique complexe — poids — coût	— cornet
microstrip ou triplaque à diélectrique	— peu cher — léger — apte à la photogravure — intègre facilement des déphaseurs ou des modules actifs	— pertes — incompatible avec des puissances élevées	— patch — dipôle
triplaque à air	— apte à la photogravure — intègre facilement des déphaseurs ou des modules actifs — pertes faibles	— nécessite la pose de très nombreux petits supports (nécessitant un robot pour des réalisations industrielles)	— dipôle — hélice

4.1.2.3 Coupleurs

Les coupleurs peuvent être directifs ou non directifs.

■ Les coupleurs **directifs** ont l'avantage d'être adaptés à chaque entrée, ce qui évite les reréflexions internes dues soit aux tolérances de fabrication, soit à la géométrie du réseau, soit aux variations des composants dans la bande ; ces reréflexions sont sources de rayonnement diffus. Ces coupleurs sont plus complexes et donc plus chers, notamment à cause de la charge qui doit terminer le quatrième accès.

Nota : un coupleur directif comporte 4 accès ; dans les distributeurs, on utilise généralement 3 accès (l'entrée et deux sorties) ; le quatrième accès est fermé sur charge.

■ Les coupleurs **non directifs** qui sont de simples « tés » sont moins chers et moins performants pour les raisons indiquées précédemment.

Si le niveau des latéraux et le niveau du rayonnement diffus doit être très bas et si la bande est grande, il est indispensable d'avoir recours à des coupleurs directifs, au moins pour une partie du réseau.

4.1.3 Réseau linéaire résonnant

Dans ce type de réseau, l'alimentation est du type série, mais la ligne est court-circuitée à son extrémité et il s'établit un régime d'ondes stationnaires. À chaque ventre, on couple une antenne.

Le plus souvent, la ligne est un guide d'ondes rectangulaire et les antennes sont des fentes. Le rayonnement a lieu suivant la normale au guide. La bande de fonctionnement est très faible (quelques pour-cent).

Ce type de réseau permet de réaliser des antennes entièrement en guides et donc à faibles pertes et très plates.

4.2 Réseaux circulaires

Les réseaux circulaires sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle. On va considérer uniquement le cas d'un réseau **régulier** c'est-à-dire un réseau dont le pas est constant. La figure 79 illustre ce type de réseau.

4.2.1 Intérêt du réseau circulaire

C'est l'antenne fixe la plus simple qui permette de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de 360° .

Si chaque source est munie d'un déphaseur, on peut pointer, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques (contrairement, par exemple, à un réseau linéaire dont le diagramme s'élargit d'autant plus que l'on pointe le faisceau loin de la normale).

En radar, si un émetteur avec diagramme de révolution autour d'une verticale éclaire les cibles et si chaque source d'un réseau circulaire est munie d'un module numérique, on peut former simultanément des faisceaux par FFC (*formation de faisceau par calcul*) dans toutes les directions et faire, par exemple, une veille et poursuite permanentes.

4.2.2 Diagramme de rayonnement

- On va supposer que le réseau circulaire a les propriétés suivantes :
 - n sources réparties uniformément, à diagramme omnidirectionnel ;
 - diamètre $d = 2r$;
 - chaque source est munie d'un déphaseur ;
 - la loi de phase est telle que la direction visée est l'axe Ox .

On a alors :

- position des **sources** :

$$i = 0..n-1 \quad ; \quad dt = 2\frac{\pi}{n}$$

$$t_i = i dt \quad ; \quad x_i = r \cos(t_i) \quad ; \quad y_i = r \sin(t_i)$$

avec t_i position angulaire de la source i , caractérisée par l'angle Ox, OM_i , M_i étant la position de la source i ,

dt pas angulaire entre sources consécutives ;

- loi de phase :

$$\phi_i = -2\frac{\pi}{\lambda} x_i$$

- diagramme de **gisement** :

$$f(\theta) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \exp \left[j 2\frac{\pi}{\lambda} (x_i \cos \theta + y_i \sin \theta) \right] \exp(j\phi_i) \quad (51)$$

- diagramme de **site** :

$$f_1(\theta) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \exp \left[j 2\frac{\pi}{\lambda} (x_i \cos \theta) \right] \exp(j\phi_i) \quad (52)$$

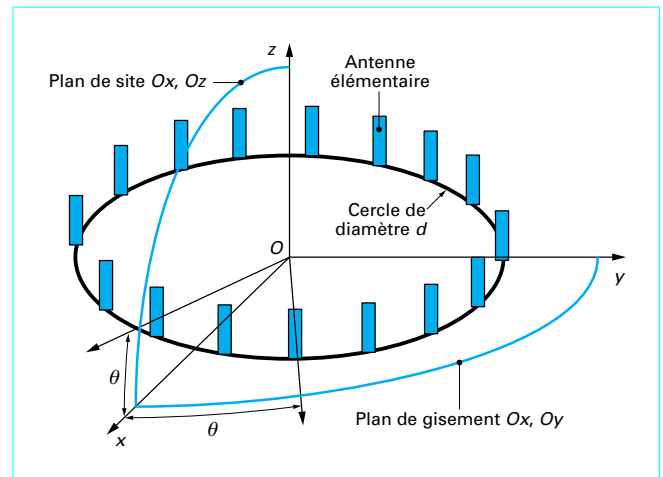


Figure 79 - Réseau circulaire : description

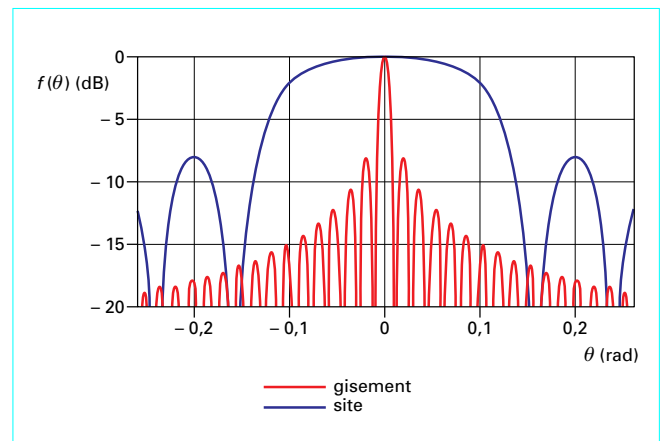


Figure 80 - Réseau circulaire : diagrammes de rayonnement

- **Application numérique** : la figure 80 donne les diagrammes pour les valeurs suivantes :

$$n = 100 \quad ; \quad r = 30 \quad ; \quad \lambda = 1$$

- D'une façon générale, on trouve que le rayonnement a les **propriétés** suivantes :

- gain : n ;
- niveau du premier lobe latéral : -8 dB en site et en gisement ;
- largeur à 3 dB :

- en gisement : $0,72 \frac{\lambda}{d}$,

- en site : $1,70 \sqrt{\frac{\lambda}{d}}$.

4.2.3 Limites

Le niveau élevé des lobes latéraux proches et la faible résolution du diagramme en site sont les deux principaux inconvénients du réseau circulaire, qui, par ailleurs, a l'avantage de sa simplicité.

4.3 Réseau plan

Les réseaux plans sont très utilisés, notamment dans les antennes à balayage électronique qui ont tendance à devenir la norme dans les radars. Dans la suite, on supposera que le réseau est à balayage.

4.3.1 Réseau plan régulier

4.3.1.1 Généralités

Rappelons (cf. [E 3 280] § 3.1.8.1 et 3.2.3.4) que le pointage du faisceau (figure 81) dans la direction u est obtenu par application d'une loi de phase linéaire sur l'ouverture du réseau :

$$\phi(x, y) = \frac{2\pi}{\lambda} (x u_x + y u_y) \quad (53)$$

u_x et u_y étant les composantes du vecteur u suivant Ox et Oy .

Il faut noter que suivant les coordonnées u_x , u_y , le pointage entraîne une simple translation, sans élargissement, du **diagramme**. Dans l'espace réel, au contraire, le faisceau s'élargit en proportion inverse de $\cos\theta$.

Dans les réseaux réguliers, il existe, dans l'espace u_x , u_y , une infinité de lobes de réseaux, c'est-à-dire de directions pour lesquelles, toutes les sources sont en phase à une ou plusieurs fois 2π . Ces lobes sont généralement invisibles ; on dit qu'ils sont dans le **domaine imaginaire**, parce qu'ils correspondent à des directions pour lesquelles :

$$u_x^2 + u_y^2 > 1$$

Cependant, lorsque l'on pointe le faisceau suffisamment loin de l'axe, un lobe de réseau peut entrer dans le domaine réel, ce qui n'est pas souhaitable.

4.3.1.2 Maille et lobe de réseau

Dans les réseaux réguliers, on trouve principalement deux types de mailles : la maille rectangulaire (figure 82a) et la maille triangulaire (figure 82b).

Pour une **zone de balayage conique**, on peut hésiter entre une maille carrée et une maille à triangle équilatéral. Cette dernière permet d'économiser environ 14 % de sources élémentaires sous la même condition d'absence de lobes de réseau.

4.3.1.3 Antenne élémentaire

Les réseaux réguliers comprennent généralement un grand nombre d'antennes élémentaires. Toutes les antennes simples peuvent être utilisées.

Le **choix** dépend des éléments suivants :

- La **polarisation** à rayonner :
 - hélice, patch à double entrée, dipôles en croix pour la polarisation **circulaire** ;
 - dipôle simple, patch, embouchure de guide, petit cornet, fente pour la polarisation **rectiligne**.
- Le type de **distributeur** :
 - un guide, par exemple, est mieux adapté comme antenne élémentaire, si la distribution se fait en **guides d'ondes** ;
 - un dipôle est facile à réaliser, si la distribution est en **triplaque** ou en **microstrip**.
- La **technique** et de l'**emplacement du déphaseur** :
 - si le déphaseur est à **ferite**, le guide d'ondes convient particulièrement bien ;
 - si le déphaseur est à **diodes** implantées sur ligne microstrip, un dipôle imprimé sur le même substrat est la bonne solution.

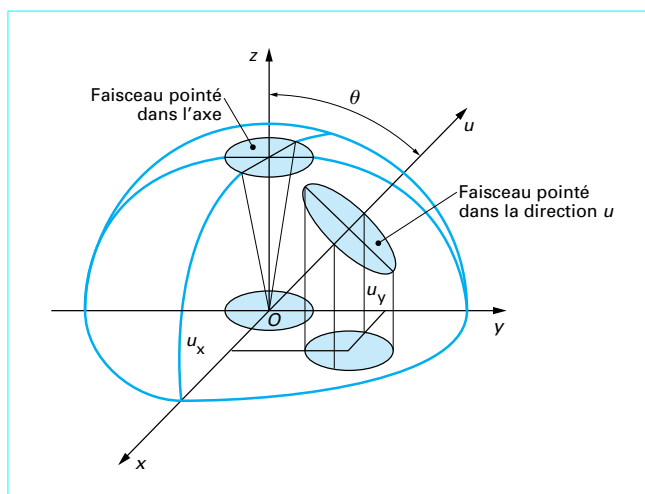


Figure 81 – Réseau plan régulier

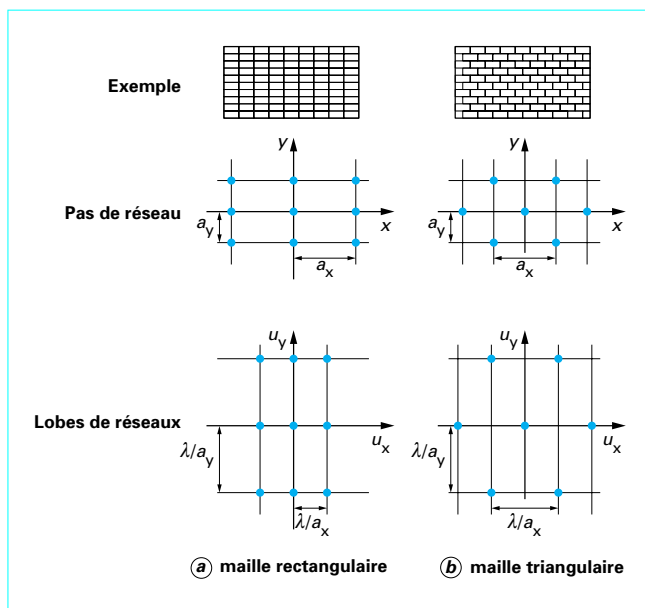


Figure 82 – Types de mailles d'un réseau plan régulier

Rappelons que le **diagramme** d'une source élémentaire en présence de voisins très proches peut différer de beaucoup du diagramme d'une source seule.

Si l'on raisonne à l'émission, l'excitation d'une source entraîne, par **couplage**, une certaine excitation des voisins qui recueillent une partie de l'énergie émise et qui en rerayonnent une autre partie entraînant une modification du diagramme et une réflexion vers l'entrée du réseau.

Dans des cas extrêmes, pour des sources très couplées, on peut obtenir, pour certaines directions un gain nul (**blind effect**).

On montre que, par exemple, des **dipôles en V**, c'est-à-dire des dipôles dont les deux bras ne sont pas alignés mais forment un angle de 120° environ sont moins couplés avec leurs voisins que des dipôles alignés. Leur utilisation est donc préférable.

4.3.1.4 Distributeur

Le distributeur, c'est-à-dire le dispositif utilisé pour répartir l'énergie depuis le point d'entrée jusqu'aux éléments rayonnants du réseau (si l'on raisonne à l'émission), a un rôle fondamental. Il contribue grandement au rendement de l'antenne. De lui dépend aussi la plus ou moins grande facilité de réaliser des diagrammes auxiliaires tels que des diagrammes différence pour des antennes « monopulse ».

4.3.1.4.1 Distribution par lignes

Quand la distribution se fait uniquement par des lignes, on parle parfois d'**antenne « dalle »**.

■ La figure 83 en donne un exemple : le **réseau plan à balayage vertical**.

Les modules élémentaires, déphaseur plus antenne, sont d'abord regroupés par l'intermédiaire d'un distributeur horizontal, un espalier par exemple. Ceux-ci sont ensuite regroupés à l'aide d'un distributeur vertical.

On peut former une voie différence **gisement**, de médiocre qualité quant à la pente et au rendement, en utilisant la voie différence du coupleur d'entrée ; il faut alors un deuxième distributeur vertical pour réunir ces sorties.

De même on peut obtenir une **mauvaise** voie différence **site** par le premier coupleur du distributeur vertical. Si l'on veut une **bonne** voie différence site, il faut utiliser un distributeur à plusieurs faisceaux tel qu'une matrice de Blass.

■ Outre la distribution de l'énergie en hyperfréquence qui vient d'être décrite, il y a une distribution de la commande, de l'alimentation et parfois du refroidissement des déphaseurs.

Par rapport au schéma de la figure 83, il y a de nombreuses variantes possibles. Citons :

— **balayage en site** seulement : un seul déphaseur à l'entrée du distributeur vertical est alors nécessaire ;

— **antenne active** : les modules comportent alors, en plus du déphaseur, des amplificateurs à l'émission et à la réception et éventuellement un atténuateur ; il faut distribuer, à chaque module, l'alimentation, les commandes, la puissance hyperfréquence, la calibration (nécessaire pour tenir compte des différences entre modules) et, souvent, le refroidissement de l'amplificateur de puissance.

Dans le rendement de l'antenne, il faut bien sûr prendre en compte toutes les pertes : distributeurs et déphaseurs.

■ La figure 84 donne un autre exemple de distributeur à lignes : le **distributeur plan galette**.

Il peut être imprimé en une seule fois. Il convient pour de petites antennes (ou pour des sous-réseaux), pour des applications dans lesquelles les pertes sont acceptables.

Pour une application sans balayage, l'antenne peut elle aussi être imprimée en même temps que le distributeur.

4.3.1.4.2 Distribution par propagation

La distribution par ligne évite tout *spillover* (rayonnement par débordement), permet d'optimiser les lois d'illumination (au moins pour la voie somme), permet d'obtenir une épaisseur d'antenne petite devant ses autres dimensions, mais elle est complexe et coûteuse.

Une autre solution, très simple, pour la distribution, consiste à utiliser, comme dans les réflecteurs ou les lentilles, une source primaire dont le rayonnement distribue directement l'énergie au réseau.

■ Distribution dans un volume

Les figures 85 et 86 donnent les principes de la distribution de type lentille et réflecteur (réseau réflecteur).

Pour ces deux solutions, la réalisation de voies différences est très facile, il suffit d'utiliser une source multimode ou à plusieurs cornets. Les pertes de distribution ne comprennent que les pertes par *spillover*.

On peut utiliser des sources distinctes à l'émission et à la réception (si les déphaseurs sont suffisamment rapides pour permettre une refocalisation pendant un court temps de la récurrence radar).

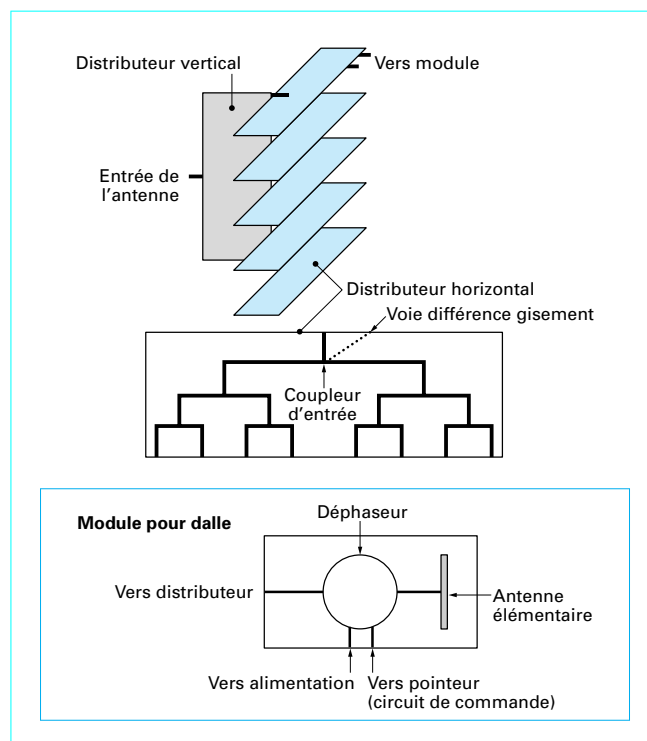


Figure 83 – Réseau plan à balayage vertical : exemple

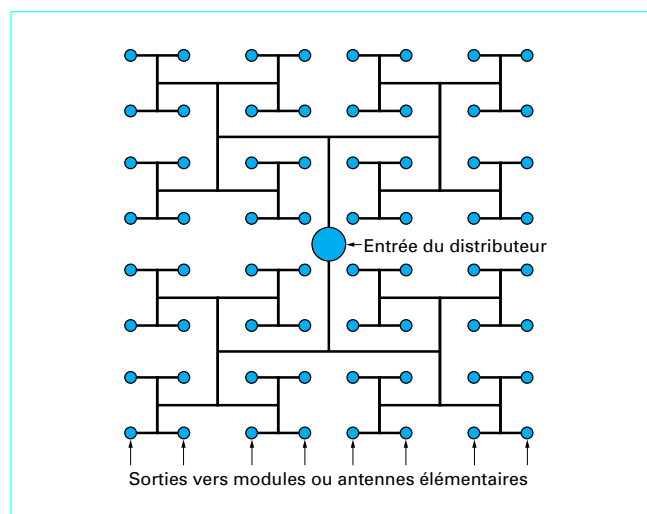


Figure 84 – Distributeur plan galette

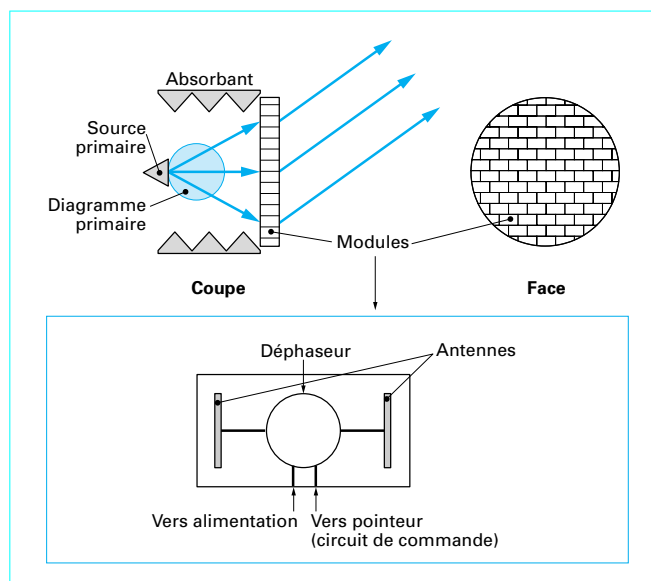


Figure 85 – Distribution du type lentille

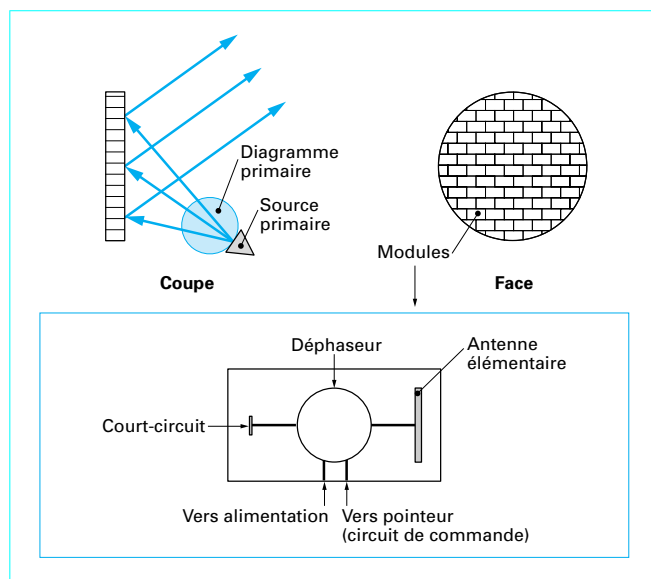


Figure 86 – Distribution du type réseau réflecteur

■ La **lentille** (figure 85) permet d'éviter le rayonnement du spillover avec de l'absorbant.

■ Le **réseau réflecteur** (figure 86) n'a qu'une face active. Il permet un accès arrière bien commode pour organiser toute l'intendance liée au balayage électronique. Il se prête bien à l'utilisation de techniques imprimées économiques.

Il souffre cependant d'**inconvénients** par rapport à la lentille :

- **offset** de la source primaire (si l'on veut éviter le masque) qui réduit ses qualités en antenne de poursuite ;
- **spillover** ;
- chaque déphaseur est utilisé à l'aller et au retour de l'onde ; par rapport à un trajet simple (cas de la lentille) il doit supporter des

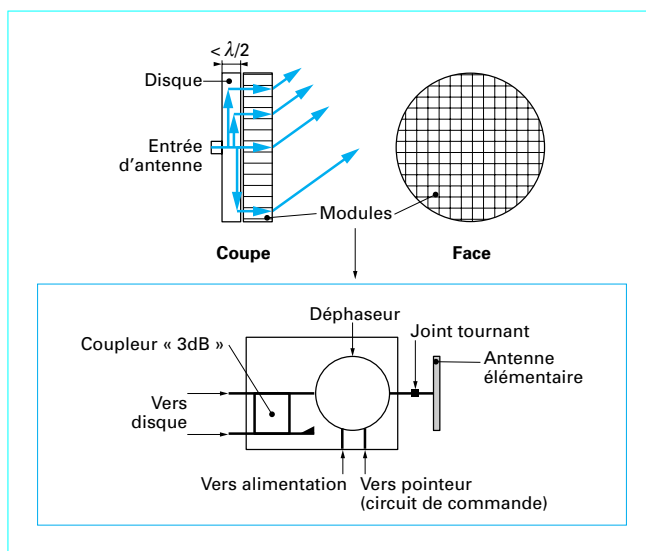


Figure 87 – Distribution du type disque

surtensions d'un facteur de 4 ; il est donc plus **complexe** que le déphaseur de la lentille ;

— une partie de l'énergie rayonnée ne rentre pas dans le module, mais est rayonnée directement par la face avant sans être déphasée ; il en résulte un **diagramme parasite**, image atténuée de la source primaire sur la face avant.

Malgré ces inconvénients, le réseau réflecteur offre des potentialités d'antenne à balayage électronique nettement moins coûteuses que les autres techniques et garde donc tout son intérêt.

■ Distribution dans un plan

Le **disque** (figure 87) est un autre type de distributeur pour réseau plan.

Un cylindre très peu épais ($< \lambda/2$), formé par deux plans conducteurs, est le milieu dans lequel rayonne la source primaire située dans l'axe et réduite à l'âme d'un coaxial. Les ondes radiales sont captées par les modules grâce à deux plongeurs (placés sur des rayons) dont la longueur permet de régler la quantité d'énergie captée. Ce type de couplage est directif, il empêche la reréflexion vers le centre.

Les modules étant alignés suivant des rayons, il est nécessaire de munir le module d'un petit joint tournant pour que tous les dipôles soient parallèles.

On peut aussi utiliser une hélice comme antenne élémentaire, ce qui supprime le joint tournant.

En générant des modes supérieurs de la ligne coaxiale d'entrée, il est possible de réaliser des voies différences dans deux plans orthogonaux.

Ce type d'antenne présente l'**avantage** d'une très faible épaisseur, mais il est intrinsèquement à bande étroite du fait de la grande différence de trajet entre la source centrale et les sources périphériques.

4.3.1.5 Sous-réseaux

Un grand réseau plan peut être divisé en sous-réseaux identiques (figure 88) :

- soit pour simplifier la fabrication et l'assemblage ;
- soit pour introduire, au niveau du sous-réseau, des amplificateurs à l'émission et ou à la réception dans les antennes actives, ou des retards variables dans les antennes à balayage électronique.

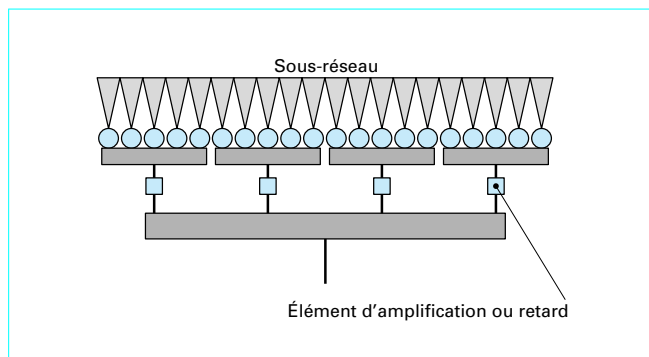


Figure 88 – Sous-réseaux

L'introduction de **retards variables**, constitués, par exemple, par des éléments de lignes commutables, permet d'élargir de beaucoup la bande passante, qui devient celle du sous-réseau.

Un **inconvénient** des sous-réseaux, qui sont habituellement à illumination uniforme, est qu'il est difficile de réaliser une loi d'illumination *taperisée* (dégressive), sauf avec des effets de marches qui entraînent des lobes de quantification importants.

4.3.2 Réseau plan raréfié

4.3.2.1 Généralités

La figure 89 donne un **exemple** de réseau raréfié. La surface est un carré de côté égal à 100λ ; chaque source est supposée occuper un carré de côté égal à $\lambda/2$. On peut donc le remplir avec 40 000 sources élémentaires. Il a été raréfié avec un taux de 1 %, il ne reste donc plus que 400 sources.

- On peut raréfier un réseau plan :
 - soit, comme sur la figure 89, en plaçant aléatoirement des sources sur une surface donnée ;
 - soit, en enlevant, au hasard, des sources d'un réseau régulier.

On peut aussi raréfier en suivant une loi de pondération, pour approximer une loi d'illumination dégressive.

L'**intérêt** d'un réseau raréfié est d'obtenir un faisceau fin avec peu de sources. La forme du lobe principal et donc sa largeur à 3 dB sont les mêmes que celles du réseau plein.

Par contre, l'**inconvénient** est le gain, qui est proportionnel au seul nombre d'éléments, et le niveau des lobes latéraux, qui devient très élevé.

Pour un **réseau à densité moyenne constante**, comme en figure 89, on a sensiblement :

- pour la largeur à 3 dB (rad) :

$$\theta_{3\text{ dB}} = 0,89 \frac{\lambda}{d}$$

- pour le gain :

$$G = n_s g \quad (54)$$

$$L = \frac{1}{n_s}$$

avec d : largeur de l'antenne,
 n_s : nombre de sources,
 g : gain élémentaire d'une source,
 L : niveau moyen des lobes latéraux.

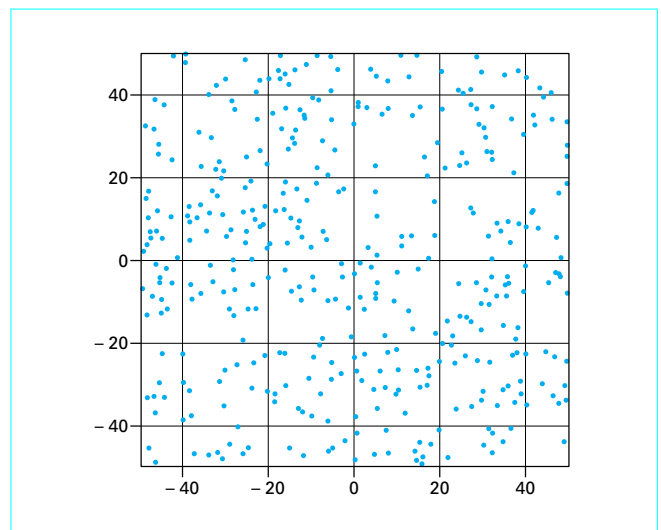


Figure 89 – Réseau plan raréfié : représentation

■ **Application numérique** : on obtient le tableau 6, avec :

$$d = 100\lambda ; \quad g = 3\text{ dB}$$

et la largeur à 3 dB est :

$$\theta_{3\text{ dB}} = 0,89 \frac{\lambda}{d} \text{ rad, soit } 0,51^\circ$$

Tableau 6 – Gain et niveau moyen des lobes latéraux lointains pour un réseau plan raréfié

Nombre de sources (%)	Nombre de sources (unités)	Gain (dB)	Niveau moyen des lobes latéraux lointains (dB)
100	40 000	49	-46
33	13 200	44	-1
10	4 000	39	-36
3	1 200	34	-31
1	400	29	-26

Il faut noter que le niveau des lobes latéraux fluctue beaucoup autour de la valeur moyenne (plusieurs dB). Cela réduit l'intérêt des réseaux raréfiés.

La figure 90 donne le diagramme dans un des plans principaux du réseau raréfié représenté figure 89 (400 sources).

Les lobes proches sont à 13 dB conformément au choix d'une loi d'illumination uniforme.

Parfois, lorsque la raréfaction se fait à partir d'un réseau régulier, les sources ôtées sont remplacées par des sources fermées sur charge, c'est-à-dire non alimentées. Cela assure l'identité des diagrammes élémentaires.

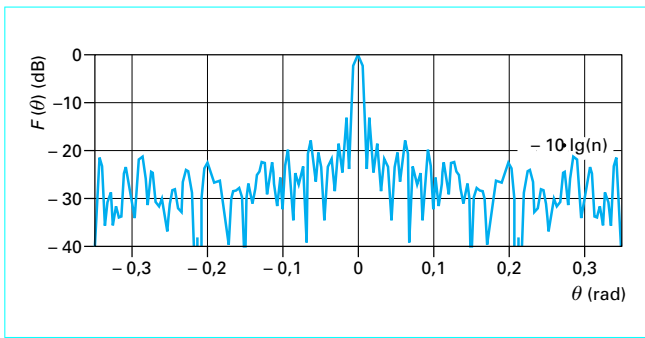


Figure 90 – Réseau plan raréfié : diagramme en gisement de rayonnement

4.3.2.2 Réseau non redondant

■ Un réseau non redondant est un réseau raréfié particulier. On va le décrire en le supposant, pour simplifier, linéaire.

Dans un tel réseau de pas constant (figure 91), on cherche à mettre le moins de sources possibles, en ayant, cependant, tous (et une seule fois *sans omission* et *sans répétition*) les multiples possibles du pas élémentaire.

Dans l'exemple décrit, on voit que les multiples 1, 2, 3, 4, 5, 6 sont représentés, une seule fois.

On montre que si le réseau est éclairé par des émetteurs de bruit blanc (des brouilleurs par exemple), la détermination des six corrélations des six paires de sources suffit pour déterminer les directions et les amplitudes des brouilleurs (en nombre inférieur ou égal à six).

■ Si on augmente le nombre de sources, on trouve plusieurs fois certains multiples de pas, les réseaux deviennent redondants ; parmi eux, on peut, cependant, trouver un ou plusieurs réseaux à **redondance minimale**, et donc économiques et qui peuvent résoudre le problème.

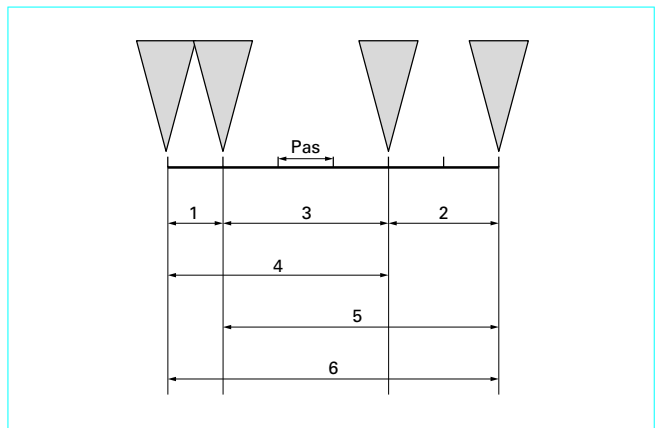


Figure 91 – Réseau non redondant

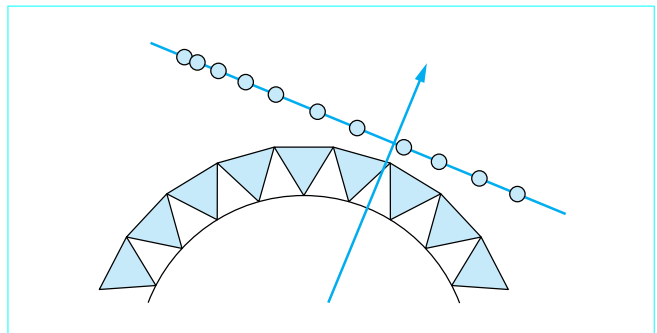


Figure 92 – Réseau conformé

4.4 Réseau conformé

4.4.1 Généralités

Un réseau conformé est un réseau (figure 92) disposé sur une surface non plane soit pour des raisons d'aérodynamique (réseau implanté sur une fusée ou sur un avion...), soit pour des raisons d'une meilleure adaptation à une mission donnée (le cylindre, par exemple, pour un balayage sur 360°).

Si on le compare avec un réseau plan, un **avantage** du réseau conformé est que la projection des centres de phase des sources sur un plan perpendiculaire à la direction visée n'est plus celle d'un réseau régulier, compte tenu de la courbure, ce qui atténue les ennuis de lobe de réseau.

Les **inconvénients** principaux sont les orientations des sources, qui sont toutes différentes, et donc :

- dans une direction donnée, les gains sont différents ; le diagramme n'est plus factorisable ; il en résulte que la synthèse d'un tel réseau est plus complexe, d'autant plus qu'il se crée des *ondes rampantes*, sources de couplage et de rayonnements parasites ;
- les vecteurs polarisation des sources élémentaires ne sont plus colinéaires, d'où perte de gain, augmentation du rayonnement diffus et rayonnement en polarisation orthogonale ;
- pour une direction visée donnée, il faut éteindre les sources extrêmes dont le rayonnement est nul dans la direction visée (ou même orienté vers l'arrière de la direction visée) ;
- la réalisation du distributeur est beaucoup plus complexe.

4.4.2 Réseau cylindrique

■ Le réseau cylindrique est bien adapté pour balayer un faisceau sur 360° en gisement, sans déformation, en raison de son axe de symétrie circulaire. Un quadruple réseau plan remplit la même fonction, mais le faisceau ne demeure pas constant ; il s'élargit entre la position normale et la position à 45° suivant la loi $1/\cos\theta$.

● Le réseau cylindrique est généralement constitué de **sources** régulièrement **réparties** sur un cylindre, comme sur la figure 93.

● Pour illustrer les spécificités du réseau cylindrique, une **analyse numérique** d'un cas simple est donnée par :

- diamètre du cylindre : 20λ ;
- pas entre sources : $0,5 \lambda$;
- nombre de rangées : 1 ;
- diagramme d'une source :
 - de révolution autour de l'axe de la source,
 - proportionnel au cosinus de l'angle que fait cet axe avec la direction donnée jusqu'à 90°,
 - nul au-delà de 90° ;
- les sources ont une phase origine telle qu'elles rayonnent en phase dans la direction O_x ;
- une loi d'amplitude dégressive du type gaussienne tronquée est appliquée, caractérisée par le niveau en dB sur les bords du réseau ;
- la partie active est : θ_0 ;
- une direction de rayonnement est caractérisée par les angles :
 - de gisement θ ,
 - et de site ϕ .

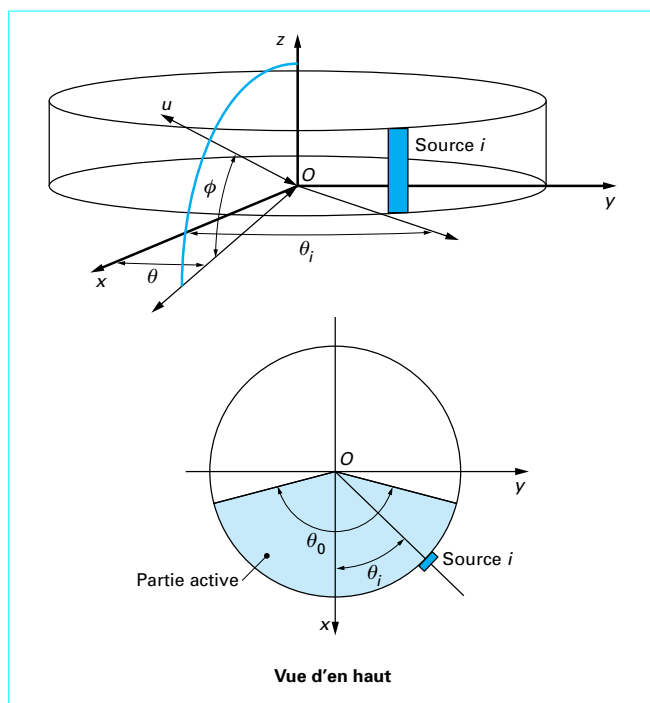


Figure 93 – Réseau cylindrique : représentation

■ Influence de l'angle déterminant la partie active

Les figures 94 donnent le diagramme en gisement, à site nul, pour différentes valeurs de θ_0 (avec un recouvrement de -10 dB sur les bords).

On voit le **phénomène dit des oreilles**, spécifique d'une antenne cylindrique, dû au fait que les sources extrêmes visent loin de la direction souhaitée. On prend donc généralement un angle $< 120^\circ$, pour que ce phénomène soit tolérable.

■ Élargissement du diagramme en site

Un autre phénomène caractéristique du réseau cylindrique est son **élargissement important à site moyen**. Cela est dû au fait que la correction de phase apportée pour pointer dans le plan de site nul, ne convient plus à site élevé, contrairement à ce qui se passe pour un réseau linéaire. La figure 95 illustre ce phénomène.

La largeur relative du diagramme ne se conserve que jusqu'à une vingtaine de degrés, ce qui est suffisant pour beaucoup d'applica-

tions ; cela ne convient pas, par exemple, pour une antenne à diagramme cosécanté jusqu'à un angle élevé, l'antenne ne fournissant plus, alors, une mesure d'angle suffisamment précise.

■ Quelques caractéristiques du diagramme d'un réseau cylindrique

Le tableau 7 donne des caractéristiques du diagramme en gisement (à site nul) pour différents niveaux de recouvrement.

Tableau 7 – Caractéristiques du diagramme d'un réseau cylindrique en gisement (à site nul) pour différents niveaux de recouvrement

Niveau de recouvrement sur les bords (dB)	Largeur à 3 dB (en $\lambda/\text{diamètre}$)	Niveau du premier lobe latéral (dB)
0	1,02	-13
-10	1,18	-20
-20	1,36	-27

■ Distributeur

Beaucoup de types de distribution, mécaniques ou électroniques, ont été imaginés pour alimenter un réseau cylindrique.

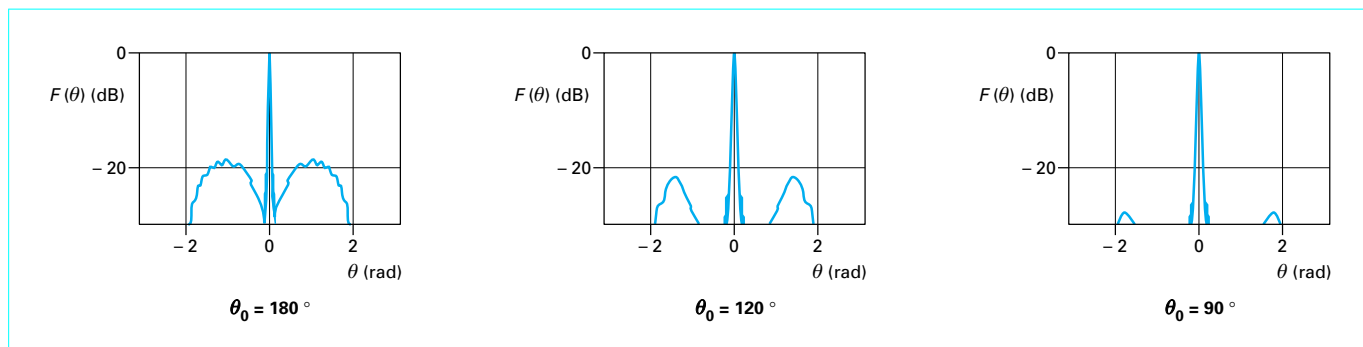
- Les solutions **mécaniques** sont simples ; un distributeur tournant réalisé en lignes hyperfréquences (guides rectangulaire ou triplaque ou microstrip) alimentant, avec l'amplitude et la phase convenable, un tiers (par exemple) des sources.

- Les solutions **électroniques**, en revanche (si l'on veut réutiliser, pour des raisons de coût, les éléments actifs, déphaseurs, modules émetteurs etc.), sont de vraies « usines à gaz » avec matrice de Butler, distributeur, batteries de déphaseurs fixes et variables [1].

- La solution élégante et simple, sinon à faible coût (puisque un tiers des modules sont utilisés à un moment donné, sauf si on crée plusieurs faisceaux simultanément), consiste à utiliser un **module actif par source** (comportant amplificateurs à l'émission et à la réception, déphaseur et atténuateur), avec un distributeur rassemblant toutes les sources.

■ Intérêt

Malgré les défauts indiqués, les réseaux cylindriques, sont de plus en plus utilisés, lorsque la mission demandée à l'antenne est de fournir un faisceau de bonne qualité dans un gisement de 360° et que les solutions mécaniques ne conviennent pas.

Figure 94 – Réseau cylindrique : diagramme en gisement à site nul, pour différentes valeurs de θ_0

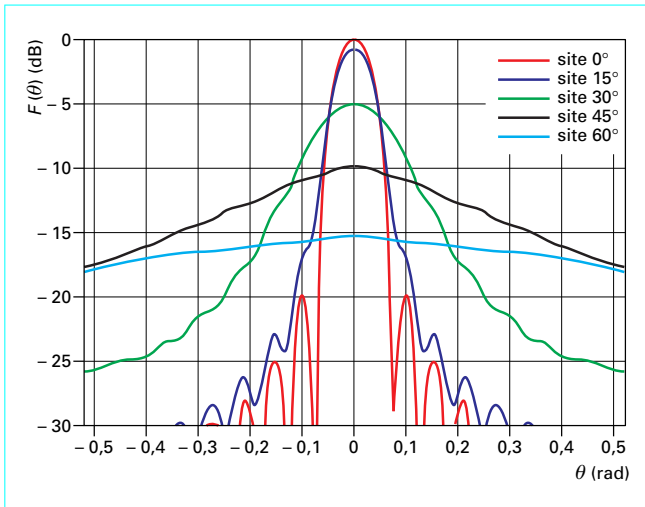


Figure 95 – Réseau cylindrique : variation du diagramme de rayonnement avec l'angle de site

4.5 Réseau volumique. Antenne stérique

On va considérer un réseau dont les antennes élémentaires sont réparties dans un volume. On va se restreindre au cas de la sphère et appeler une telle antenne : antenne stérique.

4.5.1 Antenne stérique homogène

■ C'est une antenne **théorique**, puisque l'on suppose que chaque élément de la **sphère** peut rayonner de façon isotrope dans n'importe quelle direction sans couplage avec les voisins et sans effet de masque par rapport aux sources qui sont situées derrière lui par rapport à la direction visée. Mais ce cas d'école donne des ordres de grandeurs intéressants.

Chaque élément est supposé avoir une phase origine telle que tous les éléments rayonnent en phase dans une direction donnée.

La sphère homogène est représentée figure 96, u étant une direction quelconque dans le plan xOy , caractérisée par $\theta = (Ox, Ou)$.

La phase origine de l'élément $dx dy dz$ située en M est :

$$\phi(x, y, z) = -2\frac{\pi}{\lambda}x$$

si la direction de rayonnement maximal choisi est l'axe Ox .

Et le diagramme de rayonnement (qui est évidemment de révolution autour de cet axe) dans le plan Ox, Oy est :

$$f(\theta) = \iiint \exp[j2\frac{\pi}{\lambda}(x\sin\theta + y\sin\theta)] \exp[j\phi(x, y, z)] dx dy dz \quad (55)$$

l'intégrale étant étendue à l'intérieur de la sphère.

On obtient après intégration et normalisation :

$$f(\theta) = 3 \frac{\sin\left[2\frac{\pi}{\lambda}d\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right] - 2\frac{\pi}{\lambda}d\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left[2\frac{\pi}{\lambda}d\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right]}{\left[2\frac{\pi}{\lambda}d\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right]^3} \quad (56)$$

avec d diamètre de la sphère.

■ La figure 97 donne, à titre d'illustration, le **diagramme** d'une sphère de diamètre $d = 10\lambda$.

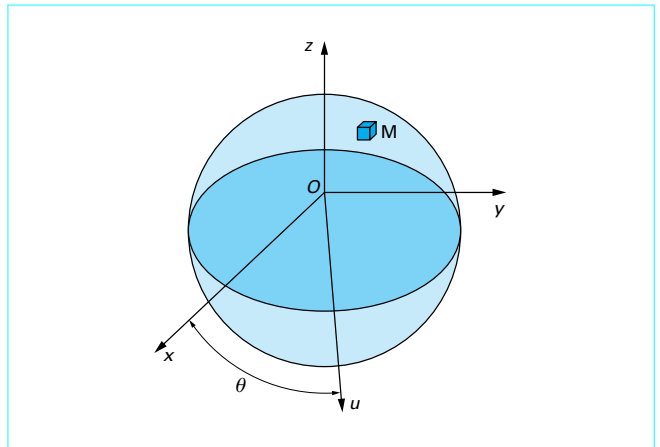


Figure 96 – Sphère homogène : représentation

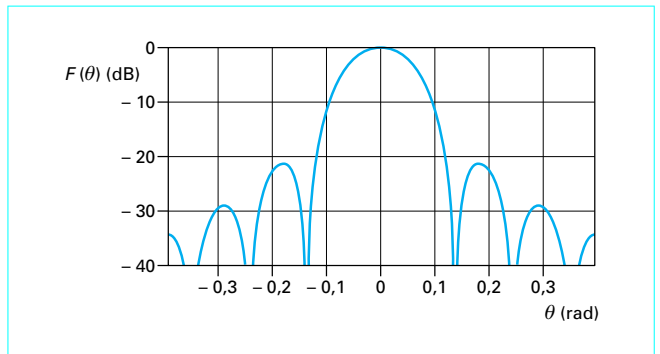


Figure 97 – Sphère homogène : exemple de diagramme de rayonnement

■ D'une façon générale, les principales **caractéristiques** de rayonnement sont :

— largeur à 3 dB :

$$\theta_{3\text{ dB}} = 1,156 \lambda/d \text{ rad } (= 66,23 \lambda/d^\circ)$$

— niveau du premier lobe latéral : - 21,3 dB.

4.5.2 Antenne stérique raréfiée

Dans ce type d'antenne, un nombre limité d'antennes élémentaires sont réparties aléatoirement à l'intérieur de la sphère (figure 98). On va supposer encore qu'il est possible de réaliser sur chacune une phase origine permettant un rayonnement en phase dans une direction donnée (l'axe Ox par exemple).

La figure 99 donne un exemple de 100 éléments rayonnants répartis aléatoirement dans une sphère de 10λ . On a négligé les couplages entre sources et les effets de masque. Un calcul qui en tiendrait compte montrerait que si le diagramme d'une source donnée est très chahuté en fonction de la direction, le diagramme moyen de l'ensemble des sources reste, cependant, très voisin du diagramme isotrope, pourvu que le pas moyen des sources soit plus grand que la longueur d'onde (1,74 dans l'exemple pris).

La figure 100 montre les **diagrammes** pour une telle antenne stérique.

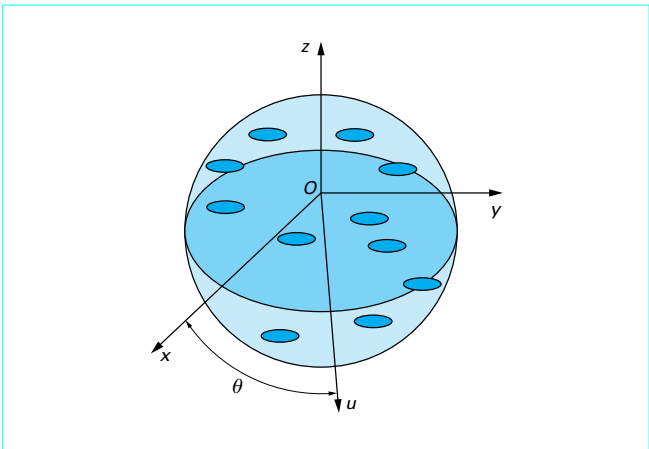


Figure 98 – Antenne stérique raréfiée

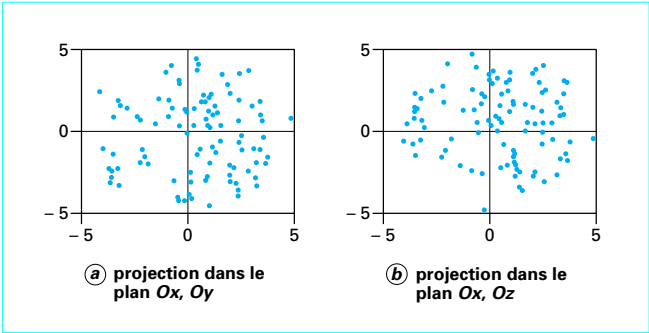


Figure 99 – Antenne stérique raréfiée : représentation de la position des sources

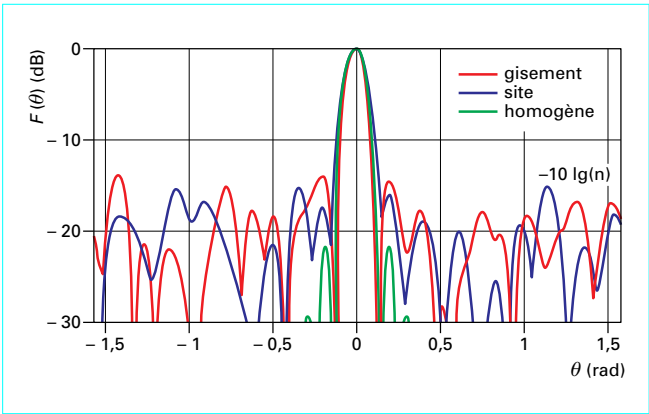


Figure 100 – Antenne stérique raréfiée : diagrammes de rayonnement

Les **largeurs à 3 dB** deviennent des variables aléatoires et sont pour cet exemple, respectivement (en λ/d) de 1,11 et 1,23 en gisement et site (contre 1,16 pour une sphère homogène).

Le **gain** est de l'ordre de n (si les antennes élémentaires sont isotropes).

Le **niveau moyen des lobes latéraux** est de $1/n$ (représenté sur la figure 100 en décibels par $-10 \lg n$).

4.5.3 Avantages et inconvénients des antennes stériques

On peut comparer une antenne stérique à une antenne à quatre panneaux plans (tableau 8), les deux systèmes ayant la même vocation à une couverture presque hémisphérique.

Tableau 8 – Comparaison d’une antenne stérique avec une antenne à 4 panneaux		
Antenne	Avantages principaux	Inconvénients principaux
à 4 panneaux	aptitude à niveau de rayonnement diffus et lobes latéraux bas	— dans un fonctionnement standard, 1/4 des modules actifs peut fonctionner en même temps ; — le faisceau varie comme $\cos \theta$, θ étant l’angle de la direction visée par rapport à la normale au réseau, il en est de même du gain.
stérique	inaptitude à niveau de rayonnement diffus et lobes latéraux bas	— tous les modules sont disponibles pour chaque direction ; — le faisceau a les mêmes caractéristiques (largeur et gain) quelle que soit la direction visée.

Il faut noter que l’antenne stérique décrite peut sans doute être améliorée en compliquant l’antenne. On peut, par exemple lui donner un certain gain dans la direction visée, ce qui lui permettrait de réduire le rayonnement diffus.

L’intérêt d’antennes à couverture hémisphérique, notamment pour des applications de défense, étant importante, il n’est pas douteux que l’antenne stérique continuera à être explorée dans le futur.

4.5.4 Réalisation pratique

4.5.4.1 Boucles et coaxiaux

La première réalisation d’une antenne stérique (et la plus simple) a été faite par le FFF (*Forschungsinstitut für Funk und Mathematik*) Institute (Allemagne).

Un **schéma de principe** est donné figure 101. Les antennes élémentaires sont des boucles. Elles rayonnent en polarisation horizontale et sont presque omnidirectionnelles (gain de 2 dB environ, zéro de rayonnement au zénith). Elles sont alimentées par des coaxiaux très fins qui sont pratiquement transparents pour une polarisation horizontale. Des déphaseurs et un distributeur placés sous la sphère enveloppant les boucles permettent d’obtenir un faisceau pointable dans n’importe quelle direction. Des fils fins diélectriques et des couronnes en mousse assurent la rigidité de l’ensemble.

4.5.4.2 Autres techniques possibles

D’autres techniques sont possibles. Citons les fibres optiques et la téléalimentation.

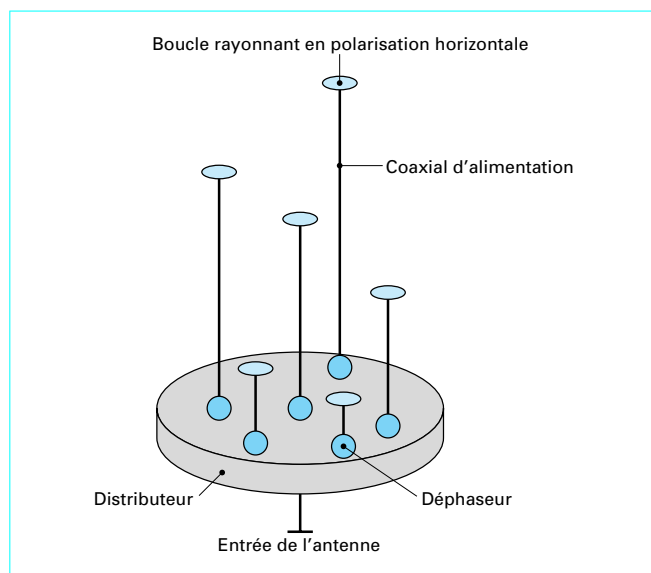


Figure 101 – Antenne stérique avec boucles

Fibres optiques

Les fibres ont l'intérêt d'être transparentes. Les modules actifs tendent à être commandables par fibre optique qui leur apportent les messages de commandes et, éventuellement, l'énergie de fonctionnement.

Téléalimentation

Sous ce nom, on désigne la possibilité d'alimenter les modules constituant l'antenne stérique par rayonnement à une autre fréquence. Les modules deviennent un peu plus complexes, ils doivent recevoir l'énergie dont ils ont besoin et émettre les informations captées, mais ils sont totalement libérés de toute *cirqueiterie* externe.

5. Antennes mixtes réseau et système focalisant

Pour certaines applications, on utilise des antennes mixtes, combinant un réseau et un système focalisant. Nous allons citer trois exemples.

5.1 Antenne mixte pour balayage dans un petit angle solide

Dans l'exemple de la figure 102, on utilise les propriétés de variation de la direction du faisceau d'un paraboloïde par déplacement de la source dans le plan focal.

La **source** est constituée par un petit **réseau plan** à balayage électronique.

La loi de phase appliquée est une loi de phase sphérique qui déplace le centre de phase, virtuel, du réseau dans le plan focal.

Le **paraboloïde** est offset pour éviter le masque important du réseau.

La face de sortie du réseau plan est placée entre le plan focal et le paraboloïde.

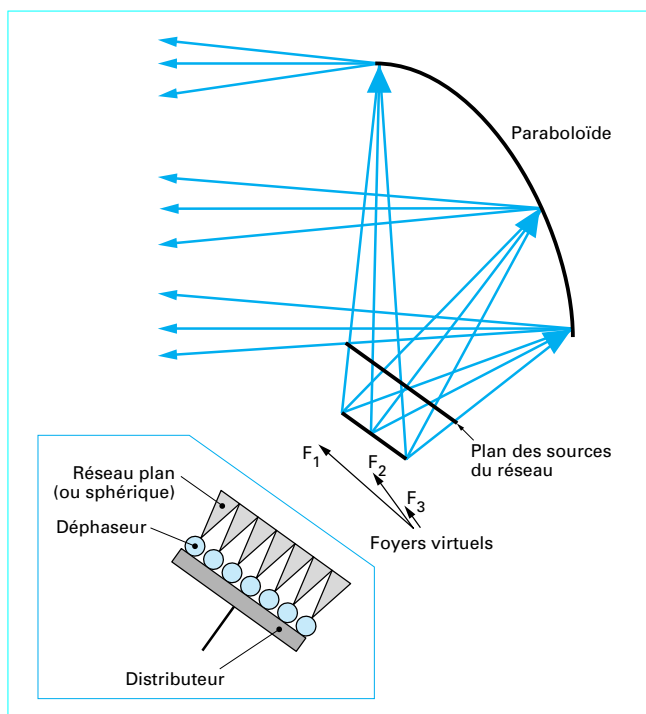


Figure 102 – Antenne mixte réflecteur et réseau pour balayage sur angle faible

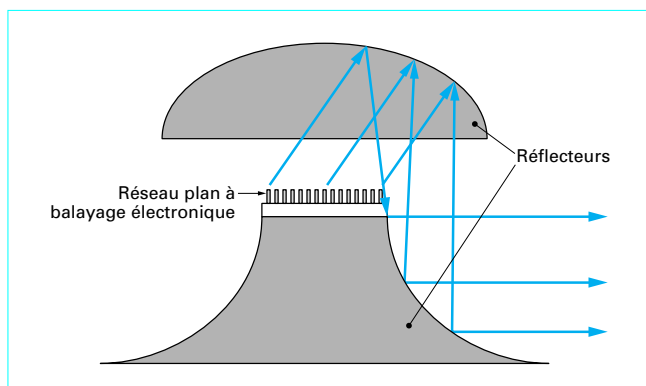


Figure 103 – Antenne mixte réflecteur et réseau pour balayage électronique sur 360°

Cette solution permet de balayer le faisceau sur un angle faible (10 degrés en site et 10 degrés en gisement au maximum) avec un nombre restreint de déphaseurs ; c'est souvent la solution pour avoir un coût abordable.

5.2 Antenne mixte pour balayage sur 360°

Cette antenne a été imaginée par Serge Drabowitch [15] sous l'appellation ÉRATO (Étude Radioélectrique d'une Antenne à rayonnement TORique).

Elle est représentée figure 103.

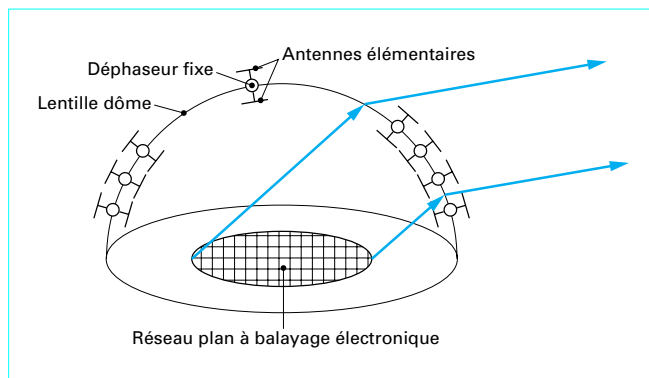


Figure 104 – Antenne dôme pour couverture hémisphérique

L'antenne est constituée d'un **réseau plan** de dipôles verticaux à balayage électronique **et** de deux **réflecteurs** de révolution. Le balayage du réseau dans un cône au voisinage de la normale est transformé, grâce aux deux réflecteurs, en un balayage dans un cône au voisinage de l'horizontale.

Dans ce cas, le but recherché est également d'économiser les éléments coûteux de l'antenne à savoir les déphaseurs ou les modules actifs.

Ce type d'antenne convient parfaitement pour un domaine de balayage de 360° en gisement et un angle réduit en site (une vingtaine de degrés environ).

5.3 Antenne mixte réseau et lentille pour couverture hémisphérique

La figure 104 donne un autre exemple d'antenne mixte qui a été développé par la société américaine Sperry sous le nom d'**antenne dôme**.

L'antenne est constituée d'un **réseau plan** à balayage électronique **et** d'une **sphère**, qui joue le rôle de prisme à angle variable. La sphère est transparente grâce à des modules passifs constitués de deux antennes élémentaires et de déphaseurs fixes (éléments de ligne).

L'onde plane (en réalité onde à phase légèrement sphérique) issue du réseau est transformée, après traversée du dôme, en une antenne plane de direction différente. Le balayage conique autour de la normale est transformé en un balayage conique de plus grande amplitude. Une couverture presque hémisphérique (120°) est réalisable.

Ce type d'antenne a trouvé son application notamment dans des têtes de missile.

Il faut noter que cette antenne est assez complémentaire de l'antenne ÉRATO (§ 5.2), quant au domaine de balayage.

6. Antennes imprimées

6.1 Généralités

Les réseaux imprimés sont de plus en plus utilisés parce qu'ils sont légers, économiques si fabriqués en grande série et peu encombrants. On les trouve aussi bien dans des antennes de récep-

tion de télévision par satellite, dans des applications de télécommunications, dans des petits radars portables, dans des antennes d'observation du sol satellisées ou, enfin, comme antenne incorporée dans la structure d'avions ou de missiles.

Ils peuvent être utilisés comme sous-réseaux pour des antennes complexes ou former l'antenne complète.

Dans ce domaine, l'imagination n'a pas de limites, nous nous contenterons de quelques exemples en prenant le cas d'**antennes bipolarisation** (l'antenne monopolarisation, se déduisant par simplification).

6.2 Réseau plan sur un seul substrat

La figure 105 montre la solution la plus simple (dans le principe) pour réaliser une **antenne bipolarisation**.

Chaque patch carré est excité en deux coins suivant deux **polarisations orthogonales** faisant 45° avec le plan vertical. Deux distributeurs en espaliers réunissent l'ensemble des patches.

Cette antenne permet aussi d'obtenir une **polarisation circulaire** si on réunit les deux sorties avec un déphaseur de 90° sur l'une des deux sorties.

Il faut noter que :

- ce type d'antennes est vite limité en dimension, puisqu'il faut faire coexister sur le même substrat les patches et la distribution ;
- les lignes doivent être adaptées à tous les raccordements (ce que ne montre pas ce schéma de principe) ;
- la bande passante est réduite si on n'utilise qu'un seul patch ;
- la loi d'illumination est uniforme ;
- les lignes ayant tendance à rayonner directement produisent un diagramme parasite.

● Une variante est le réseau de la figure 106, à **alimentation série** pour chaque colonne et parallèle pour réunir les colonnes entre elles. Il y a donc dispersivité en site et la bande est très faible.

En revanche, il se prête à de grandes dimensions.

La loi d'amplitude est donnée par le couplage de la ligne de distribution série aux divers patches.

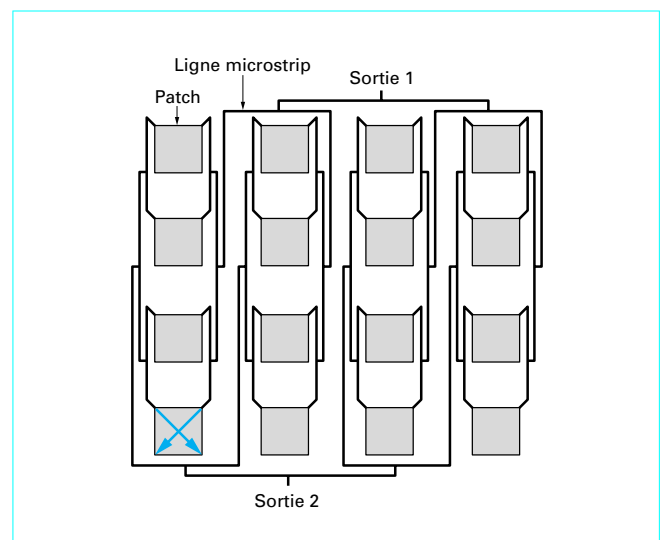


Figure 105 – Réseau imprimé bipolarisation

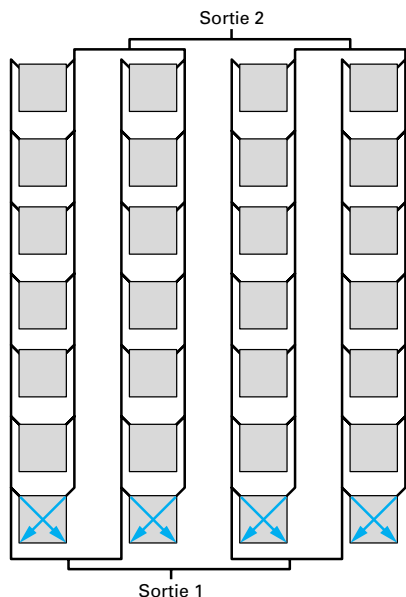


Figure 106 – Réseau imprimé bipolarisation à alimentation série

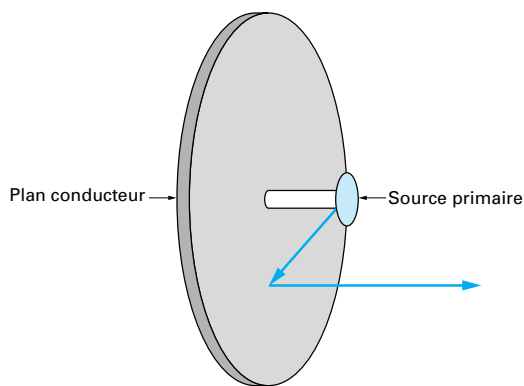


Figure 107 – Réflecteur à réseau de dipôles imprimés

■ Un autre exemple est donné figure 107.

● Le **principe** est simple. Pour chaque rayon en provenance de la source primaire, on réalise, sur le plan d'ouverture un coefficient de réflexion égal à 1 en amplitude et à ce qu'il faut en phase pour que tous les rayons soient en phase sur ce plan, compte tenu des divers chemins parcourus et des incidences variables sur le réseau.

L'écart entre les deux plans est de l'ordre de $\lambda/12$. Le coefficient de réflexion est réglé par la longueur du dipôle. On obtient une plage de réglage de 360° en faisant varier la longueur du dipôle entre $0,25 \lambda$ et $0,6 \lambda$.

Avec une source primaire bipolarisation, compte tenu des dipôles en croix, on obtient des faisceaux dans deux polarisations orthogonales.

Avec deux plans de dipôles croisés imprimés, on obtient une antenne bifrédence, pourvu que les fréquences soient suffisamment éloignées.

● Une variante consiste à utiliser un plan de **patches imprimés** terminés par des **lignes en court-circuit**. La phase du coefficient de réflexion se faisant, ici, par la longueur de la ligne.

6.3 Réseaux imprimés à plusieurs couches

Si l'on veut des bandes de fonctionnement plus grandes que dans les exemples précédents, il faut séparer la couche rayonnante et les couches de distributions.

■ Le couplage entre les couches de distribution (cf. par exemple, le distributeur décrit paragraphe 4.3.1.4 et figure 84) et le patch rayonnant peut se faire par des conducteurs soudés ; cela est possible et utilisé pour de **petits réseaux**.

■ Pour de **grands réseaux** on préfère le couplage électromagnétique décrit figure 108.

Le couplage se fait sans contact, par l'intermédiaire d'une fente excitée par la ligne microstrip, qui, elle-même, excite le patch rayonnant. Sur cette figure, on a exagéré les distances entre couches et on a omis les substrats diélectriques intermédiaires.

■ La figure 109 montre le principe d'un **réseau imprimé bipolarisation** utilisant des couplages électromagnétiques.

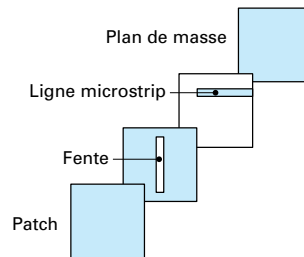


Figure 108 – Couplage électromagnétique d'un patch

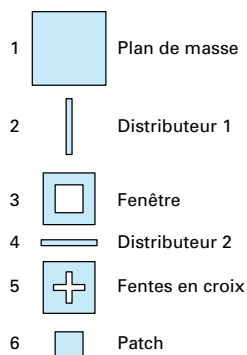


Figure 109 – Antenne imprimée bipolarisation : les six couches conductrices

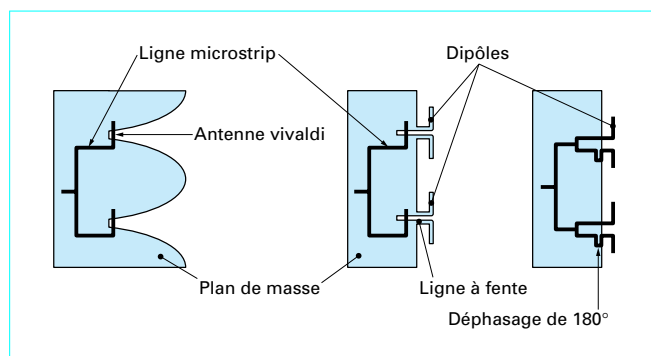


Figure 110 – Réseaux imprimés rayonnant sur la tranche

Pour simplifier, on a omis les substrats diélectriques intermédiaires. Le rôle des différentes couches est facile à deviner :

- 1 : plan de masse ;
- 2 : première couche de distribution pour une polarisation ;
- 3 : nouveau plan de masse percé de fenêtres, en face du patch rayonnant et destiné à découpler les deux distributions ;
- 4 : deuxième couche de distribution ;
- 5 : plan de masse percé de fentes en croix, l'une excitée par une des distributions et l'autre par la seconde distribution ;
- 6 : plan des patches rayonnants.

Pour élargir la bande, une deuxième couche de patches peut être utilisée.

Un radôme plan termine, bien entendu, l'ensemble des couches.

De telles antennes sont commercialisées pour la réception de télévision par satellites avec des performances (notamment le gain) tout à fait convenables, pour une masse et un encombrement réduits.

6.4 Sous-réseaux

Les antennes imprimées sont aussi utilisées comme sous-réseaux de réseaux complexes. On peut distinguer deux cas :

- le cas où les sous-réseaux sont **de face** ; les antennes sont alors généralement des patches et la technique est semblable à celle décrite précédemment ;
- le cas où les sous-réseaux sont vus par **la tranche** ; alors, les patches ne conviennent plus, d'autres types d'antennes élémentaires doivent être utilisées (figure 110).

Dans ces deux cas, le substrat (non représenté) est métallisé sur les deux faces. Sur l'une des faces, se trouve la distribution en ligne microstrip et, sur l'autre face, le plan de masse qui se transforme en antennes élémentaires, dipôles par exemple ou antenne **vivaldi** (appelé encore **encoche**).

La liaison entre la ligne microstrip et l'antenne se fait par une ligne à fente.

7. Autres antennes

7.1 Antennes supraconductrices

Rappelons que, depuis 1986, on connaît des matériaux supraconducteurs dits à *haute température* susceptibles d'utiliser l'azote

liquide comme agent de refroidissement, lequel est beaucoup moins cher et beaucoup plus efficace que l'hélium liquide qui est utilisé avec les matériaux supraconducteurs classiques.

Ces matériaux sont des composés d'oxydes métalliques céramiques. Citons, par exemple, l'oxyde cuivrique de thallium-baryum-calcium dont la température critique est de $-148\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Y a-t-il des applications possibles en antennes ?

Déjà, dans un domaine connexe, on utilise, depuis 1997, des **filtres supraconducteurs** à haute température dans certaines bornes de radiotéléphonie, permettant, grâce à la raideur améliorée des flancs des filtres, de multiplier par deux le nombre de canaux disponibles.

En ce qui concerne les **antennes**, des études et des expérimentations nombreuses ont été faites.

■ Les **applications potentielles** principales viennent du fait que l'on peut réduire considérablement les pertes ohmiques des lignes microstrip permettant :

- d'avoir de grandes antennes imprimées à bon rendement et capables de rayonner de grandes puissances moyennes ;
- la réalisation de matrices, telles que les matrices de Butler, sous forme compacte et sans pertes ;
- la réalisation d'antennes élémentaires beaucoup plus petites que la longueur d'onde.

■ **Exemple : dipôle beaucoup plus petit que la longueur d'onde**

Un dipôle très court (figure 111a) est à peu près équivalent à une petite résistance de rayonnement en série avec une forte réactance capacitive, par exemple, pour un dipôle de longueur $\lambda/10$:

$$Z = 2 - j \cdot 1\,750 \, \Omega$$

Pour accorder cette capacité, il faut mettre en série une inductance (figure 111b) de $0,55 \, \mu\text{H}$ si la fréquence est de 500 MHz ; cela peut être réalisé, par exemple, par deux fois six spires carrées de côté moyen de 2 cm avec une largeur de ruban de 1 mm.

● Si on réalise cette inductance sur un **substrat classique**, sa résistance à 300 K est de $4,5 \, \Omega$, et le meilleur rendement que l'on puisse obtenir (avec un générateur adapté) est donc de 21 %.

● En revanche si on utilise comme substrat un film de **matériau supraconducteur** YBCO ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$) à 77 K (figure 112), la résistance de l'inductance est de l'ordre de $1/1\,000 \, \Omega$, et le rendement devient (avec le générateur adapté) pratiquement égal à 100 % (95 % exactement si l'on tient compte de la résistance ohmique du dipôle).

Rappelons que la **directivité** d'un dipôle court est de 1,76 dB.

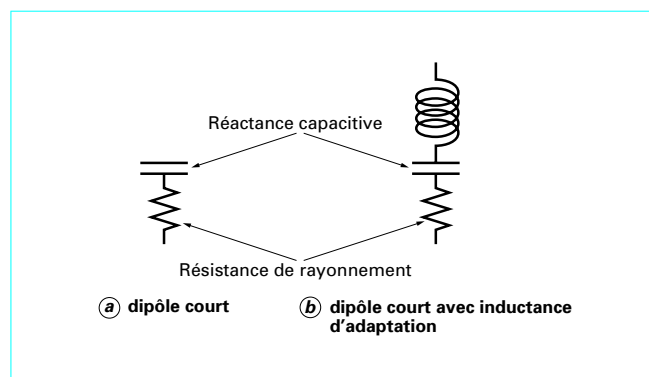


Figure 111 – Dipôle court : schémas de principe

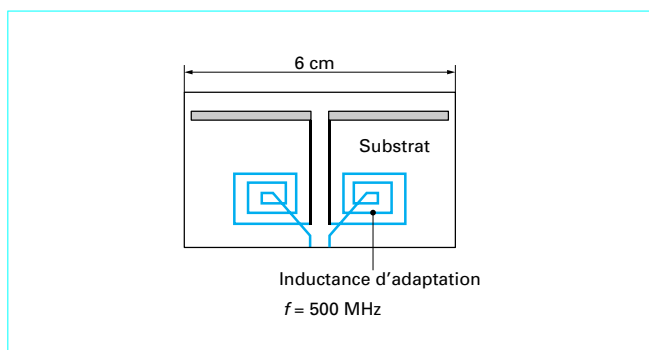


Figure 112 – Dipôle court supraconducteur : exemple

7.2 Antennes indépendantes de la fréquence

Dans certains cas, tels que :

- les applications utilisant la réflexion sur l'ionosphère (communication, radars au-delà de l'horizon, sondages) ;
- la surveillance de l'utilisation du spectre radioélectrique pour des raisons de contre-mesures ou de « police » des ondes ;

il est nécessaire de disposer d'antennes fonctionnant sur de très larges bandes, en terme d'octaves.

À côté de la solution consistant en batteries d'antennes à bande normale, chacune spécialisée dans une des fréquences nécessaires, il existe aussi la solution d'**antenne à très large bande**, appelée même parfois **antenne indépendante de la fréquence**.

Plusieurs techniques sont possibles.

7.2.1 Antennes en spirale

7.2.1.1 Spirale logarithmique

■ L'équation en coordonnées polaires de la **spirale logarithmique** est :

$$\rho(\theta) = \rho_0 \exp(a\theta) \quad (57)$$

avec ρ_0 rayon vecteur à l'origine ($\theta_0 = 0$),
 a coefficient réglant l'expansion de la spirale (accroissement de ρ par tour).

Cette spirale a la propriété remarquable d'être homothétique à elle-même (à une rotation près éventuellement). En d'autres termes, si l'on considère une portion p_0 qui rayonne à λ_0 , alors, pour $\lambda_1 > \lambda_0$, nous retrouverons plus loin, un morceau p_1 rigoureusement homothétique, dans le rapport λ_1/λ_0 , et qui donc rayonnera alors à λ_1 comme p_0 rayonnait à λ_0 .

La figure 113 montre une spirale logarithmique limitée à trois tours et de paramètres :

$$\begin{aligned} \rho_0 &= 1 \\ a &= 0,1 \end{aligned}$$

■ 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 est formée par une bande limitée par **deux spirales** :

$$\left. \begin{aligned} \rho_1(\theta) &= \rho_0 \exp(a\theta) \\ \rho_2(\theta) &= \rho_0 \exp[a(\theta - \theta_0)] \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

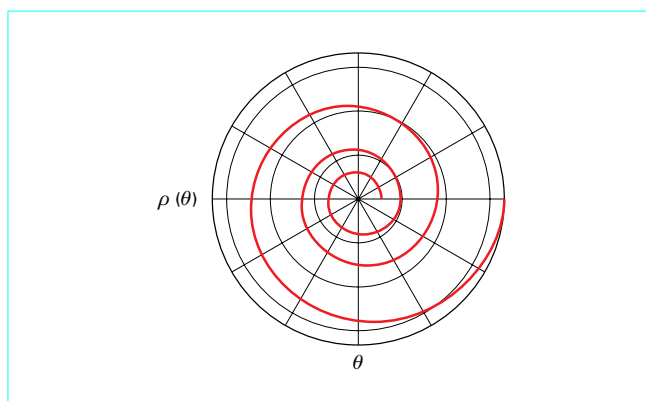


Figure 113 – Spirale logarithmique

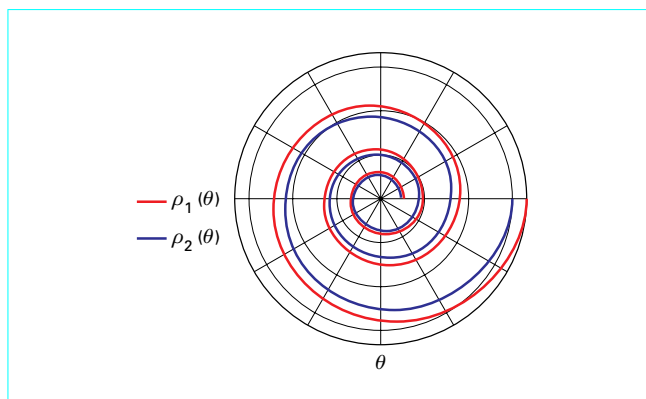


Figure 114 – Double spirale logarithmique

La figure 114 donne une double spirale logarithmique, pour laquelle $\theta_0 = 1$

Le plus souvent l'antenne est imprimée sur un substrat, la métallisation ne demeurant qu'entre les deux spirales.

On utilise généralement deux spirales symétriques par rapport au point O par-devant un plan ou une cavité réflecteur.

La bande est bien sûr limitée par les dimensions finies de la spirale. Elle atteint facilement plusieurs octaves. Les longueurs d'onde extrêmes sont de l'ordre des diamètres extrêmes. La difficulté principale est d'adapter dans cette large bande l'excitation. La polarisation est circulaire, le gain atteint environ 4 dB sur une bonne partie de la bande.

7.2.1.2 Autres spirales

■ Spirale d'Archimède

Ce type de spirale dont le fonctionnement se rapproche des antennes périodiques est pratiquement plus utilisé que les spirales précédentes sous la forme de deux spirales imbriquées. La figure 115 donne un exemple, avec :

$$\begin{aligned} \rho(\theta) &= a\theta + b \\ a &= 0,1 \\ b &= 0,1 \end{aligned} \quad (59)$$

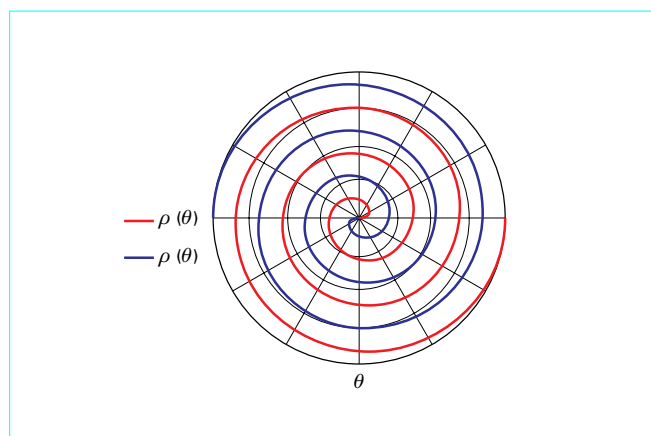


Figure 115 – Spirales d'Archimède

■ Spirale conique

Dans ce cas, la ou les spirales sont enroulées sur un cône.

7.2.2 Antennes log-périodiques

Les antennes log-périodiques sont formées d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres à partir d'une multiplication de leurs dimensions par un certain facteur τ . On peut montrer que les propriétés de ce type d'antenne tracées en fonction du logarithme de la fréquence sont des fonctions périodiques de période $\ln \tau$. Si la période est suffisamment petite pour que les variations soient faibles, on peut obtenir des caractéristiques presque indépendantes de la fréquence (figure 116).

L'alimentation se fait à partir de l'avant (dipôles courts). Si l'on raisonne à l'émission, pour une fréquence donnée, il y a propagation le long de la ligne jusqu'à ce que les dipôles rencontrés soient de l'ordre de $\lambda/2$. L'alternance de l'alimentation annule le rayonnement vers l'arrière de l'antenne (dipôles longs).

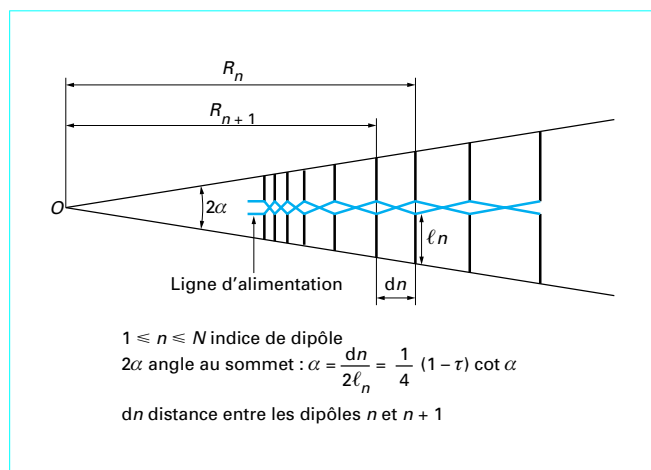


Figure 116 – Antenne log-périodique

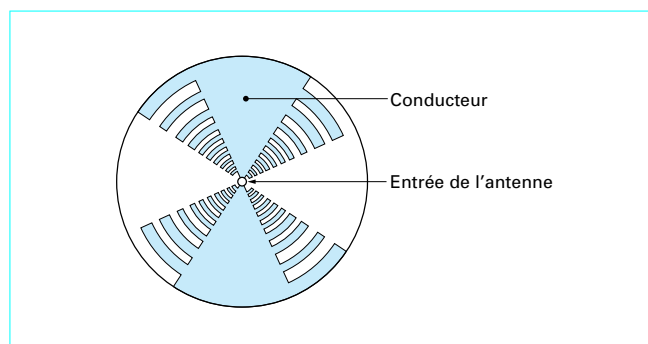


Figure 117 – Antenne log-périodique autocomplémentaire

Les équations de définition sont :

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_{n+1}}{R_n} &= \tau \\ \frac{\ell_{n+1}}{\ell_n} &= \tau \\ 0,8 < \tau < 1 \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

et la bande passante est donnée par le rapport Γ des fréquences extrêmes :

$$\Gamma = \frac{\ell_N}{\ell_1}$$

$$\Gamma = \frac{1}{\tau^{N-1}}$$

N étant le nombre de dipôles.

L'adaptation et le fonctionnement de cette antenne restent convenables sur une gamme étendue de fréquences. On a pu réaliser des réseaux log-périodiques donnant un TOS inférieur à 1,75 entre 4 et 24 MHz.

Il faut noter que le centre de phase se déplace lorsque la fréquence augmente, aussi ce type d'antenne peut ne pas convenir comme source primaire d'un système focalisant.

7.2.3 Antennes autocomplémentaires

Une antenne autocomplémentaire est une antenne plane telle que la partie métallisée est parfaitement superposable à la partie non métallisée. On montre, grâce au principe de Babinet, que l'impédance d'une telle antenne est indépendante de la fréquence et égale à $Z_0/2$ (Z_0 : impédance du vide) soit 188 Ω .

Bien que, en toute rigueur, une telle antenne s'étend dans tout le plan, jusqu'à l'infini, on cherche parfois à utiliser des spirales ou des réseaux log-périodiques autocomplémentaires dans un domaine fini pour avoir une raison supplémentaire d'obtenir une impédance sensiblement apériodique (cf. exemple de la figure 117).

8. Domaines d'utilisation

Le tableau 9 donne les domaines d'utilisation des différentes techniques en fonction de la fréquence.

Tableau 9 – Les domaines d'utilisation des diverses techniques

Bande	ELF	VF	VLF	LF	MF	HF	VHF	UHF	SHF	EHF		
fréquence minimale	30 Hz	300 Hz	3 kHz	30 kHz	300 kHz	3 MHz	30 MHz	300 MHz	3 GHz	30 GHz		
longueur d'onde maximale	10 000 km	1 000 km	100 km	10 km	1 km	100 m	10 m	1 m	10 cm	1 cm		
< λ												
monopôle ou dipôle	+++++	+++++	+++++	+++++	+++++	+++++	+++++	++++				
voisin de λ (0,25 à quelques λ)												
monopôle					+++++	+++++	+++++	+++++	+++++		ELF	extremely low frequency
dipôle						+++++	+++++	+++++	+++++			
hélice							+++++	+++++	+++++		VF	voice frequency
patch								++++	+++++	++++		
yagi						+++++	+++++	+++++	+++++		VLF	very low frequency
log périodique						+++++	+++++	+++++	+++++			
cornet							+++++	+++++	+++++	++++	LF	low frequency
antennes filaires						+++++						
> λ											MF	medium frequency
AVEC SYSTÈME FOCALISANT												
réflecteur (1 ou 2)							++++	+++++	+++++	+++++	HF	high frequency
lentille									+++++	+++++		
RÉSEAU											VHF	very high frequency
											UHF	ultra high frequency
éléments rayonnants divers						+++++	+++++	+++++	+++++	++++		
guides à fentes									+++++	++++	SHF	super high frequency
réseau circulaire						+++++	+++++	+++++	+++++	++++	EHF	extremly high frequency
réseau plan						+++++	+++++	+++++	+++++	++++		

Références bibliographiques

[1] JASIK (H.). – *Antenna engineering handbook*. McGraw Hill Book Company. 1961.

[2] THOUREL (L.). – *Les antennes*. Dunod. Réédité.

[3] SCHELKUNOFF (S.A.) et FRIISS (H.T.). – *Antennas theory and practice*. J. Wiley and sons, inc. 1952.

[4] ROUBINE (E.), BOLOMEY (J.C.), DRABOWITCH (S.) et ANCONNA (C.). – *Antennes* (2 tomes). Masson. 1977.

[5] SILVER (S.). – *Microwave theory and design*. McGraw Hill Book Company. 1949.

[6] CLARKE (R.H.) et BROWN (J.). – *Diffraction theory and antennas*. Ellis Horwood Ltd. 1980.

[7] COLLIN (R.E.) et ZUCKER (F.J.). – *Antenna theory* (2 tomes). McGraw Hill Book Company. 1960

[8] HANSEN (R.C.). – *Microwave scanning antennas* (3 tomes). Academic Press. 1964.

[9] RUDGE (A.W.), MILNE (K.) et OLIVER (A.D.). – *The handbook of antenna design*. Peter Peregrinus Ltd. 1982.

[10] LO (Y.T.) et LEE (S.W.). – *Antenna handbook*. Van Nostrand Reinhold. 1988.

[11] GRANGER (P.). – *Architecture des antennes à modules actifs*. Revue Technique THOMSON-CSF, vol. 20-21, n° 4, déc. 1989.

[12] AUBRY (C.). – *Polarimétrie radar-bases théoriques*. Revue Technique THOMSON-CSF, vol. 20-21, n° 4, déc. 1989.

[13] KRAUSS (J.). – *Antennas*. McGraw Hill Book Company. 1989.

[14] JORDAN (E.). – *Reference data for engineers radio, electronics, computer and communications*. Howard W. Sams & Company. 1989.

[15] DRABOWITCH (S.), PAPIERNIK (A.), GRIFITHS (H.) et ENCINAS (J.). – *Modern antennas*. Chapman & Hall. 1998.

[16] BATTAIL (G.). – *Théorie du signal. Traité Électronique E 160*. 1978.

[17] ROUBINE (E.). – *Mathématiques pour l'électricien D 32*. 1978.

GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre**, **leurs compléments et mises à jour**, et bénéficiez des **services inclus**.



RÉDIGÉE ET VALIDÉE
PAR DES EXPERTS



MISE À JOUR
PERMANENTE



100 % COMPATIBLE
SUR TOUS SUPPORTS
NUMÉRIQUES



SERVICES INCLUS
DANS CHAQUE OFFRE

- + de 350 000 utilisateurs
- + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- 15 domaines d'expertise

- ☐ Automatique - Robotique
- ☐ Biomédical - Pharma
- ☐ Construction et travaux publics
- ☐ Électronique - Photonique
- ☐ Énergies
- ☐ Environnement - Sécurité
- ☐ Génie industriel
- ☐ Ingénierie des transports
- ☐ Innovation
- ☐ Matériaux
- ☐ Mécanique
- ☐ Mesures - Analyses
- ☐ Procédés chimie - Bio - Agro
- ☐ Sciences fondamentales
- ☐ Technologies de l'information

**Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier,
découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité**

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

www.techniques-ingenieur.fr

CONTACT : Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : infos.clients@teching.com

LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

ACCÈS



Accès illimité aux articles en HTML

Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription



Téléchargement des articles au format PDF

Pour un usage en toute liberté



Consultation sur tous les supports numériques

Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

SERVICES ET OUTILS PRATIQUES



Questions aux experts*

Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent



Articles Découverte

La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre



Dictionnaire technique multilingue

45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand



Archives

Technologies anciennes et versions antérieures des articles



Impression à la demande

Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires



Alertes actualisations

Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

ILS NOUS FONT CONFIANCE



www.techniques-ingenieur.fr

CONTACT : Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : infos.clients@teching.com