

Antennes

Références: Cours de Claude Briellmann (Encore merci à lui !)
 Structure et applications des émetteurs et des récepteurs (Robert Du Bois)
 Antenna Theory, Analysis and Design (Constantine A. Balanis)
 Antennes à large bande, théorie et applications (G. Dubost et S. Zisler)
 Traité d'électricité – Electromagnétisme (F. Gardiol)
 Traité d'électricité – Systèmes de télécommunications (F. G. Fontolliet)
http://www-mo.enst-bretagne.fr/~duflot/courstel/antennes/anten0_f.html

1 Glossaire

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ $\epsilon_0 = 8.8542 \cdot 10^{-12}$ $c = 1/\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0} = 3 \cdot 10^8$ $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 376.7$	Perméabilité du vide [V.s/A.m] Constante diélectrique du vide [A.s/V.m] Vitesse de la lumière dans le vide [m/s] Impédance caractéristique du vide [Ω]
\vec{E} \vec{H} $\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H}$ $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^*$ ϕ	Phaseur du champ électrique [V/m]. Dans le vide, \vec{E} est purement réel. Phaseur du champ magnétique [A/m]. Dans le vide, \vec{H} est purement réel. Phaseur du champ d'induction magnétique dans le vide [V.s/m ² ou Tesla]. Vecteur de Poynting [W/m ²]. La partie réelle de \vec{S} indique la direction et le sens de l'écoulement de l'énergie. A noter que dans le vide, \vec{E} , \vec{H} et \vec{S} sont purement réels. Flux magnétique [Tesla.m ²]
$\beta = 2\pi/\lambda$ $\lambda = v_{ph}/f$ $f = v_{ph}/\lambda$	Déphasage linéique [m ⁻¹] Longueur d'onde [m]. Dans le vide, $v_{ph}=c$. Fréquence [Hz]. Dans le vide, $v_{ph}=c$.
$p(r, \vartheta, \varphi)$ P_F $P_E = \eta \cdot P_F$ R_r R_p η $D(\vartheta, \varphi)$ $G(\vartheta, \varphi) = \eta \cdot D(\vartheta, \varphi)$ G_0 $PIRE = G_0 \cdot P_F$ ψ A_{eq} AdB	Densité de puissance radiale [W/m ²] Puissance fournie à l'antenne [W] Puissance effectivement émise [W] (η : rendement avec $\eta \leq 1$) Résistance de rayonnement [Ω] Résistance de pertes [Ω] Rendement [%] Directivité [-] Gain directif [-] Gain directif maximal [-] Puissance isotrope rayonnée [W ou dBW] Angle d'ouverture [degrés ou radians] Surface équivalente d'une antenne [m ²] Affaiblissement d'une liaison en espace libre [dB]

2 Système de coordonnées sphériques – représentation du vecteur

On utilise volontiers en électromagnétisme les coordonnées sphériques pour représenter un vecteur. Le système de coordonnées sphériques est défini par le repère **mobile** $(M, \vec{u}_r, \vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$ illustré par la Figure 1. Soit M' la projection de M sur le plan xOy ; le vecteur \vec{u}_ϕ a été reporté en pointillé sur M' pour expliquer sa construction.

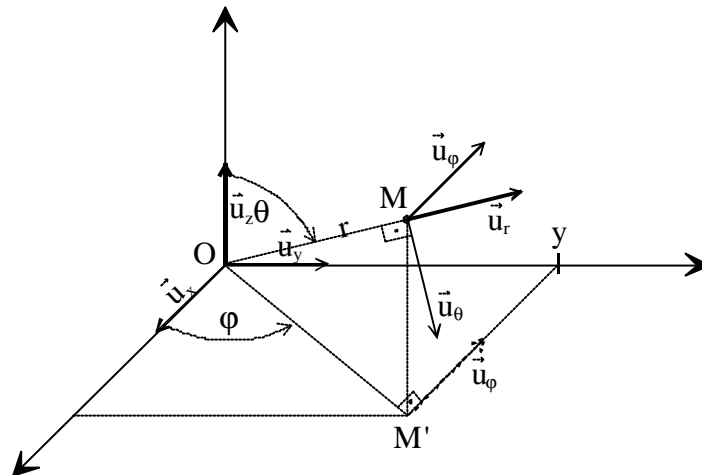


Figure 1

On remarque :

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

3 Rayonnement électromagnétique

3.1 Notations

- Les vecteurs sont représentés avec une flèche. **Attention:** dans la littérature spécialisée, les vecteurs sont représentés en **gras**.
- Les complexes sont soulignés.

3.2 Représentation

Une onde EM est constituée d'un champ électrique \vec{E} et d'un champ magnétique \vec{H} . Dans le vide, ces deux champs sont orthogonaux et transverses (perpendiculaires à la direction de propagation): c'est une onde TEM (Transverse Electro-Magnétique – voir Figure 2).

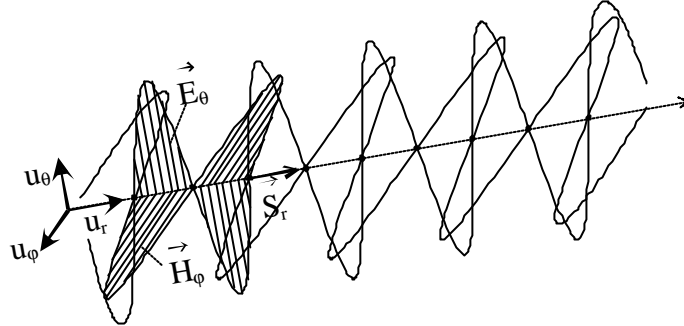


Figure 2

On a :

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

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

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

Quelques explications :

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

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

3.3 Génération d'onde

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

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

La Figure 3 illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

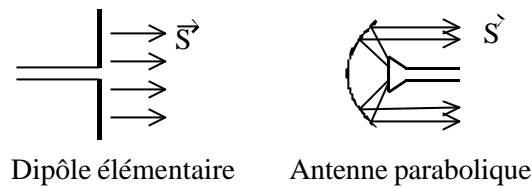


Figure 3

3.4 Zones de rayonnement d'une antenne

On distingue pour chaque type d'antenne trois zones de rayonnement :

- Zone de Rayleigh (ou zone de champ proche)
- Zone de Fresnel
- Zone de Fraunhofer (ou zone de champ lointain)

Dans ce cours, seul la zone de champ lointain (ou zone de Fraunhofer) sera considérée. Dans cette zone, on considère la distance r grande par rapport à la longueur d'onde λ .

L'étude des champs proches est assez complexe et sort du cadre de ce cours.

3.5 Propriétés du rayonnement d'une antenne

Tout rayonnement dans la zone de champ lointain a les caractéristiques suivantes (coordonnées sphériques) :

- Le champ magnétique $|\vec{H}|$ décroît en $1/r$
- Le champ électrique $|\vec{E}|$ décroît en $1/r$ (avec $|\vec{E}| = Z_0 \cdot |\vec{H}|$)
- La densité de puissance $|\vec{S}|$ décroît en $1/r^2$

3.6 Exemple: le dipôle élémentaire

On appelle **dipôle élémentaire**, **dipôle infinitésimal** ou encore **doublet de Hertz** une antenne dont la longueur L est petite par rapport à la longueur d'onde λ . Comme $L \ll \lambda$ (en principe, $L < 50\lambda$), on admet que le courant I est uniforme (l'amplitude et la phase sont indépendantes de z). On détermine un axe des z de telle manière que l'origine $z=0$ soit au centre du dipôle (voir Figure 4).

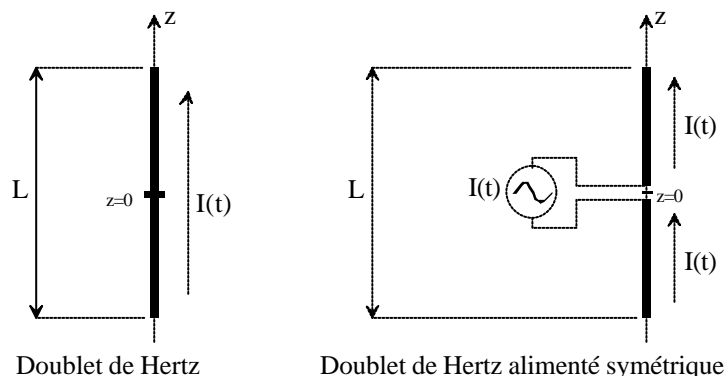


Figure 4

On utilise les coordonnées sphériques (voir Figure 5), avec l'hypothèse que $r \gg L$ (zone de champ lointain).

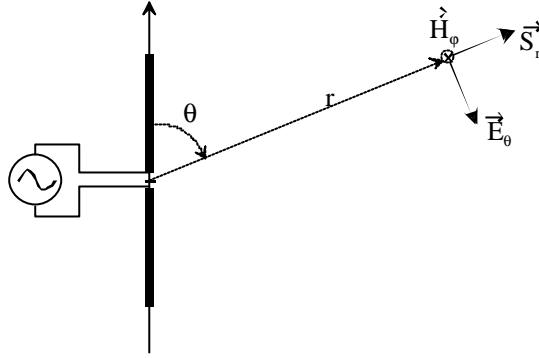


Figure 5

Les phaseurs $\underline{\vec{E}}$ et $\underline{\vec{H}}$ et le vecteur de Poynting $\underline{\vec{S}}$ du dipôle élémentaire sont les suivants¹ :

$$\underline{\vec{H}}(r, \theta, \varphi) = j \cdot \frac{I_{\text{eff}} \cdot L}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r} \cdot \vec{u}_\varphi \quad (4)$$

$$\underline{\vec{E}}(r, \theta, \varphi) = j \cdot Z_0 \cdot \frac{I_{\text{eff}} \cdot L}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r} \cdot \vec{u}_\theta \quad (5)$$

$$\underline{\vec{S}}_r(r, \theta, \varphi) = Z_0 \cdot \left[\frac{I_{\text{eff}} \cdot L}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \right]^2 \cdot \vec{u}_r \quad (6)$$

Constatations :

- Comme prévu au §3.2, les champs E et H sont orthogonaux et en phase, et le rapport de leurs amplitudes vaut Z_0 .
- Les champs E et H décroissent en $1/r$
- La densité de puissance S décroît en $1/r^2$
- E et H dépendent de r et θ , mais pas de φ . Ce n'est pas étonnant puisqu'on a une symétrie centrale parfaite par rapport à l'axe des z.

Le dipôle élémentaire est bien pratique pour l'étude des antennes filaires; en effet, chacune de celles-ci peut se diviser en petits segments dans lesquels on considère le courant comme continu. En additionnant tous les doublets (ou même en passant à l'intégrale), on obtient le rayonnement de l'antenne considérée.

¹ Attention : E, H, et I_{eff} sont des **valeurs efficaces**. Il faut les multiplier par $\sqrt{2}$ pour connaître leurs amplitudes.

3.6.1 Puissance rayonnée du dipôle élémentaire

Si on intègre la densité de puissance $S(r, \theta, \varphi)$ sur une sphère de rayon r , on obtient la puissance rayonnée suivante :

$$P_e = \frac{2\pi}{3} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad [\text{W}] \quad (7)$$

On en déduit la **résistance de rayonnement** :

$$R_r = \frac{2\pi}{3} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 789.02 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad [\Omega] \quad (8)$$

Nous verrons au §6.1.1 (page 15) l'importance de la résistance de rayonnement R_r pour les calculs de rendement.

4 Polarisation

La polarisation d'une onde TEM est le type de trajectoire que décrit l'extrémité du champ E au cours du temps dans le plan transverse. Il existe trois types de polarisation :

- | | |
|--------------------------------|--|
| Polarisation linéaire | Le champ E n'a qu'une composante variant sinusoïdalement: sa trajectoire est donc un segment de droite. Un dipôle génère classiquement une onde EM polarisée linéairement. |
| Polarisation circulaire | Le champ E a deux composantes E_θ et E_φ de même amplitude et déphasées de 90 degrés, son extrémité décrit un cercle. |
| Polarisation elliptique | La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes E_θ et E_φ d'amplitudes et de phases quelconques. |

4.1 Applications

4.1.1 Polarisation circulaire

Pour les communications terrestres, fixes ou mobiles, une polarisation linéaire verticale ou horizontale suffit. Pour des communications avec des engins spatiaux en rotation sur eux-mêmes, une polarisation circulaire permet au récepteur de recevoir un signal indépendamment de la position angulaire de l'antenne d'émission.

On peut générer et recevoir une polarisation circulaire au moyen de dipôles croisés alimentés avec un déphasage de 90 degrés produit par une ligne de $\lambda/4$ (voir Figure 6).

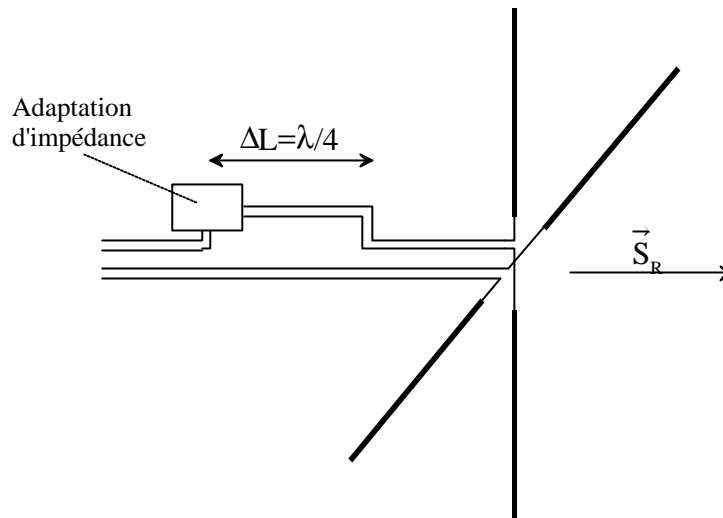


Figure 6

4.1.2 Multiplexage de polarisations

La polarisation d'une onde permet de multiplexer deux porteuses de même fréquence: l'une en polarisation horizontale, l'autre en polarisation verticale, ou une en polarisation circulaire gauche, l'autre en polarisation circulaire droite. Cette technique est utilisée pour les faisceaux hertziens et les satellites géostationnaires. Les réflecteurs paraboliques modifient légèrement la polarisation d'une onde. Le **découplage de polarisation** donne l'affaiblissement de la polarisation croisée sur la polarisation désirée.

5 Caractéristiques d'une antenne

Notations :	$p(r, \theta, \varphi)$	$[W/m^2]$	densité de puissance radiale (composante $ \vec{S} $)
	P_F	$[W]$	puissance fournie à l'antenne
	P_E	$[W]$	puissance émise
	P_R	$[W]$	puissance reçue
	$D(\theta, \varphi)$	$[-]$	directivité de l'antenne
	$G(\theta, \varphi)$	$[-]$	gain directif de l'antenne
	G_0	$[-]$	gain de l'antenne

5.1 Principe de réciprocité

Le principe de réciprocité stipule qu'une antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception.

5.2 Antenne isotrope

On appelle **antenne isotrope** une antenne théorique rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace. Une telle antenne n'a donc pas de direction de propagation privilégiée; on dit qu'elle n'est pas **directive**.

A une distance r la densité de puissance vaut :

$$p_{\text{iso}}(r, \theta, \varphi) = \frac{P_E}{4\pi \cdot r^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (9)$$

Si l'antenne isotrope est intéressante pour le calcul théorique, il est important de noter qu'elle est impossible à réaliser dans la pratique...

5.3 Directivité

La **directivité** (parfois appelée **gain directionnel**, ce qui porte à confusion...) d'une antenne est définie ainsi :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(r, \theta, \varphi)}{p_{\text{iso}}} \quad [-] \quad (10)$$

On admet que p_{iso} est la densité de puissance émise par une antenne isotrope qui aurait la même puissance émise P_E .

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. La directivité ne dépend pas de r , car les deux densités décroissent en $1/r^2$.

5.4 Gain en puissance et rendement

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\eta = \frac{P_E}{P_F} \quad [\%] \quad (11)$$

Le **gain en puissance** dépend de la fréquence du signal émis (voir §6.1.2 page 16). Il est très faible aux basses fréquences mais atteint des valeurs de 75% à 95% pour des fréquences supérieures à 1 MHz.

Les différents gains en puissance d'une antenne sont les suivants :

$$\textbf{Gain directif : } G(\theta, \varphi) = \eta \cdot D(\theta, \varphi) \quad [-] \quad (12)$$

$$\textbf{Gain : } G_0 = \max(G(\theta, \varphi)) \quad [-] \quad (13)$$

Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une (évt. plusieurs) direction(s). Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

Attention Une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal ! Son gain, par définition, représente la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes.

On déduit de (10), (11) et (12) la densité de puissance d'une antenne par rapport à la puissance fournie P_F :

$$p(r, \theta, \varphi) = G(\theta, \varphi) \cdot \frac{P_F}{4\pi \cdot r^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (14)$$

De fait, le gain en puissance d'une antenne est un paramètre plus intéressant que sa directivité; en effet, comme le rendement η est inclus, on peut calculer la densité de puissance en introduisant directement la valeur de la puissance fournie P_F dans (14).

5.5 Diagramme de rayonnement

C'est la représentation de $G(\theta, \varphi)/G_0$ (ou parfois simplement $G(\theta, \varphi)$) en fonction de θ ou de φ sur un diagramme polaire ou rectangulaire.

5.5.1 Exemples

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

Antenne isotrope $G(\theta, \varphi) = 1$ $G_0 = 1$ (0 dB) (15)

Dipôle élémentaire : $G(\theta, \varphi) = 1.5 \cdot \sin^2(\theta)$ $G_0 = 1.5$ (1.76 dB) (16)

Doublet 'demi-onde' : $G(\theta, \varphi) = 1.64 \cdot \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right)^2$ $G_0 = 1.64$ (2.15 dB) (17)

Les gains directifs des deux dipôles sont indépendants de φ pour des raisons de symétrie (voir §3.6 et §0).

La Figure 7 illustre les diagrammes de rayonnement $G(\theta)$ de ces trois antennes (pour un rendement maximal $\eta=1$) pour une valeur φ quelconque.

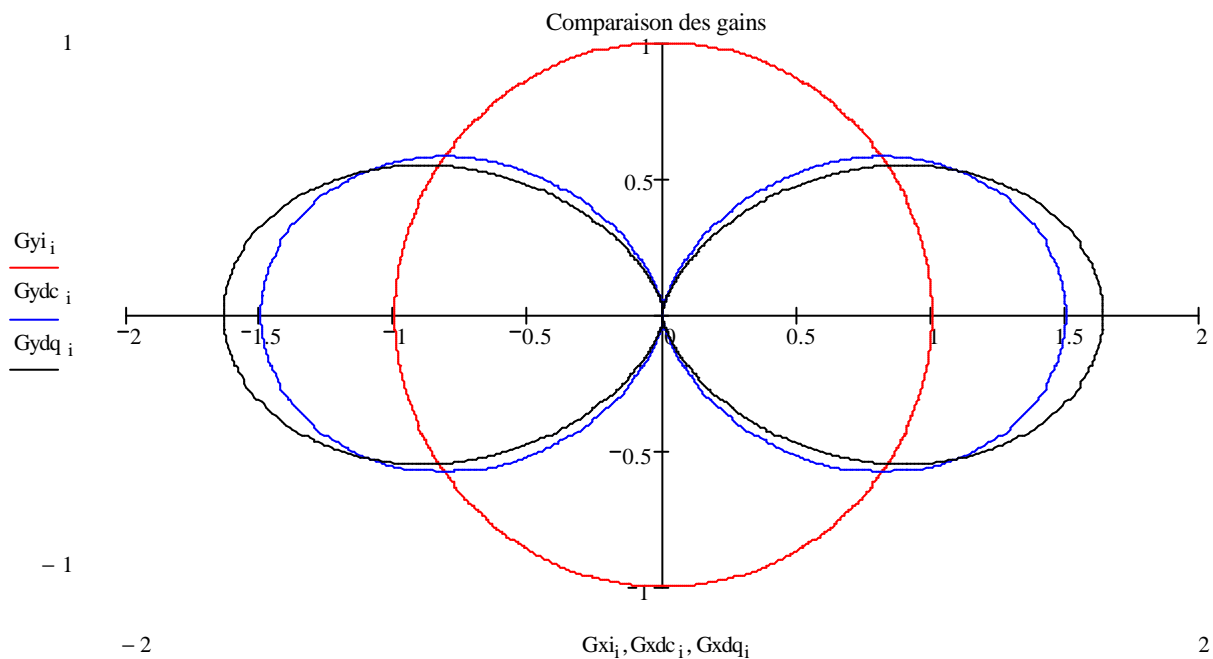


Figure 7

Normalement, il faut considérer un diagramme de rayonnement en 3D. La Figure 8 illustre le diagramme de rayonnement du dipôle élémentaire en 3D.

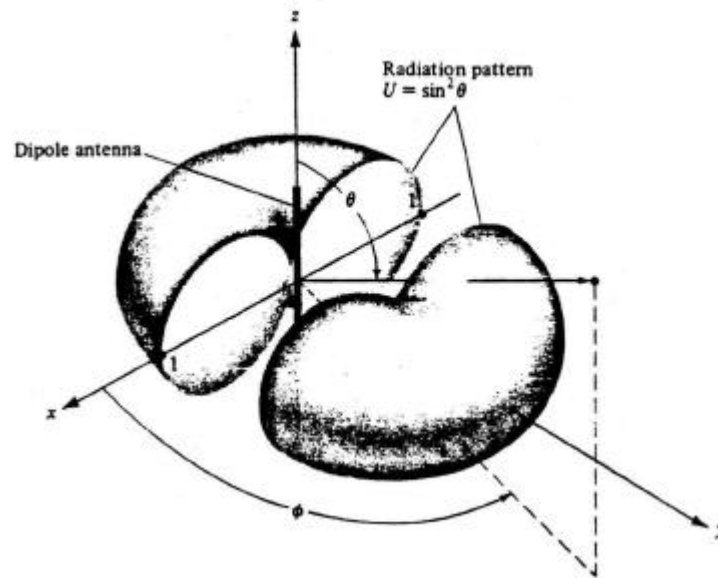


Figure 8

5.5.2 Remarques

Si on intègre la densité de puissance $p(r, \theta, \phi)$ le long d'une sphère de rayon r , on trouve toujours :

$$\oint_{\text{Sphère}} p(r, \theta, \phi) \cdot dS = P_E \quad [W] \quad (18)$$

En d'autres termes, si une antenne a un gain élevé dans une direction particulière, elle le 'paie' ailleurs. Par exemple, les deux dipôles ont un gain plus grand que un dans les directions x et y , mais ils n'émettent rien dans la direction des z . Les deux dipôles sont donc légèrement **directifs**.

5.5.3 Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture

Le diagramme de rayonnement d'une antenne directive a l'aspect décrit par la Figure 9. A noter que le gain est souvent donné en dB.

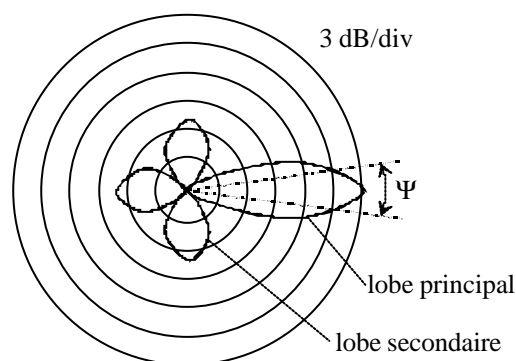


Figure 9

En principe, les lobes secondaires sont indésirables pour une antenne directive. Suivant la remarque du §5.5.2, on se rend compte que plus on les réduit, plus on renforce le lobe principal.

On appelle **angle d'ouverture** l'angle ψ du cône à $G_0/2$ (–3 dB) sur le diagramme de rayonnement.

5.5.4 Genres d'antennes

On distingue les types d'antennes suivantes :

	Caractéristiques	Usage	Type d'antenne
Antennes directives	- gain G_0 élevé - angle d'ouverture ψ faible	- faisceaux hertziens - satellites	- antennes paraboliques - antennes Yagi
Antennes omnidirectionnelles	- gain plus ou moins constant dans le plan horizontal ou dans un secteur donné	- radio / TV - communications mobiles	- brin vertical

5.6 Puissance isotrope rayonnée (PIRE, angl. EIRP)

Dans la direction optimale du lobe principal, le gain directif $G(\theta, \phi)$ est égal à G_0 . On définit la **puissance isotrope rayonnée** de la manière suivante :

$$\text{PIRE} = G_0 \cdot P_F \quad [\text{W}] \quad (19)$$

Dans cette direction privilégiée, on a donc la densité de puissance suivante :

$$p(r) = \frac{\text{PIRE}}{4\pi \cdot r^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (20)$$

Quand on utilise une antenne directive (par exemple une antenne parabolique), il est clair qu'on va chercher à l'orienter de manière optimale pour avoir $G(\theta, \phi) = G_0$ dans la direction choisie. Dans ce cas, la PIRE suffit pour connaître la densité de puissance à une distance r quelconque (voir (20)).

5.7 Surface équivalente

Soit une antenne de réception captant une onde dont la densité de puissance vaut $p(r, \theta, \phi)$ et délivrant une puissance P_R (voir l'antenne de droite de la Figure 10).

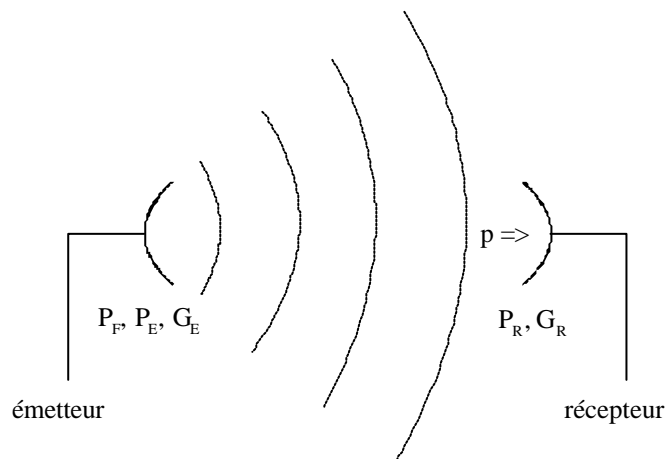


Figure 10

La **surface équivalente** ou **surface de captation** de l'antenne est définie par :

$$A_{eq} = \frac{P_R}{p} \quad [m^2] \quad (21)$$

Donc :

$$P_R = p \cdot A_{eq} \quad [m^2] \quad (22)$$

Connaissant la surface équivalente d'une antenne et la densité de puissance reçue, on trouve immédiatement la puissance reçue.

On montre qu'en raison de la réciprocité, la surface équivalente est liée au gain de l'antenne de réception :

$$A_{eq}(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_R(\theta, \varphi) \quad [m^2] \quad (23)$$

5.7.1 Exemple

Soit un dipôle demi-onde à 100 MHz dans le plan horizontal. Calculer sa surface équivalente maximale.

Solution

$$A_{eq} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_0 = \frac{1}{4\pi} \cdot \left(\frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{1 \cdot 10^8 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot 1.64 = 1.17 \text{ m}^2$$

5.7.2 Exemple

Le satellite 'Hot bird 1', lancé en 1995 émet un signal avec les caractéristiques suivantes :

- satellite géostationnaire, $r=36'000 \text{ km}$
- PIRE = 49 dBW
- $f = 12 \text{ GHz}$

On montre que la surface équivalente d'une antenne parabolique est (en gros) égale à la moitié de la surface de son disque.

Donner la puissance reçue par une antenne parabolique de diamètre $d=70 \text{ cm}$.

Solution

On a :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{12 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 0.025 \text{ m}$$

$$p = \frac{\text{PIRE}}{4\pi \cdot r^2} = \frac{10^{\frac{49}{10}} \cdot 1 \text{ W}}{4\pi \cdot (3.6 \cdot 10^7 \text{ m})^2} = 4.88 \cdot 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$$

$$A_{eq} = 0.5 \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} = 0.5 \cdot \pi \cdot \frac{0.7^2}{4} = 0.1924 \text{ m}^2$$

$$P_R = p \cdot A_{eq} = 4.88 \cdot 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \cdot 0.1924 \text{ m}^2 = 9.38 \cdot 10^{-13} \text{ W} = 0.94 \text{ pW}$$

5.8 Affaiblissement en espace libre

Ce chapitre s'applique particulièrement aux liaisons à visibilité directe (propagations troposphériques, faisceaux hertziens, liaisons par satellite, etc.). On néglige l'influence du sol et les pertes atmosphériques.

Paramètres de l'émetteur	P_F	[W]	Puissance fournie
	$PdBW_F$	[dBW]	Puissance fournie en dBW
	G_E	[-]	Gain de l'antenne d'émission
	GdB_E	[dB]	Gain de l'antenne d'émission en dB
Paramètres du récepteur	P_R	[W]	Puissance reçue
	$PdBW_R$	[dBW]	Puissance reçue en dBW
	G_R	[-]	Gain de l'antenne de réception
	GdB_R	[dB]	Gain de l'antenne de réception en dB
Distance entre les antennes	r	[m]	

Les gains en dB et les puissances en dBW répondent aux relations suivantes :

$$GdB = 10 \cdot \log(G) \quad \Leftrightarrow \quad G = 10^{\frac{GdB}{10}} \quad (24)$$

$$PdBW = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{1W}\right) \quad \Leftrightarrow \quad P = 10^{\frac{PdBW}{10}} \cdot 1W \quad (25)$$

On calcule la puissance reçue :

$$P_R = (p \cdot A_{eq}) = \left(\frac{P_F \cdot G_E}{4\pi \cdot r^2}\right) \cdot \left(\frac{G_R \cdot \lambda^2}{4\pi}\right) = G_E \cdot G_R \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot r}\right)^2 \cdot P_F \quad (26)$$

L'affaiblissement de la liaison, exprimé en dB, est le suivant :

$$AdB = 10 \cdot \log\left(\frac{P_F}{P_R}\right) = PdBW_F - PdBW_R \quad (27)$$

$$AdB = -10 \cdot \log(G_E) - 10 \cdot \log(G_R) - 20 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot r}\right) \quad (28)$$

$$AdB = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot r}{\lambda}\right) - GdB_E - GdB_R \quad (29)$$

On appelle **affaiblissement isotrope** le terme :

$$A_{iso} = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot r}{\lambda}\right) \quad [dB] \quad (30)$$

Donc :

$$AdB = A_{iso} - GdB_E - GdB_R \quad [dB] \quad (31)$$

Soit une puissance d'émission PdF et un affaiblissement AdB connu. La puissance de réception est déduite de (27) :

$$PdBW_R = PdBW_F - AdB \quad [dBW] \quad (32)$$

En résumé :
$$AdB = 10 \cdot \log\left(\frac{P_F}{P_R}\right) = PdBW_F - PdBW_R = A_{iso} - GdB_E - GdB_R \quad (33)$$

5.8.1 Exemple

Soient deux antennes identiques de gain $G_0=10$ dB et éloignées de 300m. Le signal est émis à une fréquence $f=400$ MHz avec une puissance de 2.5 W. Calculer l'affaiblissement de la liaison et la puissance du signal reçu (exprimé en W).

Solution

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{4 \cdot 10^8 \text{ Hz}} = 0.75 \text{ m}$$

$$PdBW_F = 10 \cdot \log\left(\frac{P_F}{1 \text{ W}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{2.5}{1}\right) = 3.98 \text{ dBW}$$

$$AdB = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot r}{\lambda}\right) - GdB_E - GdB_R = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot 300}{0.75}\right) - 20 = 54.03 \text{ dB}$$

$$PdBW_R = PdBW_F - AdB = 3.98 - 54.03 = -50.05 \text{ dBW}$$

$$P_R = 10^{\frac{PdBW_R}{10}} \cdot 1 \text{ W} = 10^{-5.005} \cdot 1 \text{ W} = 9.88 \mu \text{ W}$$

6 Types d'antennes

6.1 Antennes à onde stationnaire – le dipôle

Tous les types de dipôles ont des caractéristiques que l'on peut calculer à partir du dipôle élémentaire déjà été étudié au §3.6 page 4.

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

La Figure 11 illustre la distribution du courant pour une antenne λ à différentes valeurs de t .

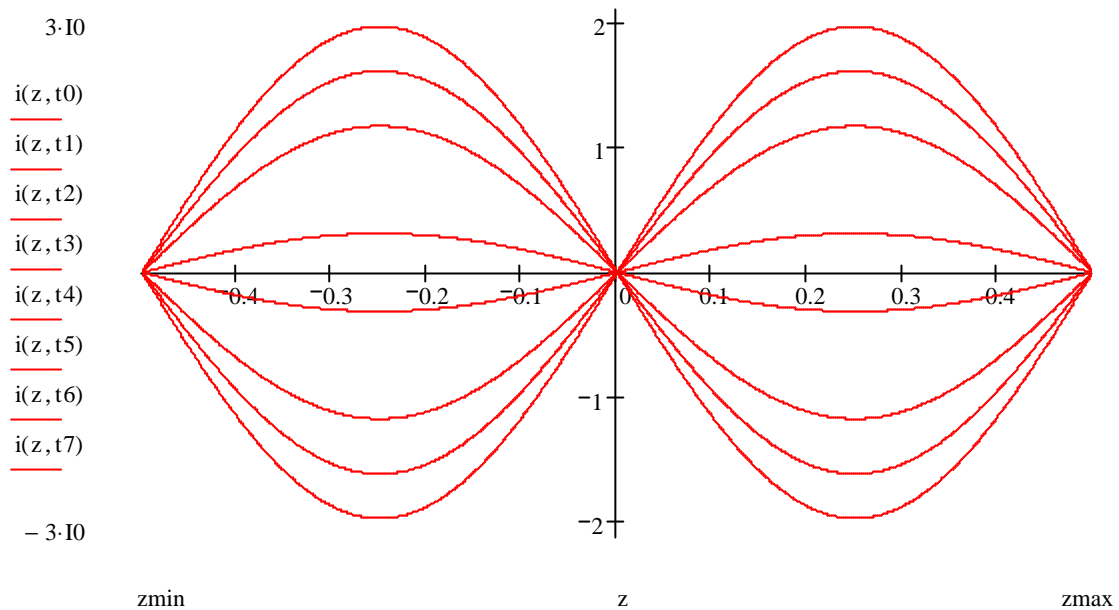


Figure 11

6.1.1 Impédance du dipôle

Toute antenne filaire est vue de la source comme une impédance par la source. Le schéma de branchement est illustré par la Figure 12.

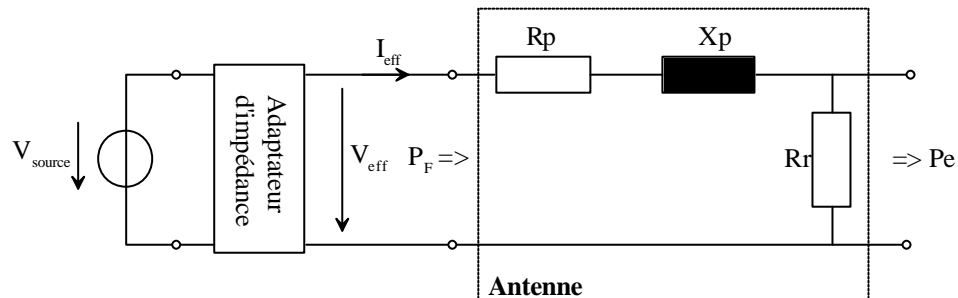


Figure 12

Les paramètres sont les suivants :

- R_r Résistance de rayonnement
- R_p Résistance de pertes de l'antenne
 - pertes ohmiques
 - pertes liées au courants de Foucault induits dans des conducteurs voisins
 - décharges électriques entre conducteurs à potentiels différents (effet Corona)
 - isolement imparfait des isolateurs supportant les éléments de l'antenne
- X_p Réactance de l'antenne
- P_F Puissance fournie
- P_E Puissance émise

L'adaptateur d'impédance peut être un transformateur ou un filtre réactif en π . Il sert à :

- 1) adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance de ligne Z_0 .
- 2) passer d'une ligne asymétrique (exemple typique : le câble coaxial) à une antenne symétrique.

6.1.1.1 Réactance de l'antenne

La réactance X_p de l'antenne est non désirée. La première manière de l'éliminer est de réaliser une antenne... qui n'en a pas. C'est le cas des antennes résonantes (voir §6.1.4 page 18). La Figure 13 illustre le parcours de l'impédance du dipôle pour différentes valeurs de L .

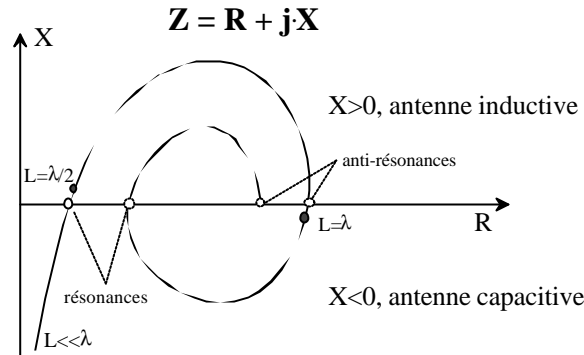


Figure 13

Constatations

- Lorsque L est proche de $\lambda/2$, $3\lambda/2$, etc. on a des situations de **résonance**. L'impédance Z est purement réelle et de l'ordre de la centaine d'Ohms ($R_r=73 \Omega$ pour une antenne demi-ondes). A noter que les caractéristiques de l'antenne en résonance dépendent relativement peu de l'épaisseur du dipôle.
- Lorsque L est proche de λ , 2λ , etc. on a des situations d'**anti-résonance**. L'impédance Z est purement réelle et peut prendre des valeurs de plusieurs milliers d'ohms. A noter que les caractéristiques de l'antenne en anti-résonance dépendent **énormément** de l'épaisseur du dipôle.
- Les valeurs de L pour les quelles on a résonance (ou anti-résonance) ne sont pas des multiples exacts de $\lambda/2$. Par exemple, pour le dipôle demi-onde, on a $L=0.95 \cdot \lambda/2$.
- Les antennes résonantes sont assez sensibles au rapport L/λ . En conséquence, la bande passante de ce type d'antennes est limitée.

Une seconde manière d'éliminer la réactance X_p est d'ajouter en série à l'antenne une seconde réactance $X_p' = -X_p$ (voir §6.1.4.3 page 19).

6.1.2 Calcul du rendement

La puissance P_E rayonnée pour un courant I_{eff} donné est la suivante :

$$P_E = R_r \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad [\text{W}] \quad (34)$$

La puissance P_F à fournir pour un courant I_{eff} donné (et par conséquent une puissance émise $P_E=R_r \cdot I_{\text{eff}}^2$) est la suivante :

$$P_F = (R_r + R_p) \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad [\text{W}] \quad (35)$$

On déduit le rendement de l'antenne :

$$\eta = \frac{P_E}{P_F} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad [\%] \quad (36)$$

6.1.2.1 Exemple de calcul

On considère un doublet de Hertz très loin du sol avec les caractéristiques suivantes :

- Longueur = 1 m
- Section = 1 mm²
- Ligne de cuivre, $\sigma = 58 \cdot 10^6 \Omega^{-1} \text{m}^{-1}$
- Valeur crête du courant $\hat{I} = 1 \text{ A}$ (donc $I_{\text{eff}} = 0.707 \text{ A}$)
- Fréquence = 1 MHz ($\lambda = 300 \text{ m}$)

On trouve une résistance ohmique $R = 1.7 \cdot 10^{-2} \Omega$ et une résistance de rayonnement $R_r = 8.8 \cdot 10^{-3} \Omega$. On a donc (au mieux, car on ne tient compte que des pertes ohmiques) un rendement de $\eta \approx 34\%$. La puissance dissipée en chaleur est égale à 8.6 mW et la puissance dissipée en rayonnement est égale à 4.4 mW.

Attention Dans la réalité, on doit tenir compte des effets de sol, des interactions avec les conducteurs voisins de l'antenne, etc. Notre modélisation très loin du sol ne donne donc qu'une approximation très grossière de la réalité.

6.1.3 Dipôle non résonants

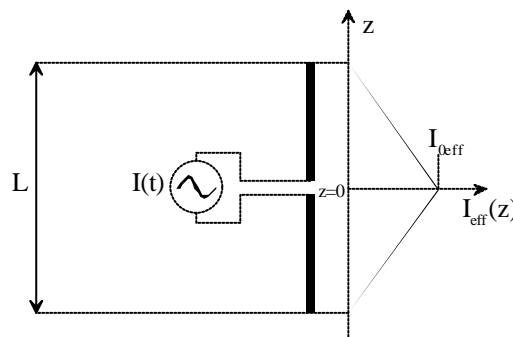
6.1.3.1 Doublet de Hertz

On parle de **dipôle élémentaire**, **dipôle infinitésimal** ou encore **doublet de Hertz** lorsque $L < \lambda/50$. Ce type de dipôle a déjà été étudié au §3.6. On considère que le courant est uniforme sur toute la longueur L de l'antenne. La résistance R_r est très faible par rapport à la réactance X ; on peut considérer ce genre d'antenne comme un condensateur qui rayonne un peu...

Par exemple, si on admet la limite $L = \lambda/50$, on obtient $R_r = 0.3 \Omega$. Si admet que la réactance X_p est beaucoup plus grande que $10 \text{ k}\Omega$, on se rend compte de la difficulté d'émettre des signaux de puissance raisonnable. Pour pallier à ce problème, on cherche en principe à compenser la réactance capacitive de l'antenne par une inductance (voir §6.1.4.3 page 19)

6.1.3.2 Dipôle court

On parle de **dipôle court** lorsque $\lambda/50 < L < \lambda/10$. Dans ce cas on ne peut plus considérer la répartition du courant comme uniforme le long de L . On admet une répartition triangulaire de courant (valeur efficace du phaseur) ainsi que l'illustre la Figure 14.



Dipôle court - répartition du courant

Figure 14

On a :

$$I_{\text{eff}}(z) = I_{0\text{eff}} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{|z|}{L}\right) \text{ pour } |z| < L/2 \quad [\text{A}] \quad (37)$$

$$R_r = \frac{\pi}{6} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 197.39 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad [\Omega] \quad (38)$$

$$P_r = R_r \cdot I_{0\text{eff}}^2 \quad [\text{W}] \quad (39)$$

La résistance de rayonnement R_r est divisée par 4 par rapport au doublet de Hertz, mais la réactance X_p est moins pire (même si X_p reste plus grand que $1 \text{ k}\Omega$!).

Le diagramme de rayonnement du dipôle court est identique à celui du dipôle élémentaire (voir équation (16) page 9)

6.1.4 Dipôles résonants

On appelle dipôle résonnant un dipôle dont la réactance X_p est nulle (voir Figure 13). Ces situations sont obtenues lorsque $L \approx n \cdot \lambda/2$. Lorsque n est impair, on a résonance; lorsque n est pair on a anti-résonance.

La Figure 15 illustre la répartition de la valeur efficace du courant pour une antenne demi-onde et une antenne λ .

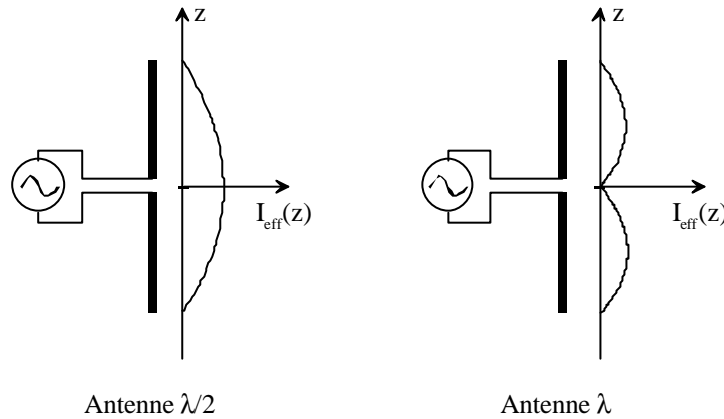


Figure 15

En première approximation, on a la répartition de courant suivante (valeur efficace du phaseur) :

$$I_{\text{eff}}(z) = I_{0\text{eff}} \cdot \cos\left(n \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot |z|\right) \text{ si } n \text{ est impair} \quad (40)$$

$$I_{\text{eff}}(z) = I_{0\text{eff}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot |z|\right) \text{ si } n \text{ est pair} \quad (41)$$

Cette approximation assez grossière permet de se faire une idée de la répartition du courant (voir encore la Figure 11 page 15 pour une antenne λ), mais elle n'est pas satisfaisante pour des calculs précis. Le calcul de la répartition précise du courant est relativement compliqué et fait également intervenir l'épaisseur du dipôle. Pour plus de détails, voir la littérature spécialisée.

Dans la pratique, la longueur L est légèrement inférieure à la valeur théorique de $n\lambda/2$, car il faut tenir compte du rapport longueur d'onde/diamètre du conducteur et de l'effet d'extrémité dû aux isolants utilisés pour la fabrication. Ainsi, la longueur mécanique du doublet demi-onde est :

$$L = 0.95 \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (42)$$

6.1.4.1 Dipôle demi-onde

Le dipôle demi-onde a le gain suivant pour $\eta=1$ (rappel) :

$$\text{Doublet 'demi-onde' : } G(\theta, \varphi) = 1.64 \cdot \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right)^2 \quad G_0 = 1.64 \text{ (2.15 dB)} \quad (43)$$

Son impédance vaut 73Ω . Son diagramme de rayonnement est illustré par la Figure 7 page 9.

6.1.4.2 Dipôle replié

Le dipôle replié est représenté par la Figure 16

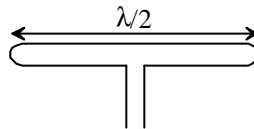


Figure 16

Son impédance de rayonnement vaut à peu près 300Ω . Le diagramme de rayonnement est semblable à celui du dipôle demi-onde, mais la bande passante est plus large.

6.1.4.3 Dipôle raccourci

Lorsque la longueur d'onde λ est très inférieure à la longueur d'onde (cas des ondes longues), l'impédance de l'antenne présente une partie imaginaire négative (capacitive – voir Figure 13). Pour accorder cette antenne, il est nécessaire d'ajouter à la base une inductance (voir Figure 17).

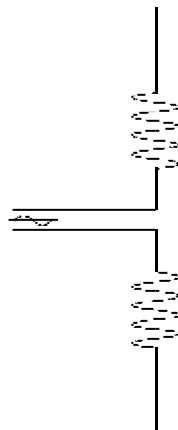


Figure 17

L'inductance doit avoir une résistance série très faible. Par rapport à une antenne résonante pure, le rendement n'est pas aussi bon et la bande passante est plus réduite.

6.1.4.4 Antenne Yagi

L'antenne Yagi est constituée d'un dipôle replié (radiateur), auquel on a associé un ou plusieurs éléments passifs, appelés directeur(s) et réflecteur (voir Figure 18).

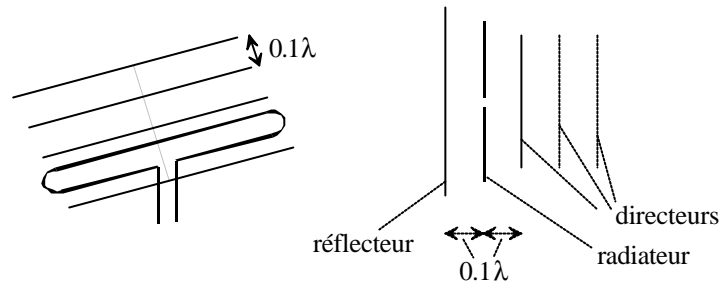


Figure 18

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

Etant donné l'asymétrie de l'antenne, le diagramme de rayonnement dans le plan de l'antenne est relativement unidirectionnel (voir Figure 19).

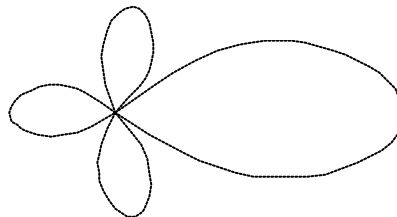


Figure 19

La présence d'éléments passifs diminue la résistance de rayonnement de l'antenne, qui se situe généralement vers 75Ω . Les antennes Yagi sont les fameuses antennes de télévision que l'on voit de moins en moins sur nos toits...

6.1.4.5 Rideaux d'antennes

Un rideau d'antenne est constitué d'un ensemble d'antennes identiques et espacées régulièrement. En jouant sur le déphasage de chaque antenne, on peut obtenir des diagrammes de rayonnement très concentrés dans la direction choisie.

6.1.5 Antennes à onde progressive

Comme il a déjà été dit auparavant, le dipôle est une antenne à onde stationnaire. Le principe d'une antenne progressive est différent. L'antenne de ce type la plus simple est une ligne de transmission **avec pertes** de longueur $L > \lambda$, terminée par une charge dont l'impédance est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. L'adaptation est très importante pour supprimer toute réflexion d'onde.

La Figure 20 illustre le principe.

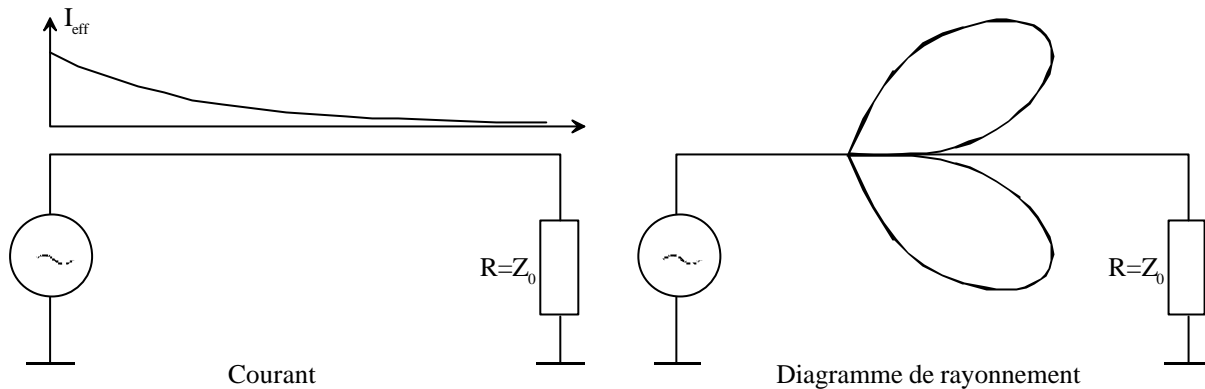


Figure 20

La Figure 21 montre la répartition de I_{eff} le long de L pour différentes valeurs de t le long d'une antenne à onde progressive (les pertes du conducteur ne sont pas négligées). Il n'y a plus ni 'ventres' ni 'creux'; l'onde se déplace en permanence de la gauche vers la droite. Les pertes de la ligne génèrent un affaiblissement de l'amplitude au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la source.

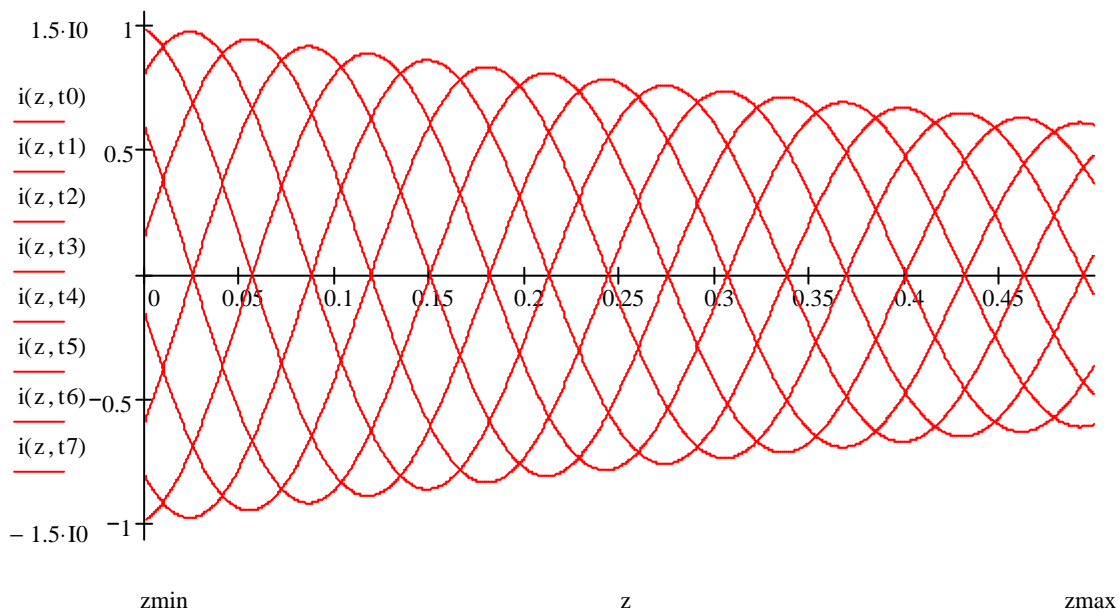


Figure 21

La Figure 21 est à mettre en comparaison avec la Figure 11 de la page 15.

La valeur efficace du courant est maximale en début de ligne et minimale à son extrémité; de ce fait, on obtient un diagramme de rayonnement dont le lobe principal n'est pas perpendiculaire à l'antenne mais penché vers l'avant (voir Figure 20). Une partie de l'énergie fournie par le générateur est dissipée en pure perte dans la charge.

6.1.5.1 Antenne rhombique

Il s'agit d'une antenne à onde progressive formée de 4 éléments montés en forme de parallélogramme et terminés par une impédance d'adaptation (voir Figure 22).

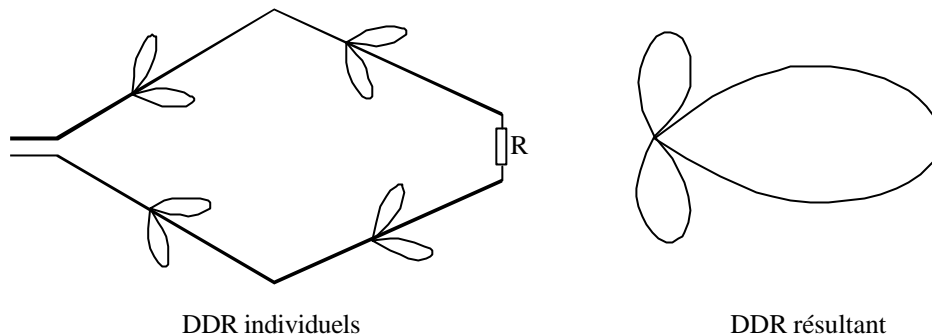


Figure 22

Les diagrammes de rayonnement individuels s'additionnent pour donner le diagramme de rayonnement résultant. L'impédance d'entrée est d'environ 650 à 700 Ω , la directivité varie de 20 à 90 dB et le gain en puissance, compte tenu des pertes dans R, varie de 15 à 60 dB. Si le rendement η est faible (de -5 dB à -30 dB), la bande passante est large, puisque l'antenne n'est pas accordée ! L'antenne rhombique permet un fonctionnement satisfaisant de 3 à 30 MHz; elle est utilisée pour les liaisons en ondes courtes.

6.1.6 Influence du sol

L'influence du sol est un paramètre déterminant dans l'émission d'ondes EM. Le sol est un conducteur plus ou moins bon; il est excellent lorsque de l'eau (par exemple une nappe phréatique) est présente. Dans ce cas, il renvoie l'onde électromagnétique comme un miroir, en inversant la composante horizontale du champ électrique (voir Figure 23).

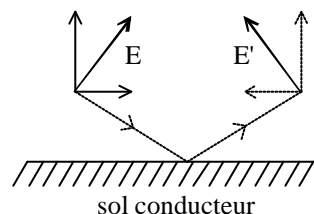


Figure 23

Remarque L'influence du sol est négligeable si l'antenne est distante de plusieurs longueurs d'onde du sol.

Parfois on cherche à éviter l'influence du sol et on élève l'antenne. Parfois, au contraire, on recherche cette influence et on s'arrange pour augmenter la conductibilité de celui-ci (par exemple l'antenne Marconi).

Pour calculer l'effet du sol, on introduit souvent un concept tiré de l'optique: la notion d'antenne virtuelle. On imagine que l'onde réfléchie de la Figure 23 est envoyée par une antenne virtuelle située sous terre.

Attention L'antenne virtuelle a un déphasage de respectivement 0° ou 180° par rapport à l'antenne réelle selon son orientation (horizontale ou verticale) et sa valeur $n=L/(\lambda/2)$.

6.1.6.1 Antennes mises à la terre

Lorsque l'antenne est très proche du sol, l'antenne réelle et l'antenne virtuelle ne forment plus qu'une seule et même antenne (voir Figure 24).

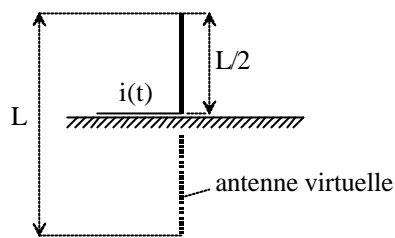


Figure 24

C'est ainsi qu'une antenne de longueur $\lambda/4$, proche du sol, se comporte comme une antenne demi-onde $\lambda/2$. Une telle antenne est appelée **antenne quart d'onde** ou **antenne Marconi**. Le diagramme de rayonnement d'une telle antenne est comparable à celui du dipôle $\lambda/2$ et le maximum d'émission a lieu parallèlement au sol. Sa résistance de rayonnement est égale à la moitié de celle du dipôle demi-onde : $R_r = 37 \Omega$.

Comme le sol n'est pas toujours un conducteur parfait, on crée à la base de l'antenne une base artificielle; des conducteurs (appelés radians) sont disposés radialement à la base de l'antenne. La Figure 25 illustre un dipôle quart d'onde raccordé à une terre artificielle.

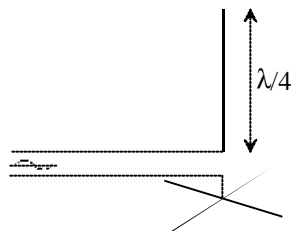


Figure 25

Les radians se comportent comme un plan de masse. Naturellement, le capot d'une voiture ou toute autre plaque de métal peut aussi faire l'affaire.

En inclinant les brins de la Figure 25 de manière adéquate, on peut encore modifier la résistance de rayonnement et obtenir, par exemple, 50Ω .

La Figure 26 illustre un dipôle raccourci relié à la terre comme on en voit beaucoup dans le commerce.

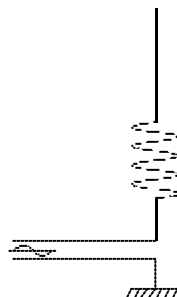


Figure 26

6.2 Antennes cadres

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

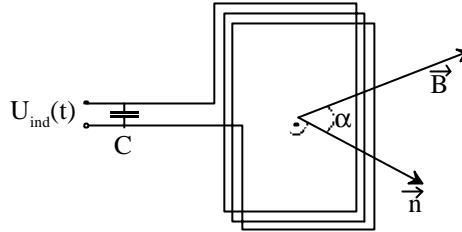


Figure 27

L'antenne cadre fonctionne comme la partie secondaire d'un transformateur: un champ d'induction magnétique variable $B(t)$ génère une tension induite aux bornes du bobinage.

Les paramètres sont les suivants :

S	Surface d'une spire [m^2]
n	Vecteur normal au plan
N	Nombre de spires [-]
E	Champ électrique [V/m]
H	Champ magnétique [A/m]
B	Champ d'induction magnétique [Tesla]
α	Angle d'incidence de B par rapport à n
ϕ	Flux magnétique [Tesla·m ²]
c	Vitesse de la lumière [$3 \cdot 10^8$ m/s]

$$\text{On a : } \phi(t) = N \cdot S \cdot \|\vec{B}(t)\| \cdot \cos(\alpha) = N \cdot S \cdot \mu_0 \cdot \|\vec{H}(t)\| \cdot \cos(\alpha) = \frac{N \cdot S}{c} \cdot \|\vec{E}(t)\| \cdot \cos(\alpha) \quad (44)$$

$$\text{et } U_{\text{ind}(t)} = -\frac{\partial}{\partial t} \phi(t) \quad (45)$$

Remarques :

- Il faut orienter le cadre perpendiculairement au vecteur B pour obtenir la tension maximale.
- L'antenne cadre est une des rares antennes à être sensible au champ magnétique H.
- On ajoute très souvent une capacité d'adaptation en parallèle au bobinage de manière à filtrer les fréquences indésirables. La bande passante de l'antenne cadre accordée est assez mince.

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

6.3 Antennes paraboliques

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

L'antenne parabolique est constituée d'un cornet (antenne de type ouverture) et d'un réflecteur parabolique (voir Figure 28).

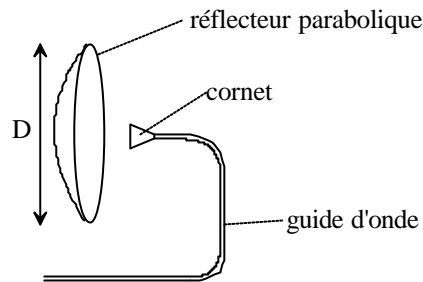


Figure 28

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

On montre que le gain maximal G_0 d'une telle antenne est le suivant :

$$G_0 = k \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 \quad (46)$$

où k est un paramètre variant de 0.5 à 0.8.

On déduit la surface équivalente à l'aide de (23) :

$$A_{eq} = k \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{4} = k \cdot S \quad [m^2] \quad (47)$$

où S est la surface du disque du réflecteur parabolique.

L'angle d'ouverture ψ à $-3dB$ est approximé par :

$$\psi = 70 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad [degrés] \quad (48)$$

7 Propagation

7.1 Couches de l'atmosphère

L'atmosphère est composée des couches suivantes :

- Troposphère** La *troposphère* est la couche qui est en contact avec le sol; elle s'étend jusqu'à 10 km d'altitude et est le siège des phénomènes climatiques.
- Stratosphère** La *stratosphère* s'étend de 10 à 40 km d'altitude; elle intervient peu dans la propagation des ondes.
- Ionosphère** L'*ionosphère* s'étend de 40 à 1000 km d'altitude; elle est exposée au rayonnement solaire ainsi qu'aux rayons cosmiques et aux météorites qui provoquent l'ionisation des molécules, c'est-à-dire l'arrachement des électrons des couches extérieures de la molécule; les particules chargées négativement (électrons) et positivement (ions) ont tendance à se concentrer en couches ionisées qui vont jouer un rôle très important dans la propagation des ondes, principalement des ondes HF.

Exosphère *L'exosphère est la couche ultime de l'atmosphère; on connaît mal ses propriétés et l'on ignore sa limite. Elle joue peu de rôle en communications radio. C'est dans l'exosphère que se trouve la première des deux ceintures de particules découvertes par les satellites artificiels, nommées *barrières de Van Allen*; la première barrière s'étend de 500 à 3500 km, tandis que la seconde s'étend de 12000 à 50000 km; elles sont constituées principalement d'électrons et de protons provenant du soleil et piégés par le champ magnétique terrestre.*

7.2 Types de propagation

Entre une antenne d'émission et une antenne de réception, situées au voisinage de la terre, une onde électromagnétique peut suivre quatre trajets différents (voir Figure 29).

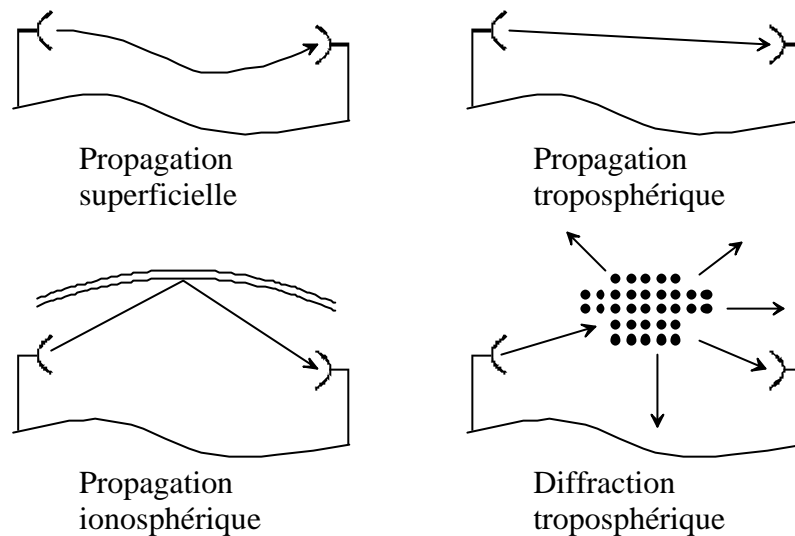


Figure 29

7.2.1 Propagation superficielle

Encore appelée *onde de sol*. La composante horizontale de E interagit avec le sol, générant des pertes. Seule reste la composante verticale de E (on parle de polarisation verticale). Les pertes dues à l'interaction de l'onde avec le sol sont d'autant plus élevées que la fréquence est élevée et que la conductivité du sol est faible; pour cette raison, la portée des transmissions par ondes de surface est élevée pour les ondes longues et moyennes, mais faible pour les ondes courtes et ultracourtes.

7.2.2 Propagation ionosphérique

Les couches ionisées de la ionosphère se comportent comme un véritable miroir pour les ondes EM. On constate des *zones d'ombre* dans lesquelles aucune réception n'est possible. A partir d'une fréquence critique, les ondes EM ne sont plus réfléchies et s'échappent de l'atmosphère. Les ondes courtes se propagent principalement de cette manière.

Avantages En choisissant convenablement la puissance, le type d'antenne et la fréquence, on peut atteindre pratiquement n'importe quel point de la terre.

Désavantages Ce mode de propagation est peu fiable.

7.2.3 Propagation troposphérique

Les ondes se déplacent en ligne droite dans le vide et accomplissent la totalité de leur trajet dans la couche la plus basse de l'atmosphère. Elles sont donc influencées par la météo (pluie, brouillard, etc.) et par les obstacles naturels (montagnes, forêts, etc.) et artificiels (bâtiments élevés). Les problèmes liés à la propagation troposphérique seront traités au §8 quand nous parlerons des faisceaux hertziens.

8 Faisceaux hertziens (angl. microwave links)

8.1 Considérations générales

Les faisceaux hertziens sont un exemple typique de propagation troposphérique.

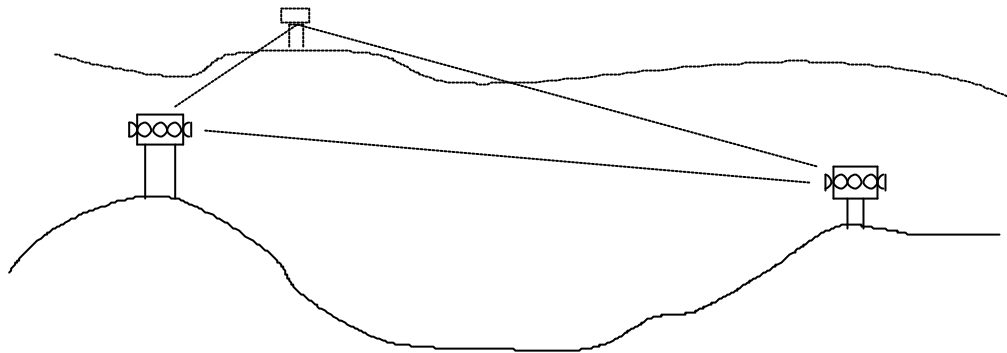


Figure 30

8.2 Principales caractéristiques

- Transmission hertzienne (= par onde électromagnétique) entre deux points fixes
- Bonds de l'ordre de 20 à 100 km.
- Antennes très directives (antennes paraboliques ou antennes Yagi).
- Puissance émise relativement faibles (< 20W)
- Systèmes analogiques (FM) ou numériques (PSK, QAM)
- Domaine de fréquence: 250 MHz à 40 GHz (principalement 2 à 20 GHz)
- Fonctionnement en visibilité directe, éventuellement avec relais passifs.

8.3 Usage

Les faisceaux hertziens sont principalement utilisés :

- pour transmettre des multiplex numériques du RNIS (systèmes duplex, 2 à 150 Mbit/s, voix et données)
- pour transmettre des programmes radio et TV aux émetteurs (réseaux d'apport, systèmes simplex)
- pour des applications momentanées civiles (reportages) ou militaires.

8.4 Avantages/inconvénients

L'emploi d'un faisceau hertzien comporte les avantages/inconvénients suivants :

- Coût par km inférieur aux liaisons câblées (fibres optiques)
- Capacité bien plus faible qu'un câble optique.
- Convient particulièrement aux régions à faible densité de population et dans les régions montagneuses.

8.5 Planification d'un réseau hertzien

- Choix des fréquences porteuses
- Calcul des affaiblissements
- Calcul des brouillages entre faisceaux

8.6 Choix des fréquences porteuses

L'attribution des fréquences est faite à deux niveaux :

Au niveau international: le CCIR (Comité consultatif international pour les radiocommunications) édicte un RR (Règlement des Radiocommunications). Les principales bandes réservées sont en GHz:

2,1 - 2,3	3,8 - 4,2	5,9 - 6,4	6,4 - 7,1	7,1 - 7,7
8,0 - 8,5	10,7 - 11,7	12,75 - 13,25	14,4 - 15,35	17,7 - 19,7
20 - 40				

Au niveau national: chaque pays assigne les différentes bandes aux différents utilisateurs (Télécom, Armée, Télévision)

8.7 Plan de fréquences

a) Principe des systèmes duplex

Un groupe de fréquences (f_{1i}) est transmis dans un sens, un autre groupe (f_{2i}) dans l'autre sens (voir Figure 31).

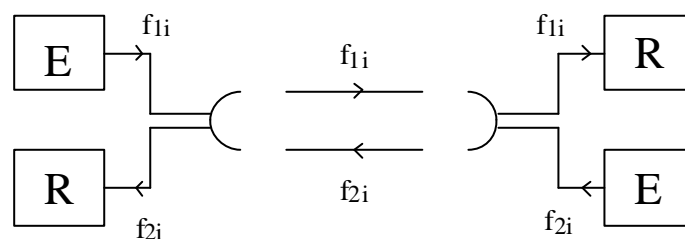


Figure 31

Antennes

- b) Il n'est pas possible d'utiliser un canal unique par sens de transmission en raison des couplages parasites entre les antennes d'émission (signal fort) et de réception. Ces couplages proviennent des lobes secondaires des antennes.

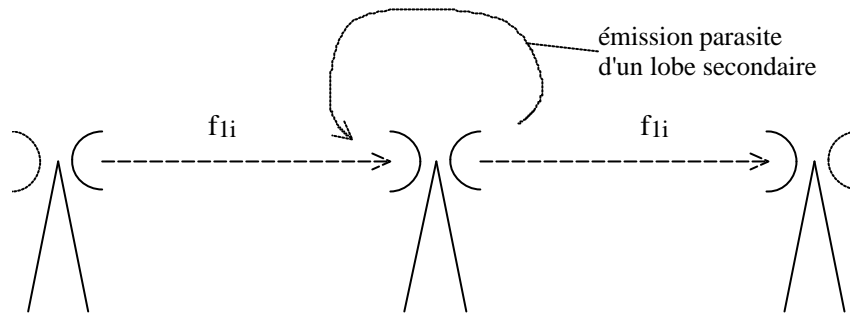


Figure 32

- c) Utilisation de deux groupes de fréquences:

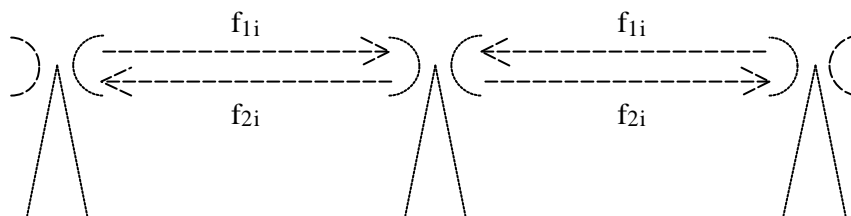


Figure 33

- d) Utilisation de quatre groupes de fréquences:

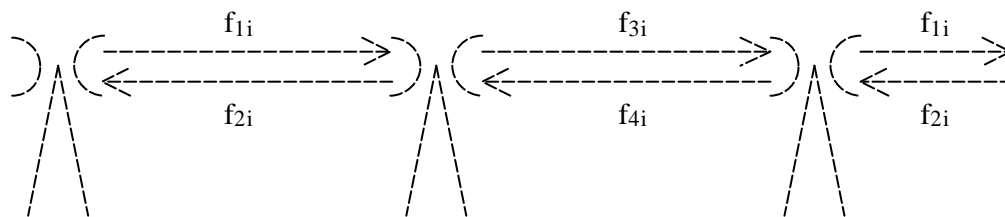


Figure 34

- e) Alternance de polarisations:

Les fréquences d'un groupe sont émises avec des polarisations différentes de manière à mieux séparer les canaux.

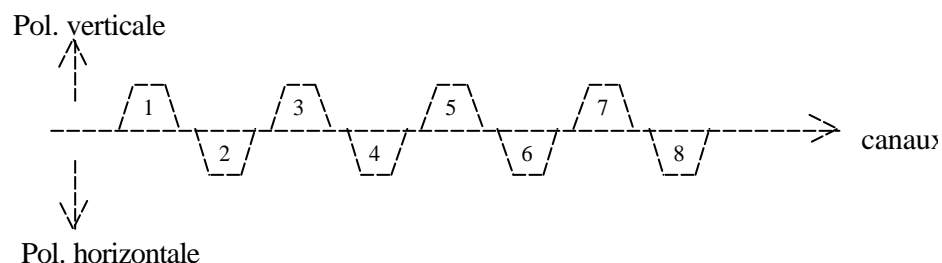


Figure 35

Cela nécessite deux guides pour les deux différentes polarisations (un pour les canaux paires et un pour les impaires) arrivant sur la même antenne ou sur deux antennes différentes. Avec une antenne unique, elle doit avoir un bon découplage de polarisations.

8.8 Conditions réelles de propagation

Les faisceaux hertziens se propagent dans la troposphère, couche atmosphérique fortement perturbée par les conditions météorologiques (humidité, pluie, neige, nuages, ..).

La propagation des ondes EM aux fréquences utilisées pour les faisceaux hertziens est donc fortement dépendante du climat et aussi de la topographie.

Plusieurs phénomènes physiques entrent en considération. Les chapitres suivants vont les détailler.

8.8.1 La réfraction atmosphérique

L'indice de réfraction de l'air dépend directement de sa densité, qui elle, varie avec l'altitude et la température.

L'indice de réfraction diminue avec l'altitude. La diminution moyenne est linéaire en première approximation (voir Figure 36).

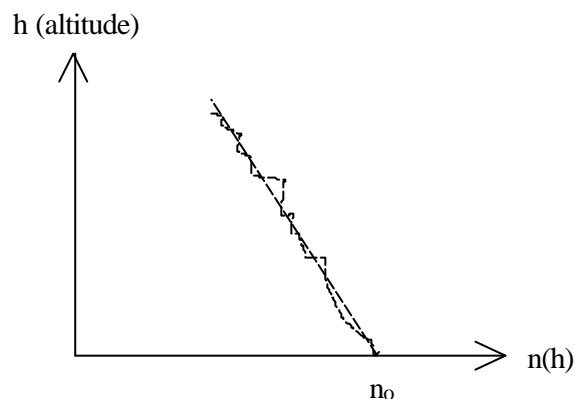


Figure 36

La direction de propagation est déviée vers l'indice le plus grand, c'est à dire vers le sol. Les ondes se propagent donc avec une courbure dans le même sens que la courbure terrestre.

On introduit un rayon de courbure terrestre fictif R' :

$$R' = \frac{4}{3} R = 8500 \text{ km} \quad \text{rayon de courbure terrestre fictif} \quad (49)$$

avec $R = 6370 \text{ km}$ = rayon terrestre normal

La Figure 37 illustre cette différence apparente de rayon terrestre.

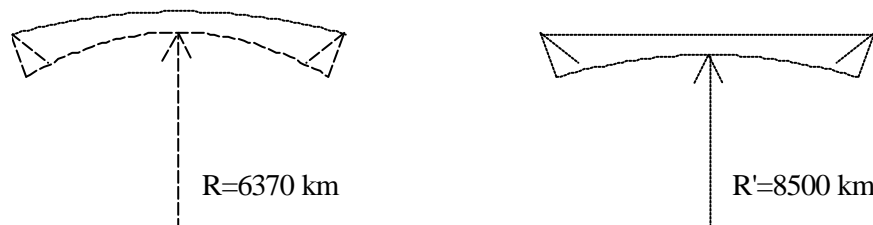


Figure 37

Le coefficient $4/3$ est valable pour les climats tempérés comme en Europe centrale.

8.8.2 La diffraction sur des obstacles

Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un obstacle, elle est plus ou moins bien réfléchi par celui-ci. L'onde totale est l'addition de l'onde directe avec l'onde diffractée.

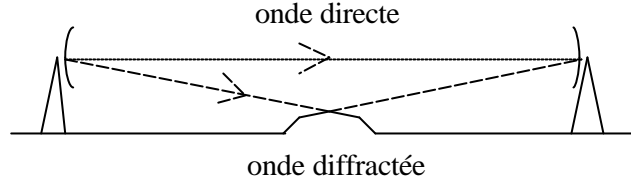


Figure 38

A la réception, le champ électrique a deux composantes, une directe et une diffractée, qui s'additionnent vectoriellement et instantanément. Si les vecteurs sont parallèles (même polarisation), le champ est réduit à une composante E . Il reste à tenir compte des phases:

$$\vec{E} = \vec{E}_{\text{dir}} + \vec{E}_{\text{dif}} = \vec{E} \cdot e^{-j\beta d} + K \cdot \vec{E} \cdot e^{-j\beta(d+\Delta d)} = \vec{E} \cdot e^{-j\beta d} (1 + K \cdot e^{-j\beta \cdot \Delta d}) \quad (50)$$

Selon la valeur de $\beta \cdot \Delta d$, le facteur $(1 + K \cdot e^{-j\beta \cdot \Delta d})$ est plus grand ou plus petit que 1. On dit que les ondes s'additionnent de manière constructive ou destructive. Si $\Delta d = n \cdot \lambda$, l'addition est constructive, si $\Delta d = n \cdot \lambda + \frac{1}{2} \lambda$, l'addition est destructive ($\beta = 2\pi/\lambda$).

Règle Pour minimiser l'effet des diffractions, on évite d'avoir des obstacles dans le premier ellipsoïde de Fresnel, défini par un $\Delta d = \frac{1}{2} \lambda$ (voir Figure 39).

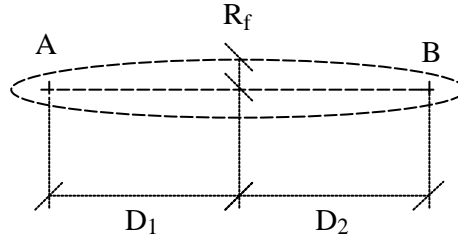


Figure 39

Le rayon de l'ellipsoïde de Fresnel vaut :

$$R_f = \sqrt{\lambda \cdot \frac{D_1 \cdot D_2}{D_1 + D_2}} \quad (51)$$

8.8.3 La réflexion

Certaines surfaces sont particulièrement réfléchissantes compte tenu d'un angle d'incidence proche de 90° (plans d'eau, champs de neige, ..). Les coefficients de réflexion des polarisation parallèle et perpendiculaire à la surface tendent vers -1 .

Comme pour la diffraction, il y a addition d'une onde directe et d'une onde réfléchi:

$$\vec{E} = \vec{E}_{\text{dir}} + \vec{E}_{\text{ref}} = \vec{E} \cdot e^{-j\beta d} + \rho \cdot \vec{E} \cdot e^{-j\beta(d+\Delta d)} = \vec{E} \cdot e^{-j\beta d} (1 + \rho \cdot e^{-j\beta \cdot \Delta d}) \quad (52)$$

ρ = coefficient de réflexion des deux polarisations (≈ -1)

Comme les chemins directs et réfléchis ont des longueurs variables à cause de la réflexion, on ne peut pas adapter la hauteur des antennes pour produire une addition constructive.

Règle On évite d'avoir une surface réfléchissante dans la première zone de Fresnel entourant le point de réflexion géométrique. Cette zone est le lieu des points dont la somme des distances aux antennes d'émission et de réception dépasse de moins d'une demi longueur d'onde le trajet correspondant à la réflexion géométrique. Elle peut avoir plusieurs kilomètres dans de sens de la transmission (voir Figure 40).

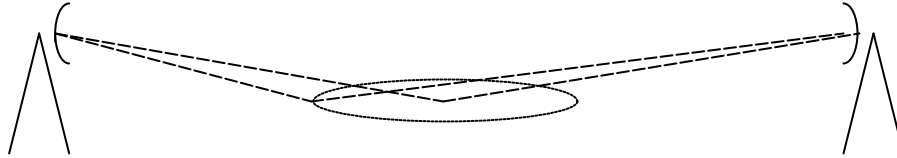


Figure 40

8.8.4 Les évanouissements (fading)

Les évanouissements sont dus aux trajets multiples (multiple paths) provenant de réflexions sur des couches d'air à forte variation de densité ou sur d'autres objets réfléchissants imprévisibles.

Les évanouissements dépendent de la saison et du temps. On a déterminé expérimentalement une probabilité P d'avoir un évanouissement dont la profondeur (affaiblissement maximum pendant l'évanouissement) ne dépasse pas une valeur donnée A :

$$10 \cdot \log(P) = 35 \cdot \log(L) - A + 10 \cdot \log(f) + K \quad (53)$$

avec

L = longueur du faisceau en km

A = profondeur maximum de l'évanouissement en dB

f = fréquence en GHz

$K = -78,5$ pour le mois le plus mauvais,

$K = -85,5$ pour une moyenne annuelle.

L'expression de P est valable si $A > 15$ dB et $L > 20$ km.

On constate que les fréquences élevées sont défavorisées et que cette probabilité croît à la puissance 3.5 avec la longueur du bond, ce qui limite très rapidement la longueur d'un faisceau hertzien.

On connaît encore la valeur de l'évanouissement A qui n'est dépassé que pendant le 20% du temps du mois le plus défavorisé :

$$A = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{L^2 \cdot f^{0,8}}{8500} \right) \quad [\text{dB}] \quad (54)$$

avec

A = profondeur d'évanouissement en dB

f = fréquence en GHz

L = longueur du bond en km

8.8.4.1 Exemple

Soient les paramètres suivants :

$f=10$ GHz $L=50$ km $K = -78.5$

- Donner la probabilité d'avoir un évanouissement plus grand que 20 dB (Réponse: 0.125%)
- Lors du mois le plus défavorisé, donner la valeur de l'évanouissement qui n'est dépassé que pendant le 20% du temps (Réponse: $A=4.5$ dB).

8.8.4.2 Techniques contre les évanouissements

Plusieurs techniques sont utilisées contre les évanouissements:

- limiter la longueur des bonds
- la **diversité en fréquence**: on transmet sur le même faisceau deux porteuses avec des fréquences différentes f_{p1} et f_{p2} , avec un écart minimum.
- la **diversité d'espace**: on utilise deux antennes de réception, espacées d'une différence de hauteur $\Delta h > 150 \cdot \lambda$
- une combinaison des deux techniques de diversité (voir courbe du CCIR en annexe).

8.8.5 L'absorption:

L'absorption due à l'oxygène et à la vapeur d'eau augmente avec la fréquence. Pour les fréquences inférieures à 15 GHz, on peut la négliger. Pour une fréquence de 20 GHz, l'affaiblissement est d'environ 0,1 dB/km. Au delà de 20 GHz, l'absorption croît rapidement car la molécule d'eau a une raie de résonance à 22,23 GHz. Actuellement la plage de fréquence utilisable pour les faisceaux hertziens se limite donc à 21 GHz. Au voisinage de 35 GHz on retrouve une plage où l'absorption est acceptable.

Les précipitations (pluie, neige, grêle) atténuent également l'onde par dispersion. On en tient compte surtout à partir de 10 GHz.

8.9 Modulations utilisées pour les faisceaux hertziens

8.9.1 Faisceaux hertziens analogiques pour la télévision

- Largeur de bande du signal primaire: $B_1 = 6$ MHz
- Modulation: FM
- Excursion de fréquence: $\Delta f = 4$ MHz
- Largeur de bande du signal FM: $B_m = 2(\Delta f + B_1) = 20$ MHz
- Préaccentuation: selon recommandation 405 du CCIR

8.9.2 Faisceaux hertziens numériques pour le RNIS

Les signaux primaires proviennent de multiplex numériques :

30 canaux B	D = 2,048 Mbit/s
120 canaux B	D = 8,448 Mbit/s
480 canaux B	D = 34,368 Mbit/s
1920 canaux B	D = 139,264 Mbit/s
Module STM-1	D = 155,52 Mbit/s

Les techniques de modulation sont les suivantes :

DPSK	QAM	Largeur de bande	Efficacité spectrale (Bits/Hz)	Occupation spectrale ² (kHz / canal B)
2		$2 \cdot 0,8 \cdot B_1 = 1,6 \cdot D$	1	68 - 72
4		$1,6 \cdot D/2$	2	34 - 36
8		$1,6 \cdot D/3$	3	22,6 - 24
	16	$1,6 \cdot D/4$	4	17 - 18
	32	$1,6 \cdot D/5$	5	13,6 - 14,4
	64	$1,6 \cdot D/6$	6	11,3 - 12
	128	$1,6 \cdot D/7$	7	9,7 - 10,2
	256	$1,6 \cdot D/8$	8	8,5 - 9

9 Guides d'ondes

9.1 Structure d'un guide d'onde

Une onde EM peut être guidée par:

- a) Une structure à deux conducteurs, c'est à dire une ligne, dont le comportement peut être décrit par un courant et une tension pour autant que la fréquence ne soit pas trop élevée. En effet, la théorie des lignes est basée sur l'hypothèse que la densité de courant dans les conducteurs est longitudinale (pas de tourbillons de courant). La limite se situe vers 10 GHz.
- b) Un tube métallique, appelé "guide d'onde", dont la section est rectangulaire, circulaire ou elliptique. Les guides d'onde sont utilisés pour des fréquences allant de 300 MHz à 300 GHz. De part leur prix élevé, les guides d'onde ne sont utilisés que sur des distances courtes, principalement dans les installations de faisceaux hertziens entre les systèmes actifs et les antennes.
- c) Un tube diélectrique dont la constante diélectrique est plus élevée que celle du milieu dans lequel il se trouve. C'est la technique des fibres optiques.

² Les écarts d'occupation spectrale sont dus aux variations de débits bruts des différents multiplex.

9.2 Guides d'ondes rectangulaires

La structure la plus utilisée et la plus simple du point de vue théorique est la structure rectangulaire (voir Figure 41).

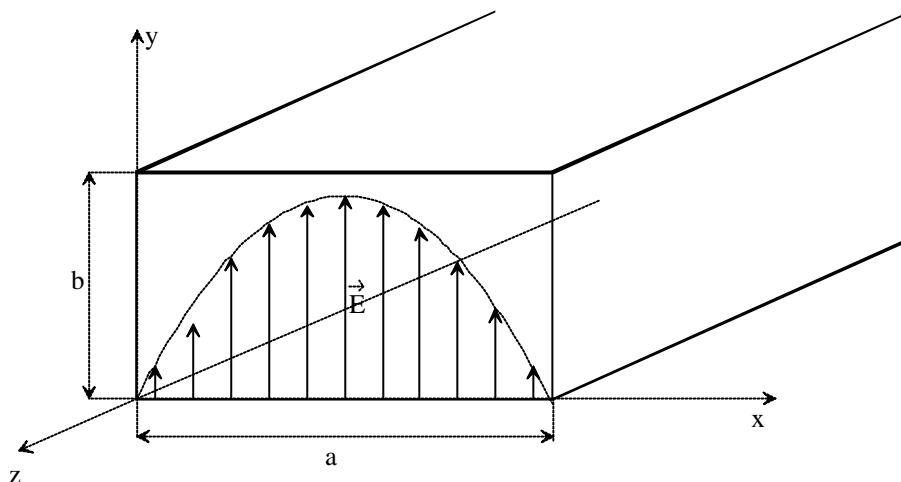


Figure 41

Les paragraphes suivants ne concernent que ce type de guide.

9.3 Mode fondamental

En fonction de l'excitation et de la fréquence, différentes formes d'ondes peuvent coexister dans le guide. Toutes doivent être solution des équations de Maxwell et satisfaire à la condition que \underline{E} soit perpendiculaire ou nul sur les parois conductrices du guide.

Une solution possible pour le champ électrique \underline{E} , appelée "mode fondamental" est donnée par :

$$\begin{pmatrix} \underline{E}_x \\ \underline{E}_y \\ \underline{E}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \underline{E}(z) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{x}{a}\right) \\ 0 \end{pmatrix} \quad [\text{V/m}] \quad (55)$$

Le mode fondamental est illustré par la Figure 41 (voir plus haut) et la Figure 42.

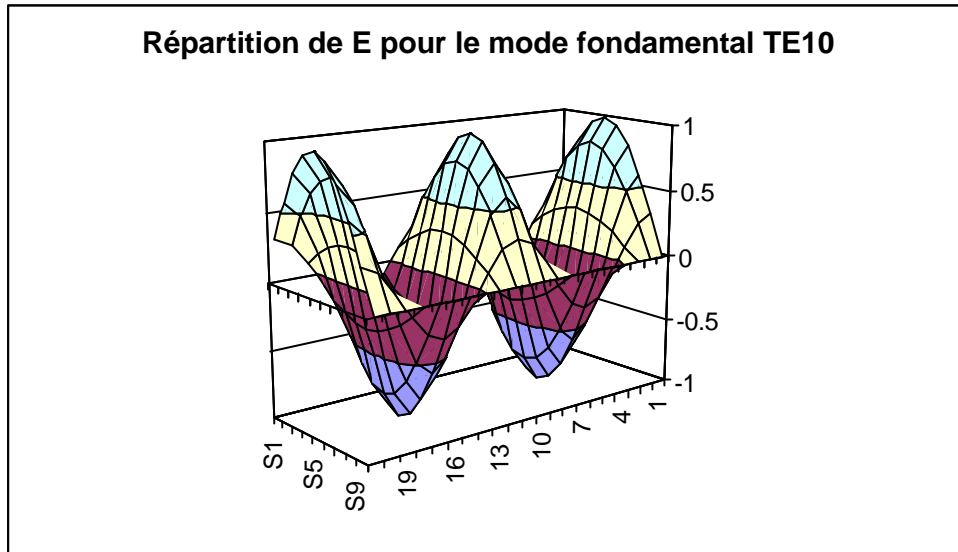


Figure 42

Les variations selon l'axe longitudinal sont données par la fonction $\underline{V}(z)$. La variation transversale est la fonction $\sin(\pi x/a)$ qui s'annule sur les parois: $x=0$ et $x=a$ (voir). Comme le champ \underline{E} est transversal, on note ce mode \underline{TE}_{10} . A noter qu'il existe des modes où c'est le champ magnétique \underline{H} qui est transversal ! Dans ce cas, on note le mode fondamental \underline{TH}_{10} . Nous nous limiterons dans ce chapitre aux modes \underline{TE}_{mn} .

On montre que $\underline{V}(z)$ est la même fonction que la tension sur une ligne :

$$\underline{V}(z) = \underline{V}_1 \cdot e^{-\gamma z} + \underline{V}_2 \cdot e^{\gamma z} \quad [\text{V}] \quad (56)$$

Les deux termes correspondent aussi à l'**onde progressive** et à l'**onde réfléchie**.

La seule différence réside dans l'exposant linéique de propagation γ qui vaut pour le mode \underline{TE}_{10} :

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} \quad [\text{m}^{-1}] \quad (57)$$

Selon la fréquence deux cas se présentent:

$$\text{a) } \omega < \pi \cdot \frac{c}{a} \Rightarrow f < \frac{c}{2 \cdot a} \Rightarrow \gamma = \alpha = \text{réel}$$

La forme temporelle de l'onde progressive est, à un facteur près :

$$v(t) = e^{-\alpha \cdot z} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad [\text{V}] \quad (58)$$

Le champ ne se propage pas. Il pénètre dans le guide et s'affaiblit très rapidement.

$$\text{b) } \omega > \pi \cdot \frac{c}{a} \Rightarrow f > \frac{c}{2 \cdot a} \Rightarrow \gamma = j\beta = \text{imaginaire}$$

$$\text{avec : } \beta = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad [\text{rad/m}] \quad (59)$$

Cette fois la fonction temporelle correspondante est, à un facteur près :

$$v(t) = \cos(\omega \cdot t - \beta \cdot z) \quad [V] \quad (60)$$

Il s'agit bien d'une propagation, théoriquement sans pertes.

9.3.1 Conditions de propagation

Pour qu'il y ait propagation il faut donc que :

$$f > f_c \quad [Hz] \quad (61)$$

avec : $f_c = \frac{c}{2a} \quad [Hz] \quad (62)$

Un guide d'onde se comporte donc comme un **filtre passe-haut**.

9.3.2 Paramètres principaux

a) Longueur d'onde dans l'axe du guide :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad [m] \quad (63)$$

b) Vitesse de phase dans l'axe du guide :

$$v_{ph} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad [m/s] \quad (64)$$

On remarque que $v_{ph} > c$. La vitesse de phase n'est donc pas la vitesse de propagation au sens énergétique. Cette situation vient du régime permanent sinusoïdal. Pour une impulsion HF, la vitesse de propagation de l'impulsion, c'est à dire de l'énergie, est donnée par la **vitesse de groupe** v_{gr} :

$$v_{gr} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad [m/s] \quad (65)$$

La vitesse de groupe est elle plus petite que la vitesse de la lumière.

La vitesse de phase correspond à la vitesse avec laquelle le zéro d'une impulsion sinusoïdale se déplace. La vitesse de groupe est la vitesse avec laquelle l'enveloppe d'une impulsion sinusoïdale se déplace. Les vitesses de phase et de groupe sont illustrées par la Figure 43.

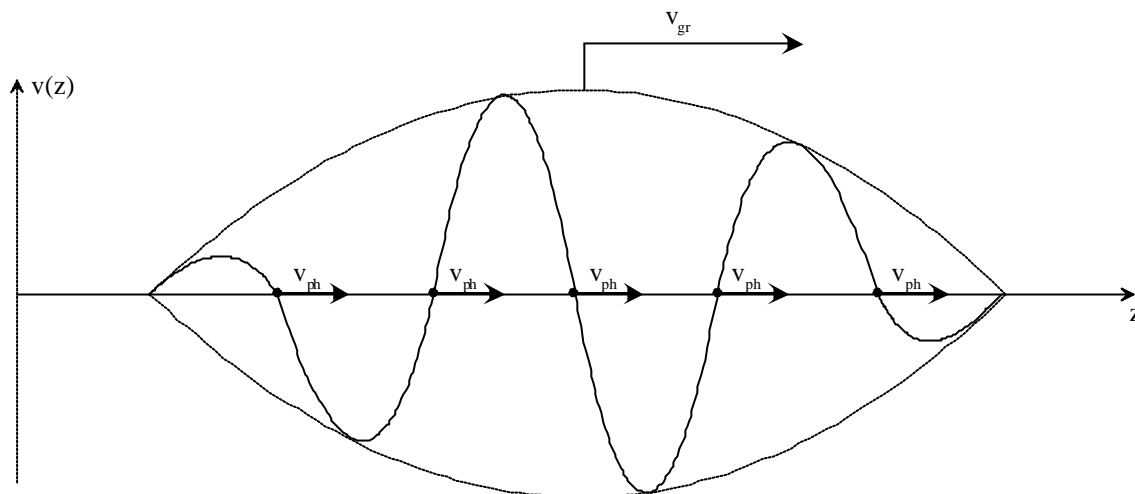


Figure 43

Quand la vitesse de groupe est différente de la vitesse de phase, on dit qu'il y a **dispersion**. Plus on s'approche de la fréquence de coupure, plus le guide a de la dispersion (voir Figure 44).

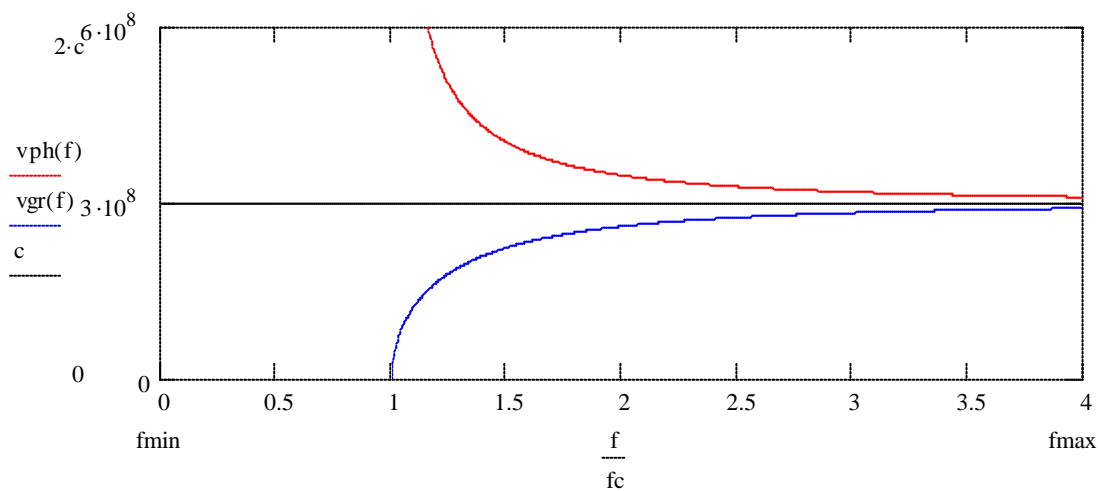


Figure 44

On montre qu'une onde telle que celle qui est illustrée par la Figure 42 est en fait la résultante de deux ondes de même longueur d'onde qui se croisent en interférant. La Figure 45 montre un exemple de ce phénomène; les lignes en traitillé correspondent aux zéros du champ électrique E des ondes interférentes. L'interférence elle-même (qui est la résultante de l'addition des deux ondes individuelles) génère une zone de zéros permanent sur les parois du guide ($E=0$ sur les parois). L'intensité maximale du champ électrique E est atteinte au milieu du guide.

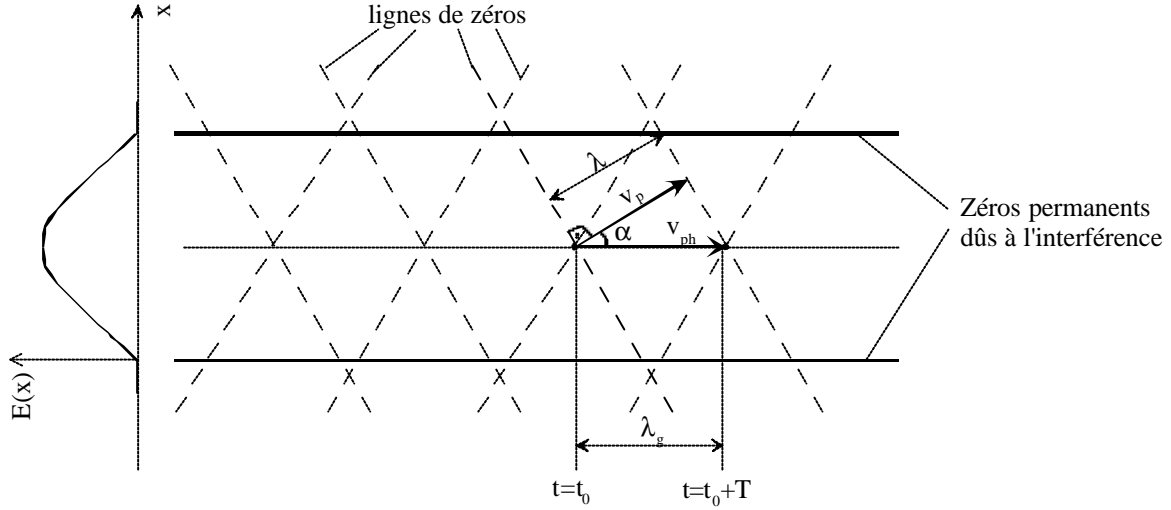


Figure 45

Le fait que la vitesse de phase v_{ph} soit plus grande que la vitesse de la lumière s'explique par un 'effet ciseau'. Lorsque le zéro d'une des ondes interférentes a avancé d'une distance $\lambda = v_p \cdot T$ dans l'axe de déplacement de l'onde (avec $v_p = c$), un autre zéro a parcouru la distance $\lambda_g = v_{ph} \cdot T$ dans l'axe du guide.

On conclut :

$$v_{ph} = \frac{v_p}{\cos(\alpha)} = \frac{c}{\cos(\alpha)} \quad [\text{m/s}] \quad (66)$$

$$\lambda_g = v_{ph} \cdot T = \frac{v_p}{f \cdot \cos(\alpha)} = \frac{\lambda}{\cos(\alpha)} \quad [\text{m}] \quad (67)$$

et encore :

$$\cos(\alpha) = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad [-] \quad (68)$$

9.4 Modes supérieurs

- D'autres fonctions de x satisfont aux équations de départ, entre autres toutes les fonctions sinusoïdales $\underline{E}_y(x, z) = \underline{E}(z) \cdot \sin\left(m \cdot \frac{\pi}{a} \cdot x\right)$ qui s'annulent sur les parois; elles constituent les modes TE_{m0} .
- Le champ \underline{E} peut aussi être horizontal et s'annuler en $y = 0$ et $y = b$. Les fonctions $\underline{E}_x(y, z) = \underline{E}(z) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{b} \cdot y\right)$ correspondent aux modes TE_{0n} .
- Le champ \underline{E} peut avoir deux composantes horizontale et verticale. Il reste transversal. Ce sont les mode TE_{mn} .

La Figure 46 illustre les modes TE_{20} et TE_{01} .

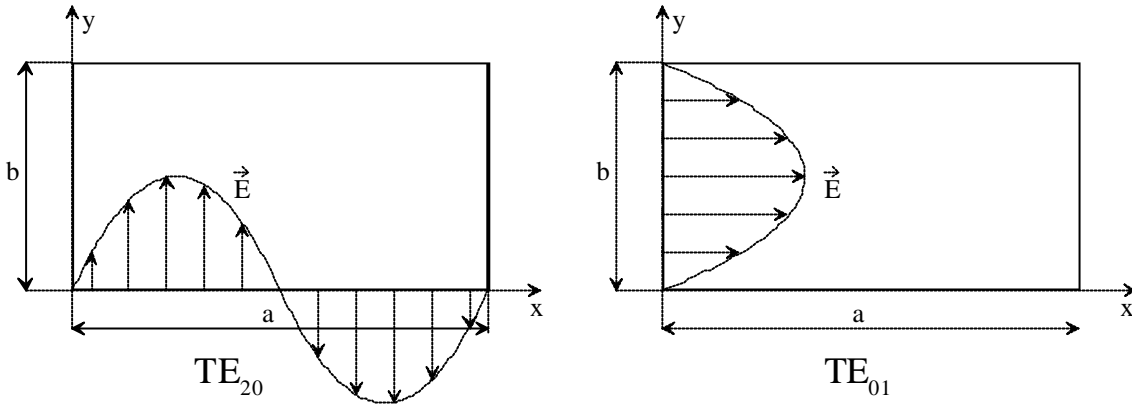


Figure 46

Chaque mode a ses propres paramètres de propagation. Entre autres, sa fréquence de coupure:

$$fc_m = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad [\text{Hz}] \quad (69)$$

Comme $b < a$ par hypothèse, le premier mode horizontal TE_{01} a une fréquence de coupure:

$$fc_{01} > fc_{10} \quad (70)$$

Le mode fondamental a donc la plus petite fréquence de coupure.

En général on utilise les guides en fonctionnement **monomode** pour avoir un minimum de dispersion. Il faut pour cela que:

$$fc_{10} < f < fc_m \quad \text{avec } mn \neq 10 \quad (71)$$

La plupart des guides ont $a = 2 \cdot b$. On montre que les pertes sont minimales avec ce rapport. Dans ce cas le deuxième mode se propage à partir de :

$$fc_{20} = fc_{01} = \frac{c}{2b} = 2 \cdot fc_{10} \quad (72)$$

On a donc à disposition une octave (fc_{10} à $2 \cdot fc_{10}$). Pratiquement un peu moins à cause de la dispersion dans le mode fondamental.

La Figure 47 illustre les fréquences de coupure des différents modes sur l'intervalle $fc_{10} < f < 6 \cdot fc_{10}$ lorsque $a=2 \cdot b$.

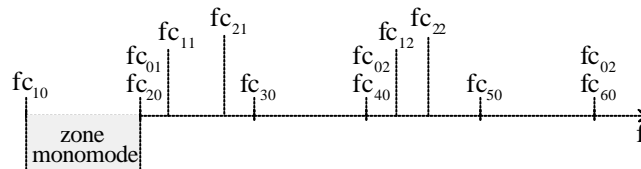


Figure 47

Antennes

On notera encore que dans tous les modes TE, le champ H a une composante longitudinale ($\underline{H}_x(y, z)$ pour les modes TE_{m0} et $\underline{H}_y(y, z)$ pour les modes TE_{0n}). En raison de la dualité E-H, on peut aussi avoir des modes avec le champ H transversal. Ce sont les modes TH_{mn} déjà évoqués plus haut. C'est la manière de générer ou d'injecter le signal dans le guide qui détermine le type de fonctionnement (TE ou TH).

Annexe 1 – Classification des ondes EM

Voici la classification admise des ondes radioélectriques ainsi que quelques domaines d'application.

ELF	Extremely low frequencies	$30 \text{ Hz} \leq f \leq 300 \text{ Hz}$ $10'000 \text{ km} \geq \lambda \geq 1000 \text{ km}$	Pas utilisées pour l'émission
VF	Voice frequencies	$300 \text{ Hz} \leq f \leq 3 \text{ kHz}$ $1000 \text{ km} \geq \lambda \geq 100 \text{ km}$	Pas utilisées pour l'émission
VLF	Very low frequencies	$3 \text{ kHz} \leq f \leq 30 \text{ kHz}$ $100 \text{ km} \geq \lambda \geq 10 \text{ km}$	Communications port – bateaux
LF	Low frequencies	$30 \text{ kHz} \leq f \leq 300 \text{ kHz}$ $10 \text{ km} \geq \lambda \geq 1 \text{ km}$	Radio-diffusion ondes longues de 150 à 285 kHz Signaux horaires (Francfort ~ 77 kHz)
MF	Medium frequencies	$300 \text{ kHz} \leq f \leq 3 \text{ MHz}$ $1 \text{ km} \geq \lambda \geq 100 \text{ m}$	Radio-diffusion ondes moyennes de 520 à 1605 kHz Fréquence de détresse (500 kHz) Signaux météo
HF	High frequencies	$3 \text{ MHz} \leq f \leq 30 \text{ MHz}$ $100 \text{ m} \geq \lambda \geq 10 \text{ m}$	Radio-diffusion ondes courtes Radios amateurs Aviation
VHF	Very high frequencies	$30 \text{ MHz} \leq f \leq 300 \text{ MHz}$ $10 \text{ m} \geq \lambda \geq 1 \text{ m}$	TV – bande I de 47 à 68 MHz (canaux 2, 3 et 4) Radio-diffusion FM de 88 à 108 MHz TV – bande III de 174 à 230 MHz (canaux 5-12) Trafic aérien ILS (instrument landing system)
UHF	Ultra high frequencies	$300 \text{ MHz} \leq f \leq 3 \text{ GHz}$ $1 \text{ m} \geq \lambda \geq 10 \text{ cm}$	TV – bande IV de 470 à 606 MHz (canaux 21-37) TV – bande V de 606 à 862 MHz (canaux 38-69) Radios amateurs GSM, Bluetooth, UMTS Communications par satellite Faisceaux hertziens
SHF	Super high frequencies	$3 \text{ GHz} \leq f \leq 30 \text{ GHz}$ $10 \text{ cm} \geq \lambda \geq 1 \text{ cm}$	Faisceaux hertziens Radars Satellites
EHF	Extremely high frequencies	$30 \text{ GHz} \leq f \leq 300 \text{ GHz}$ $1 \text{ cm} \geq \lambda \geq 10 \text{ mm}$	Radars Satellites

Voici les fréquences utilisées en radio-diffusion, avec les types de modulation utilisés et les caractéristiques de propagation.

Ondes longues (OL)	$150 \text{ kHz} \leq f \leq 285 \text{ kHz}$ $2 \text{ km} \geq \lambda \geq 1 \text{ km}$	Onde de sol, longues distances, modulation AM
Ondes moyennes (OM)	$520 \text{ kHz} \leq f \leq 1605 \text{ kHz}$ $580 \text{ m} \geq \lambda \geq 190 \text{ m}$	Onde de sol, longues distances, modulation AM
Ondes courtes (OC)	$4 \text{ MHz} \leq f \leq 26 \text{ MHz}$ $75 \text{ m} \geq \lambda \geq 12 \text{ m}$	L'onde de sol prédomine à faible distance, tandis que les réflexions multiples entre le sol et l'ionosphère permettent d'atteindre (de jour surtout) de très grandes distances. Les ondes longues, moyennes et courtes sont utilisées pour la radiodiffusion nationale et internationale en modulation AM
Ondes ultra-courtes (OUC)	$41 \text{ MHz} \leq f \leq 862 \text{ MHz}$ $7 \text{ m} \geq \lambda \geq 34 \text{ cm}$	5 bandes disjointes ont été définies dans la gamme de 41 MHz à 0,96 GHz, dont une réservée à la radiodiffusion sonore (FM) et 4 à la télévision (en modulation à bande latérale résiduelle VSB). <ul style="list-style-type: none"> • 41 – 68 MHz TV, bande 1 ($7.3 \text{ m} \geq \lambda \geq 4.5 \text{ m}$) • 88 – 108 MHz Radio FM ($3.5 \text{ m} \geq \lambda \geq 2.8 \text{ m}$) • 174 – 230 MHz TV, bande 3 ($1.7 \text{ m} \geq \lambda \geq 1.3 \text{ m}$) • 470 – 606 MHz TV, bande 4 ($64 \text{ cm} \geq \lambda \geq 50 \text{ cm}$) • 606 – 862 MHz TV, bande 5 ($50 \text{ cm} \geq \lambda \geq 34 \text{ cm}$) Dans tous les cas, la transmission exige pratiquement la visibilité directe entre émetteur et récepteur, ce qui limite les OUC à la diffusion régionale.

Annexe 1 – classification des ondes

Autres...

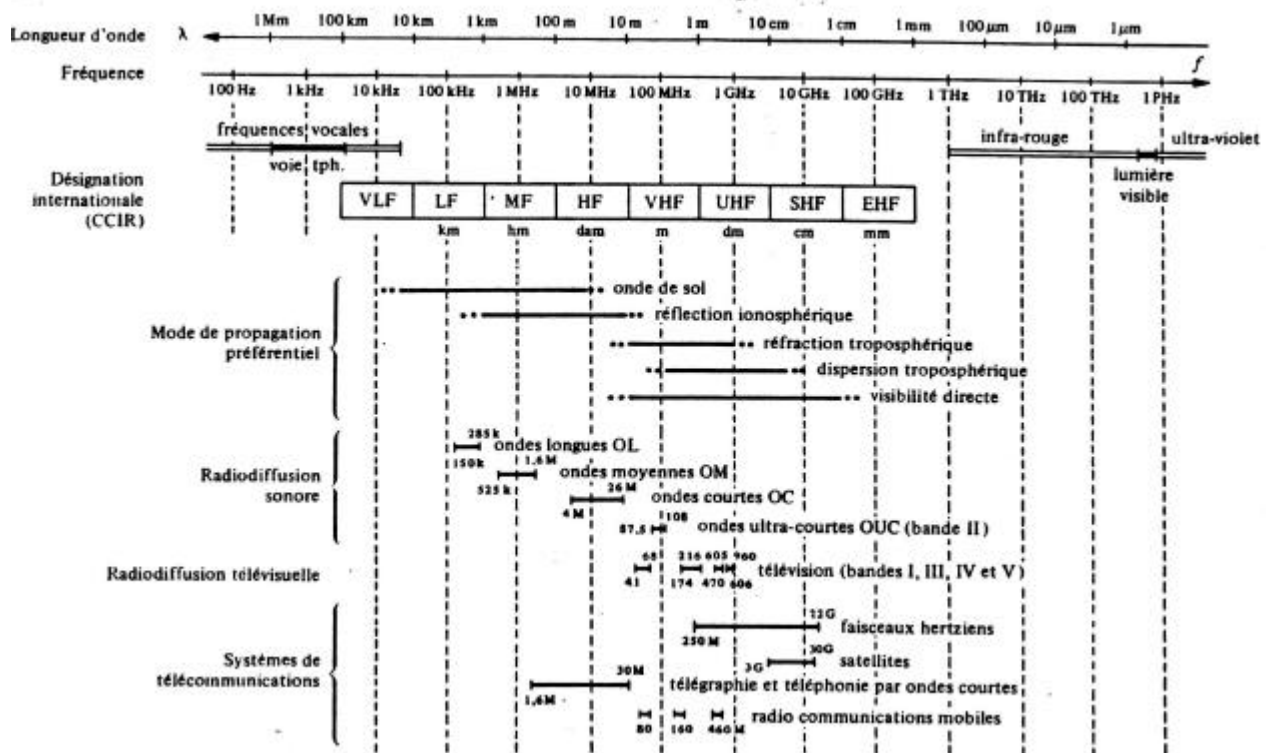
GSM bande 1 – uplink GSM bande 1 – downlink	890 MHz $\leq f \leq$ 915 MHz 935 MHz $\leq f \leq$ 960 MHz $\lambda \approx 33$ cm
GSM bande 2 – uplink GSM bande 2 – downlink	1710 MHz $\leq f \leq$ 1760 MHz 1805 MHz $\leq f \leq$ 1855 MHz $\lambda \approx 17$ cm
DECT	1880 MHz $\leq f \leq$ 1900 MHz $\lambda \approx 16$ cm
UMTS W-CDMA – uplink UMTS W-CDMA – downlink UMTS TD-CDMA	1920 MHz $\leq f \leq$ 1980 MHz 2110 MHz $\leq f \leq$ 2170 MHz 1885 MHz $\leq f \leq$ 1920 MHz et 2110 MHz $\leq f \leq$ 2025 MHz $\lambda \approx 14$ cm
Bluetooth, micro-ondes	$f \approx 2.4$ GHz $\lambda \approx 12$ cm
Fibres optiques	$f \approx 2 \cdot 10^{14}$ Hz $\lambda \approx 1.4$ μ m
Lumière visible Rayons X Rayons GAMMA	$0.65 \mu\text{m} \geq \lambda \geq 0.4 \mu\text{m}$ $10 \text{ nm} \geq \lambda \geq 10 \text{ pm}$ $10 \text{ pm} \geq \lambda \geq 10 \text{ fm}$

Les types d'antennes varient considérablement selon la fréquence utilisée.

	Antennes utilisées
Ondes longues et moyennes	Pour l'émission, on emploie généralement des antennes verticales aussi hautes que possible avec des inductances placées en série. Pour la réception, l'antenne cadre se révèle être une bonne solution.
Ondes courtes	On emploie des antennes verticales de longueur $\lambda/4$, mises à la terre (antenne Marconi). Toutefois, lorsque l'on doit couvrir une large bande, ces antennes ne conviennent pas. D'autres solutions doivent être envisagées (par exemple antenne rhombique).
Ondes ultra-courtes	On emploie généralement des antennes loin du sol, du type dipôle $\lambda/2$, dipôle replié ou antenne Yagi

Annexe 1 – classification des ondes

En résumé...



Annexe 2 - Impédance des antennes filaires

(tiré du livre 'Antennes à large bande' de G. Dubost et S. Zisler)

SOURCES RAYONNANTES ÉLÉMENTAIRES

La figure 3.2 montre un exemple pour les valeurs $h/a = 60$ et $2\,000$. La différence la plus frappante est la diminution de la variation de l'impédance en fonction de la fréquence, quand l'épaisseur du doublet augmente. Ceci est très important pour la bande passante utilisable du doublet. En effet, cette bande est pratiquement limitée par les conditions

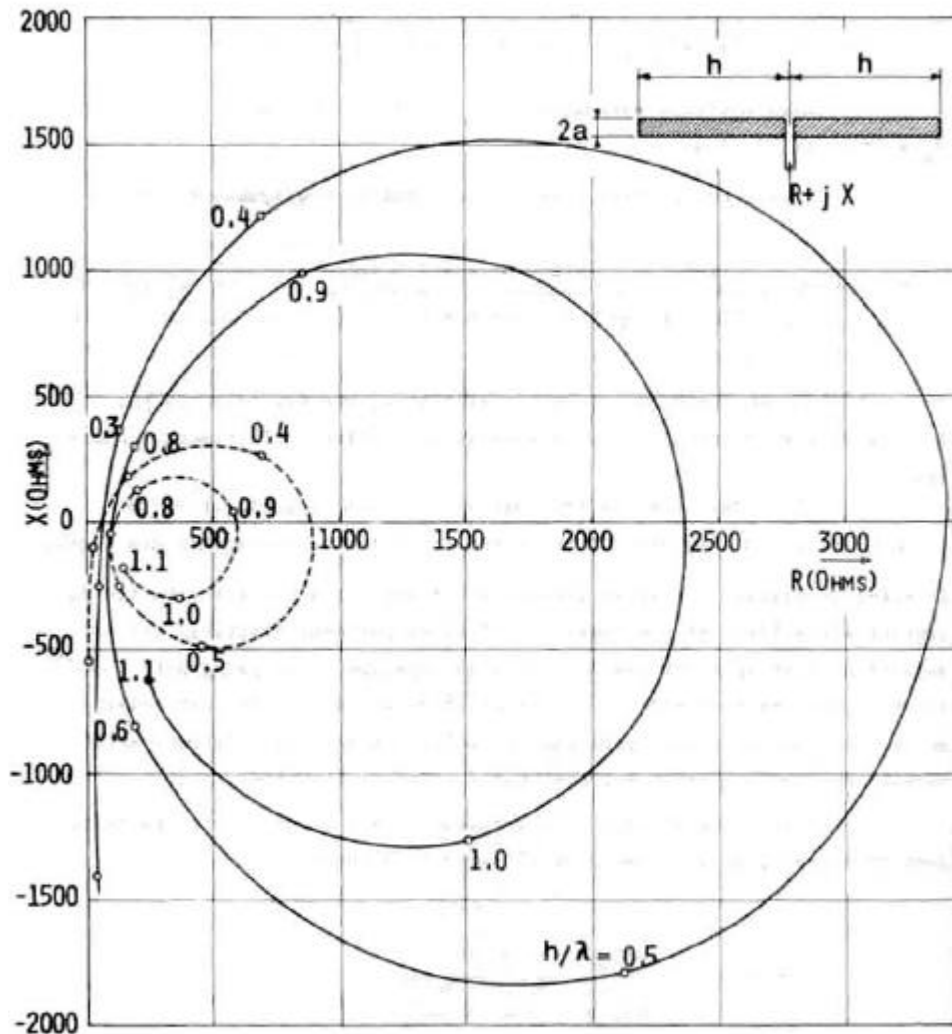


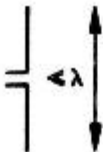
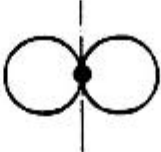
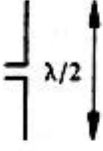
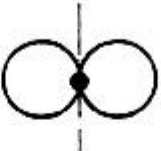
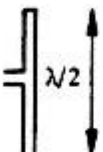
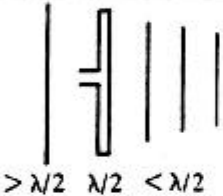
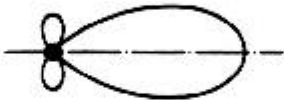

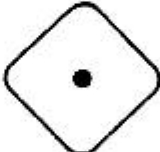


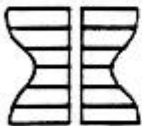

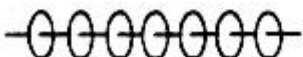

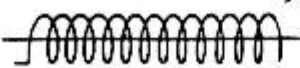

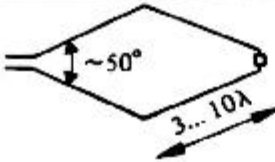

FIG. 3.2

IMPÉDANCE D'ENTRÉE D'UN DOUBLET CYLINDRIQUE SYMÉTRIQUE (SOLUTION D'ORDRE 2 DE HALLEN),

—	$h/a = 2\,000$	$\alpha = 16,6$
---	$h/a = 60$	$\alpha = 9,6$

Annexe 3 - quelques antennes filaires

(tiré du livre 'Traité d'électricité' de F. G. Fontolliet)

Type	Forme	Diagramme de rayonnement	Gain	Utilisation
Dipôle (ou doublet de Hertz)			1,5 (1,8 dB)	Ondes longues moyennes et courtes
Dipôle quart d'onde			1,64 (2,1 dB)	Ondes ultra- courtes
Dipôle $\lambda/4$ replié				
		$\sim 73 \Omega$		
		$\sim 300 \Omega$		
Yagi			8 ... 9 dB	Réception OUC (TV) (bande étroite)
Tourniquet			$\sim 70 \Omega$	Emission omnidirec- tionnelle
Dièdre			$\sim 130 \Omega$	Emission OUC
Papillon			5 dB	Emission OUC, TV
Cigare			16 dB	Faisceaux hertziens spéciaux
Hélice			90 ... 220 Ω	Poursuite et télécommande de satellites
Losange (rhombôidre)			15 ... 22 dB	Radiotélégraphie intercontinentale (ondes courtes)

Annexe 4 – Antenne Yagi-Uda

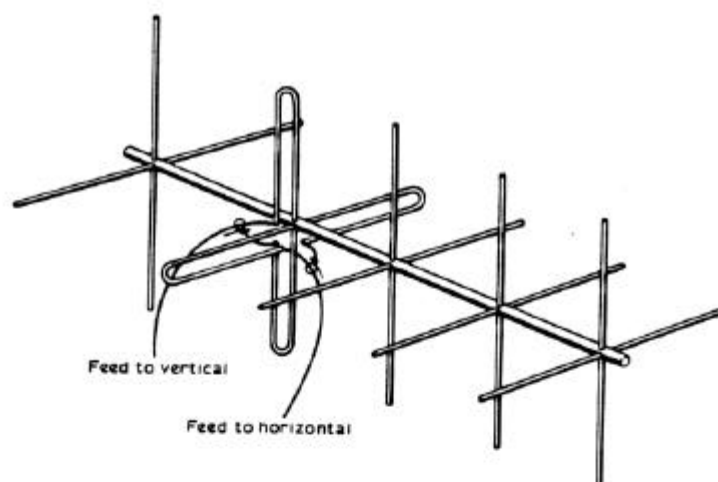


Fig 63. General arrangement of a crossed Yagi antenna

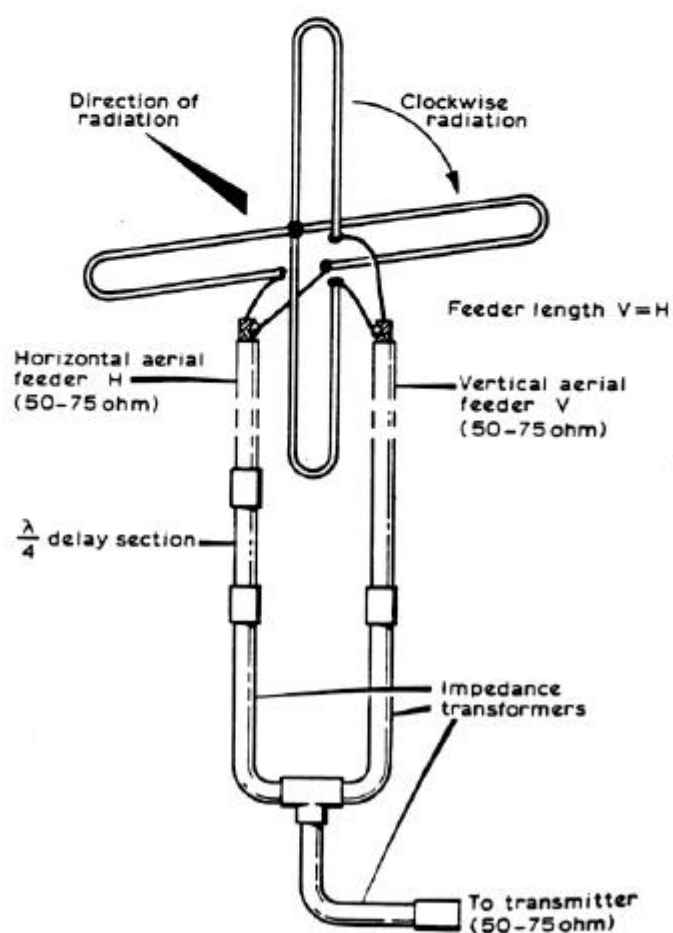
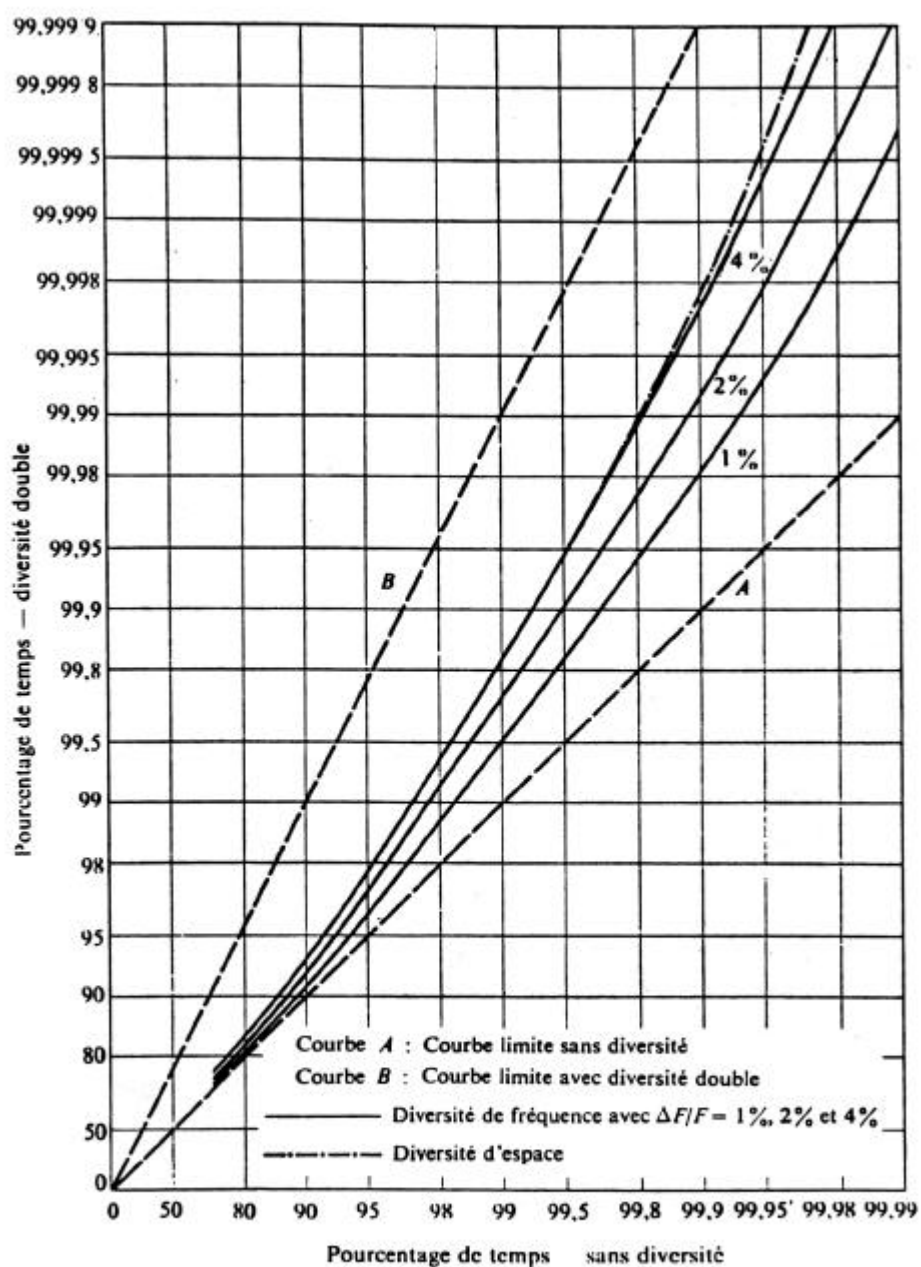


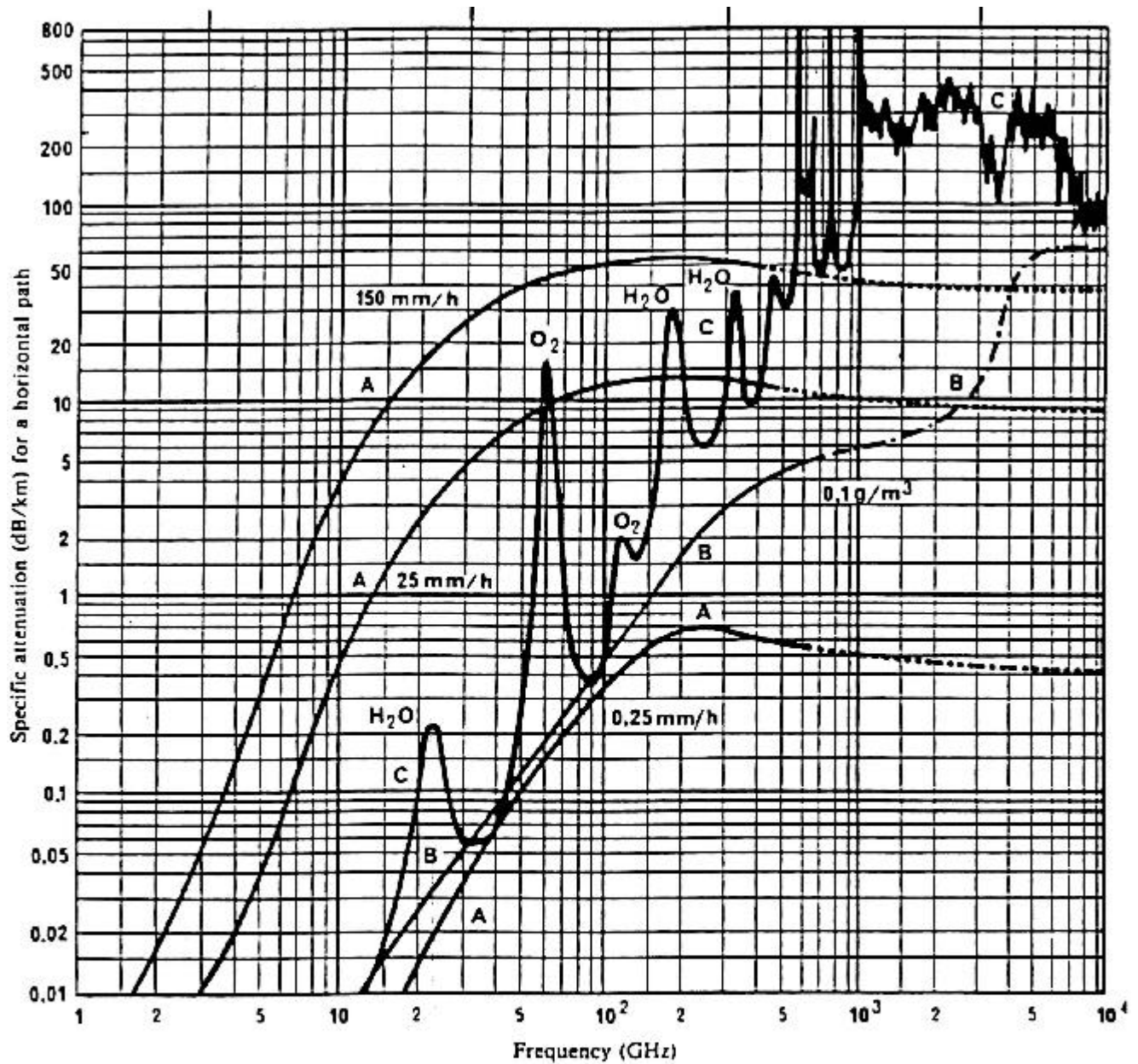
Fig 64. General arrangement of feeders with delay line (phasing) for clockwise radiation

Annexe 5 – Courbes de diversité



Courbes donnant le pourcentage de temps pendant lequel un évanouissement n'est pas dépassé avec diversité en fonction du pourcentage de temps pendant lequel ce même évanouissement n'est pas dépassé sans diversité.

Annexe 6 - courbes d'absorption



Attenuation due to gaseous constituents and precipitation for transmissions through the atmosphere

Temperature: 20° C
 Pressure: sea level: 1 atm
 Water vapour: 7.5 g/m³

A: rain
 B: fog
 C: gaseous

Atténuation due à l'absorption par la pluie et aux gaz atmosphériques

Annexe 7 – Guides d'ondes

Caractéristiques des guides d'ondes rectangulaires normaux (les fréquences indiquées pour le mode dominant sont les valeurs minimales et maximales recommandées).

Type 153 IEC–	Bande de fréquences en GHz		Dimensions		Affaiblissement en dB/m		
	Mode dominant de à		a/mm	b/mm	à f/GHz	théorique	max.
R 3	0,32	0,49	584,2	292,1	0,386	0,00078	0,0011
R 4	0,35	0,53	533,4	266,7	0,422	0,00090	0,0012
R 5	0,41	0,62	457,2	228,6	0,49	0,00113	0,0015
R 6	0,49	0,75	381,0	190,5	0,59	0,00149	0,002
R 8	0,64	0,98	292,1	146,05	0,77	0,00222	0,003
R 9	0,76	1,15	247,65	123,82	0,91	0,00284	0,004
R 12	0,96	1,46	195,58	97,79	1,15	0,00405	0,005
R 14	1,14	1,73	165,10	82,55	1,36	0,00522	0,007
R 18	1,45	2,20	129,54	64,77	1,74	0,00749	0,010
R 22	1,72	2,61	109,22	54,61	2,06	0,00970	0,013
R 26	2,17	3,30	86,36	43,18	2,61	0,0138	0,018
R 32	2,60	3,95	72,14	34,04	3,12	0,0189	0,025
R 40	3,22	4,90	58,17	29,083	3,87	0,0249	0,032
R 48	3,94	5,99	47,55	22,149	4,73	0,0355	0,046
R 58	4,64	7,05	40,39	20,193	5,57	0,0431	0,056
R 70	5,38	8,17	34,85	15,799	6,46	0,0576	0,075
R 84	6,57	9,99	28,499	12,624	7,89	0,0794	0,103
R 100	8,20	12,5	22,860	10,160	9,84	0,110	0,143
R 120	9,84	15,0	19,050	9,525	11,8	0,133	
R 140	11,9	18,0	15,799	7,898	14,2	0,176	
R 180	14,5	22,0	12,954	6,477	17,4	0,238	
R 220	17,6	26,7	10,668	4,318	21,1	0,370	
R 260	21,7	33,0	8,636	4,318	26,1	0,435	
R 320	26,4	40,0	7,112	3,556	31,6	0,583	
R 400	32,9	50,1	5,690	2,845	39,5	0,815	
R 500	39,2	59,6	4,775	2,388	47,1	1,060	
R 620	49,8	75,8	3,759	1,880	59,9	1,52	
R 740	60,5	91,9	3,099	1,549	72,6	2,03	
R 900	73,8	112	2,540	1,270	88,6	2,74	
R 1 200	92,2	140	2,032	1,016	111	3,82	
R 1 400	114	173	1,651	0,826	136,3	5,21	
R 1 800	145	220	1,295	0,648	174,0	7,50	
R 2 200	172	261	1,092	0,546	206,0	9,70	
R 2 600	217	330	0,864	0,432	260,5	13,76	

Annexe 8 - Température Equivalente de Bruit

La **Température de bruit** d'une antenne a une grande importance pour les antennes utilisées en réception, notamment lorsqu'elles captent un signal provenant d'un satellite.

On la définit comme :

$$T_a = \frac{P_b}{K \cdot \Delta f}$$

où P_b est la puissance de bruit disponible à l'entrée du récepteur *en Watt*, K la constante de Boltzmann soit $1,38 \times 10^{-23}$ Joules/°C et f la largeur de bande du récepteur *en Hz*.

Si l'antenne est parfaite, ce bruit provient des sources de bruit externes, célestes ou terrestres.



Exemple de Températures de Bruit mesurées dans la bande 31,5 mm (9,524 GHz)

Afin d'avoir une température de bruit très faible, il faut que la directivité de l'antenne soit quasiment nulle dans la direction des sources concernées.

- **Télécommunications par Satellite** : En particulier, une antenne de réception pour les télécommunications par satellite doit avoir des lobes secondaires très faibles afin de ne pas capter le rayonnement de la terre (sensiblement équivalente à celle d'un corps noir à 300°K). La difficulté d'obtenir des premiers lobes secondaires faibles implique de ne pas faire de liaison avec des satellites trop bas sur l'horizon. On utilise en général un angle d'élévation supérieur à 5°.
- **Radioastronomie** : En radioastronomie on utilise cette "**Température d'antenne**" pour mesurer la température du ciel ou d'objets célestes dans une bande de fréquence bien déterminée.