



TECHNIQUES
DE L'INGÉNIEUR

Réf. : **E3288 V1**

Antennes - Éléments connexes

Date de publication :
10 août 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 : **7200029571 - univ mouloud mammeri tizi ousou // bu01 SNDL // 193.194.82.178**

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

Antennes

Éléments connexes

par **Joseph ROGER**
Ingénieur de l'École nationale supérieure des télécommunications
Ancien responsable du service antennes des radars de surface à Thomson-CSF

1. Lignes	E 3 288 - 2
1.1 Généralités	— 2
1.2 Principales lignes.....	— 8
1.3 Pseudo-lignes.....	— 10
1.4 Représentation matricielle des lignes.....	— 14
2. Déphaseurs	— 22
2.1 Fonction.....	— 22
2.2 Types de déphaseurs.....	— 23
2.3 Comparaison des déphaseurs	— 26
3. Modules pour antennes actives et antennes à FFC.....	— 27
3.1 Antenne active	— 27
3.2 Antenne à formation de faisceau par le calcul (FFC)	— 28
4. Radômes	— 29
4.1 Définition	— 29
4.2 Types de radômes	— 29
4.3 Radômes plans	— 29
4.4 Radômes quasi sphériques.....	— 33
4.5 Autres radômes	— 34
4.6 Matériaux	— 34
5. Sécurité.....	— 34
5.1 Danger du rayonnement électromagnétique.....	— 34
5.2 Effets du vent	— 36
5.3 Rotation des antennes.....	— 36
Références bibliographiques	— 36

Dans cet article consacré aux éléments connexes aux antennes, on considère, d'abord, les lignes qui propagent l'énergie électromagnétique sans la rayonner ni la consommer. Il est remarquable que quelles que soient les nombreuses formes de lignes (bifilaire, coaxiale, à ruban imprimé, du type guide d'onde rectangulaire ou rond ou corrugué), un modèle unique et simple, utilisant peu de paramètres, permet de rendre compte des principaux phénomènes rencontrés tels que propagation, réflexion et adaptation.

Après avoir parlé des structures, combinaisons de lignes couplées, à 3, 4 et N accès, en gardant toujours en vue l'application aux antennes, on verra les « pseudo-lignes » telles que les systèmes à refocalisations successives d'ondes gaussiennes et les systèmes dans lesquels on peut considérer que la propagation se fait sous forme d'ondes planes. On parlera, ensuite, des déphaseurs et des modules actifs, largement utilisés dans les antennes de radar modernes.

La théorie des lignes, avec notamment l'utilisation de la matrice de chaîne, rend très facile l'étude des différents types de radômes que l'on peut assimiler à une succession de quadripôles.

On évoquera, enfin, la sécurité, en rappelant les normes qu'il faut respecter pour éviter le danger du rayonnement électromagnétique.

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

E 3 280 Bases et principes

E 3 282 Types

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. Lignes

1.1 Généralités

Les lignes, structures élémentaires non rayonnantes, sont un composant essentiel des antennes. Elles relient la partie rayonnante à l'émetteur ou au récepteur. Elles sont aussi souvent utilisées pour former les distributeurs des antennes réseaux.

1.1.1 Définition

Une ligne est une structure permettant le transport de puissance électromagnétique, sous forme d'ondes guidées, sans rayonnement et avec de faibles pertes (figure 1).

1.1.2 Représentation de l'onde

Dans une ligne, il peut exister un ou plusieurs modes de propagation à la fréquence considérée, un **mode** étant une certaine répartition de champ électromagnétique caractéristique de la ligne. Si un seul mode existe, ce qui est très souvent le but recherché, il suffit d'un nombre scalaire $I(x)$ pour caractériser le champ dans une section donnée.

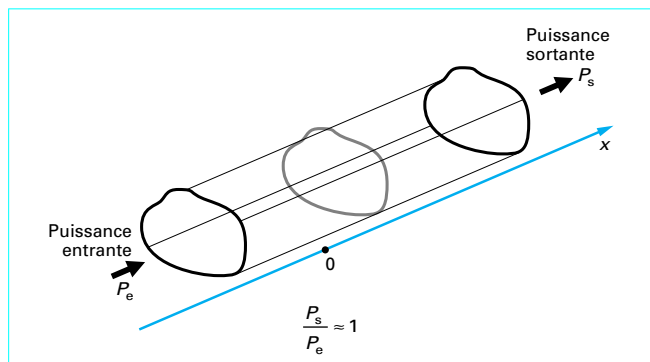


Figure 1 – Fonction d'une ligne

Il est souvent commode de prendre pour **module** de $I(x)$ la racine carrée de la puissance moyenne qui traverse la section de ligne d'abscisse x et pour **argument** la phase relative de la composante tangentielle du champ électrique en un point caractéristique.

1.1.3 Constante de propagation

La variation du champ le long d'une ligne, pour un mode donné, est caractérisée par un nombre complexe γ appelé constante de propagation, tel que :

$$I(x) = I(0) \exp(-\gamma x)$$

On a :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1)$$

avec α atténuation de la ligne,

β déphasage.

Si l'atténuation est exprimée par le nombre N de décibels par mètre, on a la relation :

$$\alpha(N) = \frac{N}{20 \lg(e)}$$

La figure 2 donne un exemple de ligne.

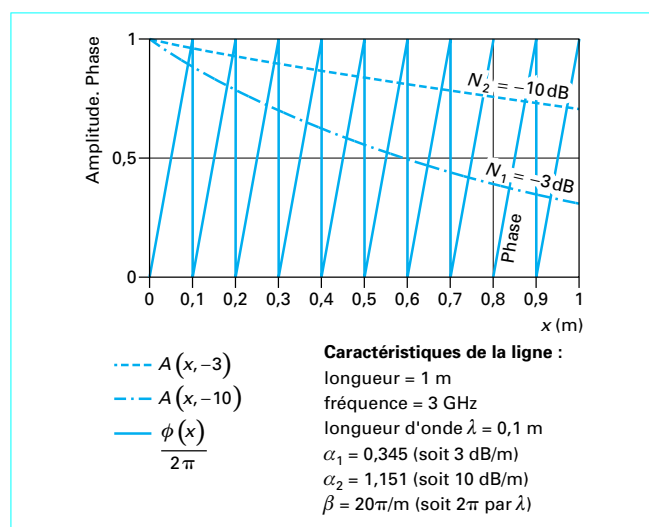


Figure 2 – Exemple de ligne

1.1.4 Coefficient de réflexion et coefficient de transmission

Les lignes sont généralement des structures réciproques ; elles peuvent donc propager des ondes dans les deux sens (incidence I et réflexion R) :

$$I(x) = I(0) \exp(-\gamma x)$$

$$R(x) = R(0) \exp(\gamma x)$$

L'onde qui « revient » est généralement due à un obstacle situé dans la ligne (figure 3b) ou à une charge imparfaite (figure 3a) entraînant cette réflexion :

■ On définit le **coefficient de réflexion** par :

$$\left. \begin{aligned} \rho(x) &= \frac{R(x)}{I(x)} \\ \rho(x) &= \frac{R(0)}{I(0)} \exp(2\gamma x) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

■ Si la ligne est prolongée après l'obstacle, généralement une partie de la puissance incidente est transmise dans cette ligne et se propage sous forme d'une onde $T(x)$ telle que :

$$T(x) = T(0) \exp(-\gamma x)$$

et on définit le coefficient de transmission (figure 3b) par :

$$\tau = \frac{T(0)}{I(0)} \quad (3)$$

1.1.5 Taux d'ondes stationnaires

L'onde directe et l'onde réfléchie interfèrent, entraînant la création de maximums (ventres) et de minimums (creux) fixes par rapport à la ligne et appelés ondes stationnaires.

On définit le **taux** (ou **rapport**) d'ondes stationnaires par :

$$\theta(x) = \frac{1 + |\rho(x)|}{1 - |\rho(x)|} \quad (4)$$

Si la ligne est infinie et parfaite, le coefficient de réflexion est nul. Il en est de même si la ligne est terminée par une charge parfaite, la **ligne** est alors dite « **adaptée** ». C'est généralement le but recherché pour trois raisons :

- diminuer les pertes dues au « retour » de puissance ;
- éviter les surtensions à l'endroit des ventres, qui peuvent être sources de claquages ;
- éviter des déformations de signaux, dans le cas des signaux à large bande, car les désadaptations variant rapidement avec la fréquence entraînent des coefficients de transmissions qui varient au même rythme.

On cherche donc à « adapter » les obstacles, (coudes, transitions entre lignes, joints tournants, filtres, antennes élémentaires, etc.) au moyen d'obstacles volontaires et judicieusement placés (figure 4).

1.1.6 Impédance caractéristique

1.1.6.1 Définition

Dans certaines lignes, comme les lignes bifilaires ou coaxiales, l'onde peut être décrite en terme de tension V et de courant I se propageant le long de la ligne ; on appelle **impédance caractéristique** de la ligne le rapport constant :

$$Z_C = \frac{V(x)}{I(x)}$$

Z_C dépend de la géométrie de la ligne, c'est un nombre réel qui s'exprime en ohms.

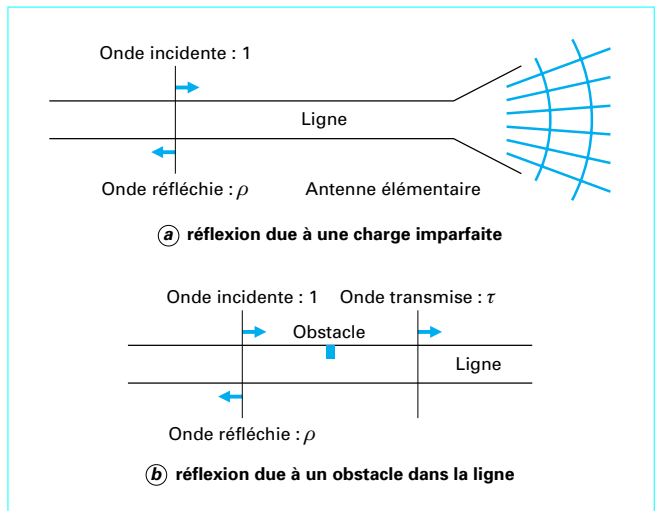


Figure 3 – Coefficients de réflexion et de transmission

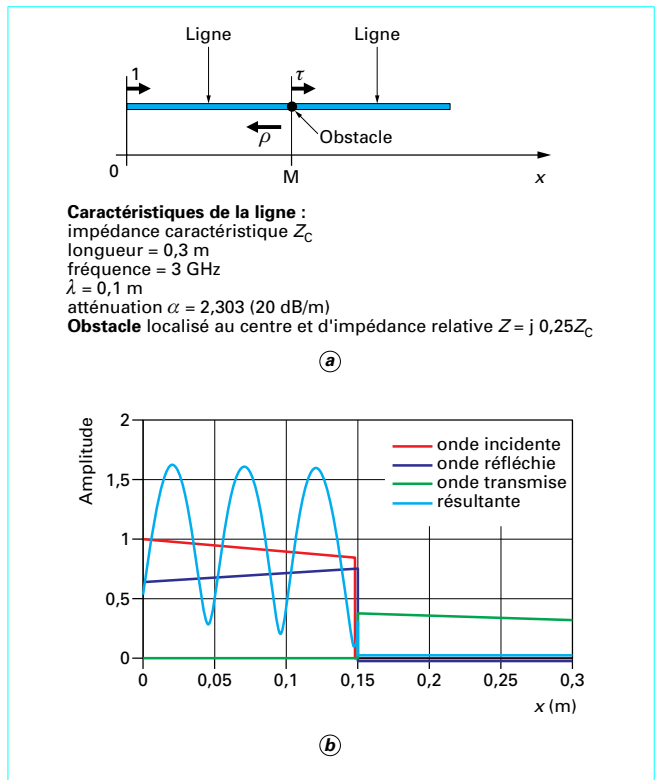


Figure 4 – Ondes réfléchies et ondes transmises suite à la présence d'un obstacle réactif dans la ligne : exemple

Il faut noter que l'impédance caractéristique ne suffit pas à caractériser une ligne, il faut aussi considérer sa géométrie. Une ligne bifilaire et une ligne coaxiale de 100 Ω raccordées entre elles ne forment pas une ligne sans discontinuité. Pour décrire le fonctionnement, il faut ajouter à la transition des inductances et des capacités dépendant de la géométrie des deux lignes.

Cependant la notion d'impédance caractéristique, souvent prise $Z_C = 1$, et celle d'impédances relatives des obstacles ou des transitions fournissent un modèle universel pour toutes les lignes, bien commode et largement utilisé.

1.1.6.2 Exemples de désadaptation

Si la ligne est infinie ou si elle est terminée par une impédance égale à son **impédance caractéristique** Z_C , il n'y a pas de réflexion et la ligne est adaptée (§ 1.1.5) ; sinon elle est désadaptée.

On va regarder quelques exemples de désadaptation classiques, présentés sur la figure 5.

■ Terminaison de la ligne par une impédance différente de Z_C

La terminaison d'impédance Z_t engendre une réflexion (figure 5a) dont le coefficient est :

$$\rho = \frac{Z_t - Z_C}{Z_t + Z_C} \quad (5)$$

L'impédance de la ligne varie avec l'abscisse x suivant la relation :

$$Z(x) = Z_C \frac{Z_t + Z_C \operatorname{th}(\gamma x)}{Z_C + Z_t \operatorname{th}(\gamma x)} \quad (6)$$

avec γ constante de propagation.

- Si les **pertes** sont **négligeables** on a [relation (1)] :

$$\gamma = j\beta \quad (7)$$

et la relation devient :

$$Z(x) = Z_C \frac{Z_t + j Z_C \tan(\beta x)}{Z_C + j Z_t \tan(\beta x)} \quad (8)$$

avec $\beta = 2\pi/\lambda$, λ étant la longueur d'onde.

- **Cas particuliers :**

$$\textcircled{1} x = \lambda/4$$

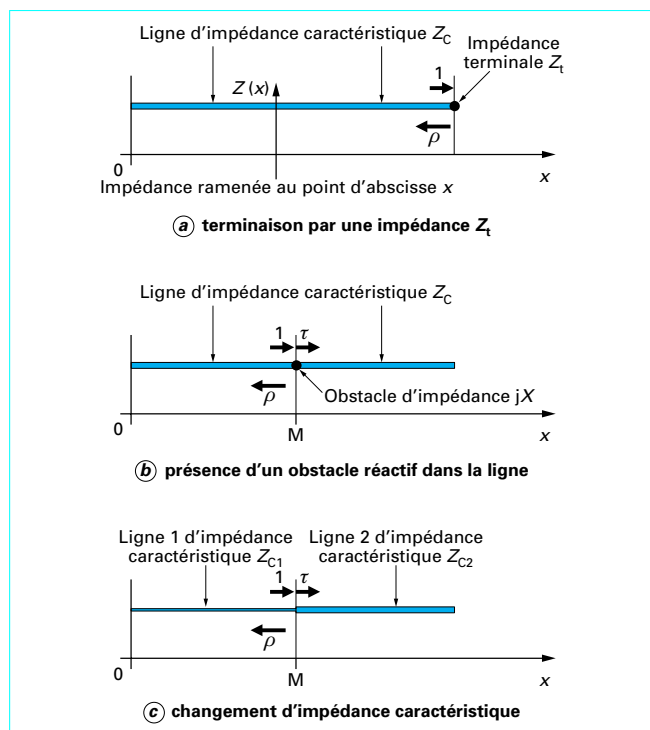


Figure 5 – Exemples de désadaptation

On a alors :

$$Z\left(\frac{\lambda}{4}\right) = \frac{Z_C^2}{Z_t}$$

— une impédance infinie se transforme en une impédance nulle (court-circuit) ; cela est très utilisé chaque fois qu'il est nécessaire d'avoir un contact électrique apparent sans contact réel (« pièges », joint tournant...) ;

— une impédance nulle se transforme en une impédance infinie ;

— Z_t/Z_C se transforme en Z_C/Z_t .

② $Z_t = 0$ (court-circuit)

On a alors (d'après la relation (8)) :

$$Z(x) = j Z_C \tan(\beta x)$$

suivant la valeur de x on peut obtenir n'importe quelle valeur de susceptance (entre $-\infty$ et $+\infty$) ; c'est une méthode largement utilisée pour adapter une ligne.

■ Présence d'un obstacle réactif dans la ligne

L'obstacle est dit réactif s'il ne consomme pas d'énergie ; son impédance est alors imaginaire ; c'est une susceptance.

On montre facilement que, dans ce cas (figure 5b), on a dans le plan de l'obstacle :

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{-1}{1+j2X} \\ \tau &= \frac{j2X}{1+j2X} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Si la réactance $X \gg 1$, on a :

$$\left. \begin{aligned} \rho &\rightarrow \frac{j}{2X} \\ \tau &\rightarrow 1 \end{aligned} \right\}$$

La figure 4b montre, pour un exemple, les ondes incidentes, réfléchies et transmises.

Le tableau 1 donne les réactances de quelques obstacles, représentés sur la figure 6, dans un guide rectangulaire.

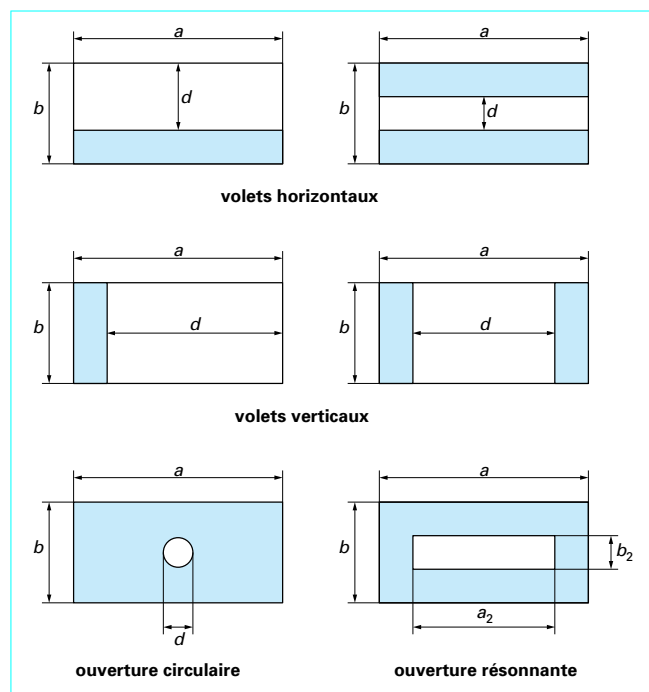


Figure 6 – Exemples d'obstacles réactifs dans un guide rectangulaire

Tableau 1 – Impédances de quelques obstacles réactifs dans un guide rectangulaire

Type d'obstacle	Type d'impédance	Impédance Z/Z_C
2 volets horizontaux	capacité	<p>— si $d/b \ll 1$:</p> $-j \frac{\lambda}{4b} \left[\ln \left(\frac{2b}{\pi d} \right) + \frac{b^2}{2\lambda g^2} \right]^{-1}$ <p>— si $d/b \gg 0$:</p> $\frac{-j 2b \lambda_g}{\pi^2 (b-d)^2}$
1 volet horizontal	capacité	identique à l'impédance pour deux volets horizontaux en remplaçant λ_g par $\lambda_g/2$
2 volets verticaux	inductance	<p>— si $d/a \ll 1$:</p> $j \frac{a}{\lambda_g} \tan \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \right]$ <p>— si $d/a \gg 0$:</p> $j \frac{a}{\lambda_g} \cot \left[\left[2\pi \left(\frac{a-d}{a} \right) \right]^2 \right] \left[1 + \frac{8\pi^2}{3} \left(\frac{a-d}{\lambda} \right)^2 \right]$
1 volet vertical	inductance	<p>si $d/a \gg 0$:</p> $\frac{j 2a^3}{\pi^2 \lambda_g (a-d)^2} \left[1 + \frac{\pi^2}{\lambda^2} (a-d)^2 \ln \left(\frac{\pi}{2} \frac{a-d}{a} \right) \right]^{-1}$
petite ouverture circulaire	inductance	<p>si $d \ll b$:</p> $\frac{j 2\pi d^3}{3a b \lambda_g}$
ouverture résonante	circuit résonant	<p>$Z/Z_C = \infty$ quand</p> $\frac{a^2}{b^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a^2} \right)^2} = \frac{a}{b} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}$
λ_g longueur de l'onde dans le guide λ longueur de l'onde émise		

■ Changement d'impédance caractéristique

Dans le plan de jonction des deux lignes (figure 5c), on montre que :

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}} \\ \tau &= \frac{2\sqrt{Z_{C1}Z_{C2}}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Z_{C1} et Z_{C2} étant les impédances caractéristiques, respectivement de la ligne 1 et de la ligne 2.

1.1.6.3 Exemples d'adaptation

Dans les antennes performantes, il est nécessaire d'avoir une très bonne adaptation, pour éviter les pertes d'énergie, les claquages ou les déformations de signaux s'ils sont à large bande. Il est donc nécessaire de veiller à ce que l'adaptation soit très bonne tout au long du parcours des ondes électromagnétiques.

■ Ligne chargée par une impédance terminale différente de son impédance caractéristique

Il s'agit de trouver une susceptance et sa position par rapport à la charge terminale pour que l'ensemble soit équivalent à l'impédance caractéristique.

Pendant longtemps, on a utilisé le diagramme de Smith [9] pour résoudre graphiquement ce type de problème. Les calepottes ou mieux les PC permettent aujourd'hui de trouver des solutions plus directes. L'encadré 1 montre une solution utilisant le logiciel Mathcad.

■ Conditions d'adaptation de deux obstacles identiques

Le problème est de trouver sous quelle condition deux obstacles identiques s'adaptent mutuellement.

Les coefficients de réflexion et de transmission fournis par un obstacle d'impédance jX dans une ligne d'impédance caractéristique $Z_C = 1$ (cf. figure 5b) sont donnés par les relations (9) :

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{-1}{1 + j 2X} \\ \tau &= \frac{j 2X}{1 + j 2X} \end{aligned} \right\}$$

La figure 7 donne les ondes obtenues en amont des obstacles si on suppose qu'en aval on a une onde transmise égale à 1 et sans réflexion.

On pose :

$$\delta = \exp(-\gamma \ell) \quad (11)$$

ℓ étant la distance entre les deux obstacles.

Encadré 1. Calcul de l'adaptation d'une ligne avec le logiciel Mathcad

On veut adapter une ligne chargée par une impédance terminale Z_t différente de 1 (l'impédance caractéristique de la ligne est choisie $Z_C = 1$; figure 5a).

Il faut donc déterminer une impédance parallèle Z_a imaginaire pure (pour éviter une consommation d'énergie) et une distance ℓ où placer cette impédance pour que l'ensemble ait une impédance de 1.

Données :

$\lambda = 0,1$ longueur d'onde,

$\gamma = 0,345 + j \frac{2\pi}{\lambda}$ constante de propagation (la ligne est sup-

posée atténuer de 3 dB/m),

$Z_t = 1,5 - j 0,15$.

L'impédance de la ligne chargée par Z_t à la distance ℓ est [relation (6)] :

$$Z(\ell) = \frac{Z_t + \text{th}(\gamma \ell)}{1 + Z_t \text{th}(\gamma \ell)}.$$

L'impédance d'adaptation Z_a à placer en ℓ est définie par :

$$\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_a} = 1$$

$$\text{soit } Z_a(\ell) = \frac{Z_t + \text{th}(\gamma \ell)}{(Z_t - 1)(1 - \text{th}(\gamma \ell))}.$$

On cherche une impédance Z_a imaginaire pure ; la distance $\ell = 10$ sera donc fournie par l'équation :

$$\ell_0 = \text{racine} [\text{Re}(Z_a(\ell)), \ell]$$

dont la solution est : $\ell_0 = 0,012$

qui fournit :

La valeur estimée sera :

$$Z_a(\ell_0) = 4,923 \cdot 10^{-5} + j 2,325$$

soit la solution :

$$\ell_0 = 0,016 \text{ m}$$

$$Z_0 = 2,325 j$$

On vérifie que l'impédance résultante est bien égale à 1

$$\frac{1}{\frac{1}{Z_a(\ell_0)} + \frac{1}{Z(\ell_0)}} = 1.$$

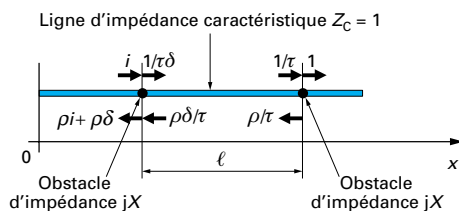


Figure 7 – Adaptation de deux obstacles identiques

L'adaptation sera parfaite si on a pour amplitude complète de l'onde incidente :

$$i = -\delta$$

L'onde incidente (qui se propage suivant 0x) en aval du premier obstacle, $1/\tau\delta$, et égale à la transmission à travers cet obstacle de l'onde incidente i , soit τi , augmentée de l'onde réfléchie par cet obstacle

$$\text{soit } \rho \frac{\rho\delta}{\tau}.$$

Compte tenu du comportement à la transmission et à la réflexion décrit par la figure 5b, on a la relation :

$$\frac{1}{\tau\delta} = \tau i + \frac{\rho^2\delta}{\tau} \quad (12)$$

fournit alors :

$$\delta^2 = \frac{1}{\rho^2 - \tau^2}$$

qui devient avec les relations (9) :

$$\delta^2 = \frac{1+j}{1-j} \frac{2X}{2X}$$

(ce qui implique que $\alpha = 0$; ligne sans perte).

Finalement, on obtient :

$$\ell = -\lambda \frac{\arctan(2X)}{2\pi}.$$

Si X est grand devant ℓ (petit obstacle), on trouve :

$$\ell = -\frac{\lambda}{4}.$$

Deux petits obstacles identiques s'autoadaptent dans une ligne sans pertes s'ils sont séparés de $\lambda/4$.

On verra une application de cette conséquence dans les radômes sandwich (§ 4.3.4) constitués de deux peaux fines espacées de $\lambda/4$.

■ **Conditions d'autoadaptation d'un tronçon de ligne inclus dans une ligne d'impédance caractéristique différente**

Les coefficients de réflexion et de transmission fournis par un changement d'impédance caractéristique (cf. figure 5c), sont donnés par les relations (10), avec $Z_{C1} = 1$ et $Z_{C2} = Z$:

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{Z-1}{Z+1} \\ \tau &= \frac{2\sqrt{Z}}{Z+1} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

La figure 8 donne les ondes obtenues dans le tronçon de ligne et en amont de la jonction si on suppose qu'en aval on a une onde transmise égale à 1 et sans réflexion. On a également posé la relation (11) :

$$\delta = \exp(-\gamma \ell)$$

ℓ étant la longueur du tronçon.

L'adaptation sera parfaite si

$$i = \delta$$

L'équation (12) :

$$\frac{1}{\tau\delta} = \tau i + \frac{\rho^2\delta}{\tau}$$

fournit alors :

$$\delta^2 = \frac{1}{\rho^2 + \tau^2}$$

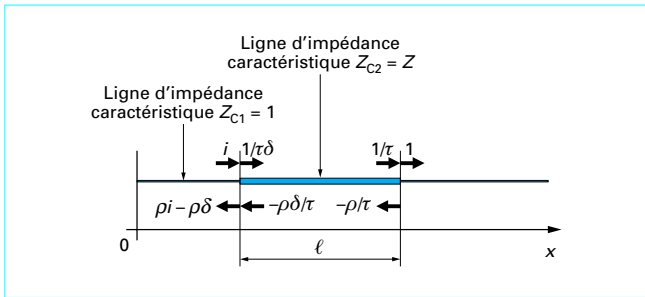


Figure 8 – Autoadaptation d'un tronçon de ligne

qui devient avec les relations (13) :

$$\delta^2 = 1$$

(ce qui implique que $\alpha = 0$; ligne sans perte).

On obtient finalement :

$$\exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} \ell\right) = 1$$

soit :

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

(il s'agit, bien entendu, de la longueur d'onde dans la ligne considérée).

Un tronçon de ligne s'autoadapte si sa longueur est d'une demi-longueur d'onde.

On verra une application de cette conséquence dans les radômes épais (§ 4.3.3).

■ Conditions d'adaptation de deux lignes d'impédances caractéristiques différentes

On vérifie facilement que cette adaptation peut se faire en intercalant un tronçon de ligne intermédiaire d'impédance caractéristique Z_c et de longueur ℓ (figure 9) tels que :

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

$$\ell = \frac{\lambda}{4}$$

Z_1 et Z_2 étant les impédances des deux lignes à raccorder.

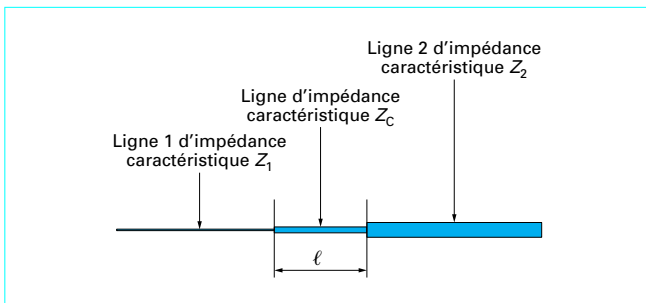


Figure 9 – Adaptation de deux lignes d'impédances caractéristiques différentes par un tronçon de ligne intermédiaire

D'autres solutions sont possibles :

- raccordement par une ligne « *taperisée* », c'est-à-dire passant progressivement de la ligne 1 à la ligne 2 ;
- raccordement par une succession de tronçons ; on peut ainsi obtenir une transition à large bande.

1.1.6.4 Coefficients de réflexion et de transmission d'un tronçon de ligne court

Revenons à la figure 8 représentant un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z placé dans une ligne d'impédance caractéristique différente ($Z_c = 1$). On se propose de déterminer les coefficients de transmission et de réflexion de cette structure.

Les ondes représentées à la figure 8, en allant de la droite vers la gauche, permettent d'écrire la relation (12) :

$$\frac{1}{\tau \delta} = \tau i + \rho^2 \frac{\delta}{\tau}$$

avec la relation (11) $\delta = \exp(-\gamma \ell)$.

On en tire facilement les coefficients cherchés (figure 10), en fonction de ρ et τ , qui caractérisent un changement d'impédance caractéristique :

$$T = \frac{\tau^2 \delta}{1 - \rho^2 \delta^2} \quad (14)$$

$$R = \rho (1 - \delta T) \quad (15)$$

avec les relations (13) :

$$\rho = \frac{Z-1}{Z+1} \text{ et } \tau = \frac{2\sqrt{Z}}{Z+1}.$$

■ Si la **ligne** est **très courte** et si Z est **voisin de 1** (le tronçon de ligne a une impédance caractéristique peu différente de celle de la ligne principale), alors :

$$\rho \ll 1 \text{ et } \tau \rightarrow 1.$$

On obtient donc :

$$T \rightarrow \delta$$

$$R \rightarrow j \rho 2\gamma$$

et, en négligeant les pertes :

$$R \rightarrow j \rho 4 \frac{\pi}{\lambda_g} \ell \quad (16)$$

avec λ_g longueur d'onde dans la ligne d'impédance Z de longueur ℓ .

Si on compare avec la réflexion en présence d'un obstacle réactif dans la ligne (§ 1.1.6.2)

$$R \rightarrow \frac{j}{2X}$$

on peut assimiler un court tronçon de ligne à une réactance, soit :

$$X = \frac{1}{8\pi \frac{\ell}{\lambda_g} \rho} \quad (17)$$

située à la place du tronçon.

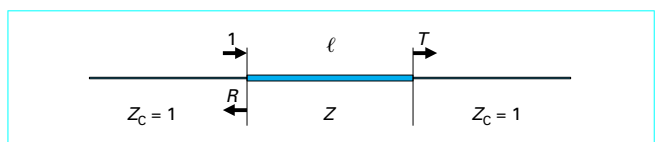


Figure 10 – Coefficients de réflexion et de transmission d'un tronçon de ligne

■ Applications

1. Il est facile sur une ligne imprimée (microstrip ou triplaque) de créer, pour adapter un autre obstacle, une réactance capacitive, en élargissant la ligne principale sur une distance $< \lambda$. L'impédance caractéristique diminue, ρ et X sont négatifs.

2. On obtient, de même, une réactance positive (inductive) en diminuant la largeur de la ligne.

3. On verra (§ 4) qu'un radôme, constitué par une peau mince devant λ , est équivalent à une capacité et qu'on peut donc l'adapter avec une inductance de même valeur (réseau de fils parallèles).

1.2 Principales lignes

1.2.1 Généralités

Il existe de nombreuses structures de lignes. Le choix, pour une application donnée, va dépendre :

- de la fréquence ;
- de la puissance à transporter ;
- des pertes acceptables ;
- du coût de fabrication.

Le tableau 2 présente une liste des principales lignes.

Une ligne donnée peut propager une onde suivant différents modes qui sont d'autant plus nombreux que la fréquence est élevée vis-à-vis des dimensions de la section. Très généralement, on utilise une ligne uniquement dans la bande de fréquence pour laquelle elle est monomode.

On peut les classer en deux types suivant que l'onde propagée par le guide a ses vecteurs électrique et magnétique tous deux normaux à l'axe de la ligne (onde TEM *Transverse Electric and Magnetic*) ou non.

■ Dans les **lignes TEM**, la longueur d'onde est la même que celle de l'onde plane se propageant dans le milieu diélectrique dans lequel est plongée la ligne.

A ce type appartiennent :

- la ligne bifilaire, constituée de deux fils parallèles ;
- les lignes à ruban : microstrip et triplaque ;
- la ligne coaxiale, constituée de deux cylindres conducteurs coaxiaux ;
- la ligne à fente, réalisée par une fine fente dans un plan conducteur.

■ Dans les **autres lignes**, la propagation se fait par réflexion sur les parois et la longueur d'onde est différente de celle de l'onde plane se propageant dans le milieu diélectrique dans lequel est plongée la ligne.

A ce type appartiennent les guides d'ondes (tableau 2) :

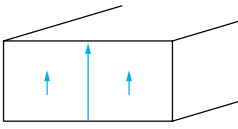
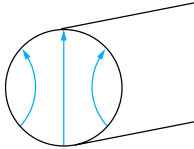
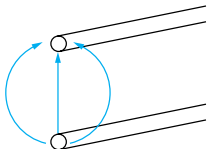
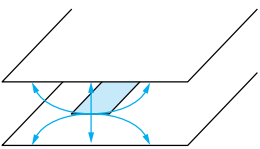
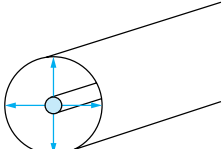
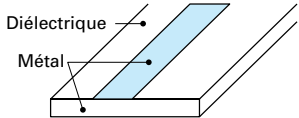
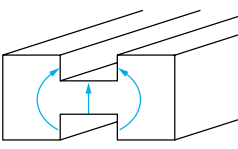
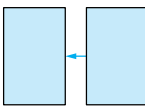
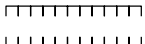

- guide rectangulaire ;
- guide rond ;
- guide corrugué ;
- guide en auge ;
- guide *ridgé* (c'est-à-dire « rainuré ») ;
- guide diélectrique (non représenté), constitué par une barre en diélectrique et utilisant le phénomène de réflexion totale.

Ces guides, à l'exception du guide en auge et du guide *ridgé*, peuvent transporter simultanément deux ondes de polarisation orthogonales.

■ Le tableau 3 donne pour ces différentes lignes :

- une caractéristique importante ;

Tableau 2 – Principaux types de lignes

	
guide rectangulaire	guide rond
	
ligne bifilaire	ligne triplaque
	
ligne coaxiale	ligne microstrip
	
guide ridgé	ligne à fente
	
guide corrugué	guide en auge

- l'antenne élémentaire qui prolonge naturellement ce type de ligne ;
- un exemple d'utilisation.

1.2.2 Caractéristiques de quelques lignes

Le guide rectangulaire est une ligne très utilisée dans les antennes. Sa bande passante est limitée vers les fréquences basses par la **longueur d'onde de coupure** λ_c et vers les fréquences hautes par la **longueur d'onde d'apparition du mode supérieur** λ_s , généralement indésirable, ce qui laisse une bande théorique d'une octave. Il n'est utilisé que dans une fraction de cette bande et toute une panoplie de guides ont été standardisés pour couvrir les fréquences les plus utilisées.

■ Le tableau 4 donne les principales caractéristiques des **guides rectangulaires et circulaires**.

La figure 11 montre comment varie l'atténuation des guides rectangulaires typiques en fonction de la fréquence.

Tableau 3 – Les lignes, leur caractéristique principale, l'antenne élémentaire adaptée et la principale utilisation

Type (cf. tableau 2)	Caractéristique principale	Antenne élémentaire adaptée	Exemples d'utilisation
Guide rectangulaire	faibles pertes	cornet rectangulaire	feeder des antennes à réflecteur (terminé par un guide rectangulaire)
Guide rond	faibles pertes, bipolarisation	cornet rond	
Guide en auge	guide ouvert, assez large bande	réseau dispersif	antenne à balayage par la fréquence
Guide corrugué	très faibles pertes, large bande	cornet rond corrugué	antennes à réflecteur, bipolarisation à hautes performances
Guide ridgé	dimension réduite		antennes compactes
Ligne coaxiale	toutes bandes	monopole, dipôle	feeder d'antennes
Ligne à fente			réalisation de déphaseur à diodes
Ligne bifilaire	ligne la plus simple pour les premières basses fréquences	dipôle	feeder d'antennes à basse fréquence
Ligne triplaque	techniques d'imprimerie, pertes assez faibles	dipôle	distributeurs pour réseaux non dispersifs
Ligne microstrip	techniques d'imprimerie	patch	antennes imprimées
Guide diélectrique			hautes fréquences

Tableau 4 – Caractéristiques des guides rectangulaires et circulaires

Caractéristiques	Guide rectangulaire	Guide rond
Paramètres	a grand côté b petit côté	$2 a$ diamètre
Mode fondamental	TE10	TE11
λ_c	$2 a$	πa
λ_s	a	
Déphasage $\beta = 2\pi/\lambda_g$	$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$	$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$
Atténuation α (dB/m)	$\alpha_r = \frac{1,5 \cdot 10^{-4}}{a^{1,5}} \frac{\frac{1}{2} \frac{a}{b} \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^{1,5} + \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^{-0,5}}{\left[\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2 - 1\right]^{0,5}}$	$\alpha_c = \frac{5,708 \cdot 10^{-5}}{a^{1,5}} \frac{\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^{-(0,5)} + \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^{-1,5}}{\left[\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2 - 1\right]^{0,5}}$

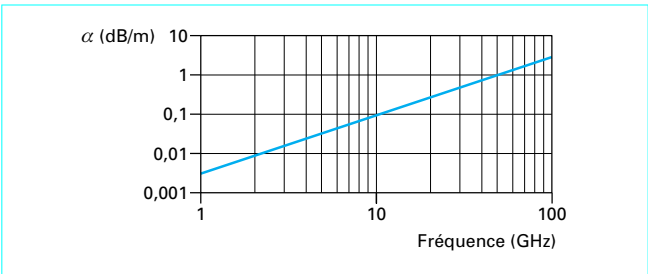


Figure 11 – Atténuation typique d'un guide rectangulaire monomode

- Le tableau 5 donne les principales caractéristiques des lignes coaxiales et bifilaires.
- Le tableau 6 donne les principales caractéristiques d'une ligne microstrip.

Tableau 5 – Caractéristiques des lignes coaxiales et bifilaires

Caractéristiques	Ligne coaxiale	Ligne bifilaire
Paramètres	a rayon du conducteur intérieur b rayon du conducteur extérieur ϵ_r permittivité relative du diélectrique	a rayon du conducteur intérieur d distance des axes ϵ_r permittivité relative du diélectrique
Impédance caractéristique	$Z_C = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \left(\frac{b}{a} \right)$	$Z_C = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \left(\frac{d}{a} \right)$
λ_c	$\lambda_c = \sqrt{\epsilon_r} \pi (a + b)$	
$\beta = 2\pi / \lambda_g$	$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}$	$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}$

Tableau 6 – Caractéristiques d'une ligne microstrip	
Caractéristiques	Microstrip (cas $w \geq 2h$)
Paramètres	w largeur du ruban h épaisseur du substrat ϵ_r permittivité relative du diélectrique
Impédance caractéristique	$Z_C = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{w}{h} + 2 \right)}$
$\beta = 2\pi/\lambda_g$	$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}$

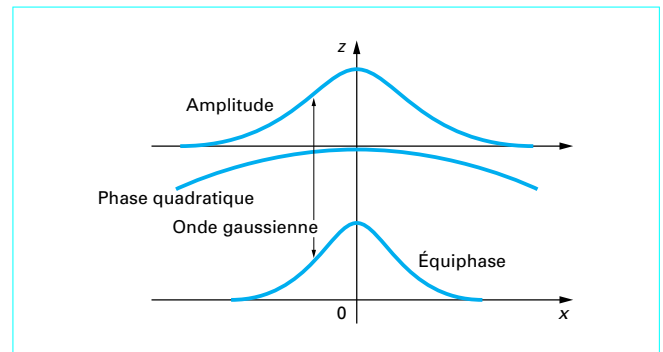


Figure 12 – Propagation d'une onde gaussienne

1.3 Pseudo-lignes

1.3.1 Définition

Outre les lignes qui viennent d'être passées en revue, il existe des structures qui peuvent être assimilées à des lignes, nous allons voir successivement :

- les systèmes à focalisations multiples ;
- les milieux diélectriques homogènes séparés par des plans et propageant des ondes planes.

1.3.2 Systèmes à focalisations multiples

1.3.2.1 Onde gaussienne

Une onde gaussienne équiphase dans un plan (infini) reste gaussienne en se propageant, la phase devenant sphérique, ou, encore, l'onde devient divergente (figure 12).

■ L'onde gaussienne équiphase dans le plan $z = 0$, d'étalement w_0 :

$$E(x, y, 0) = \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{w_0^2}\right)$$

devient dans le plan z , R_c étant le rayon de courbure de cette onde :

$$E(x, y, z) = \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{w(z)^2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{x^2 + y^2}{2R_c(z)}\right)$$

avec :

$$w(z)^2 = w_0^2 + \frac{4z^2}{k^2 w_0^2}$$

$$R_c(z) = z + \frac{k^2 w_0^2}{4z}$$

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

L'étalement et la courbure de phase sont des fonctions croissantes de z .

■ Si on crée dans le plan $z = 0$ une phase positive, c'est-à-dire une onde convergente, on obtient le phénomène inverse.

■ La figure 13 donne un **exemple**.

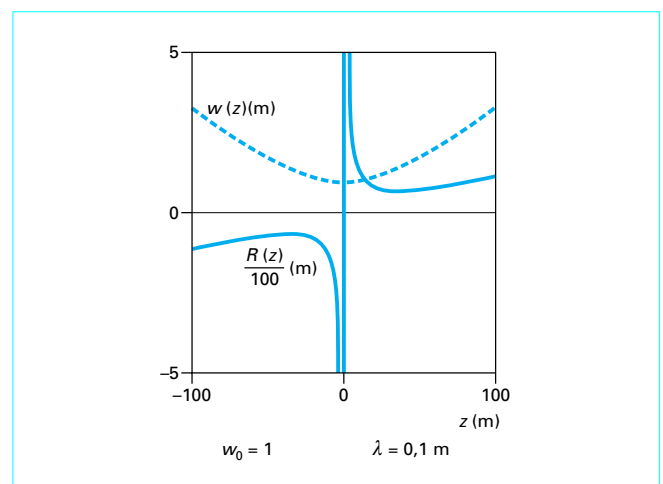


Figure 13 – Variation de l'étalement de l'amplitude et du rayon de courbure de la phase quadratique d'une onde gaussienne : exemple

1.3.2.2 Applications

■ Une première application est donnée dans la **ligne de Goubau** (figure 14a) ; elle consiste à refocaliser périodiquement des ondes quasi gaussiennes, c'est-à-dire avec des niveaux de recouvrement sur les bords très bas.

Les systèmes focalisants sont des lentilles (mais pourraient aussi être des ellipsoïdes) dont les foyers sont les centres des lentilles voisines.

■ Une deuxième application est le **périscope** (figure 14b) utilisé dans les grandes antennes de télécommunications par satellites. On obtient ainsi le « transport » de l'illumination du cornet sur une vingtaine de mètres avec des pertes de quelques dixièmes de décibels.

Le cornet est fixe et les miroirs tournent avec l'antenne.

1.3.3 Ondes planes et milieu diélectrique homogène

1.3.3.1 Définition

Un milieu diélectrique homogène peut être assimilé à une ligne qui propage des ondes planes. Chaque direction peut propager

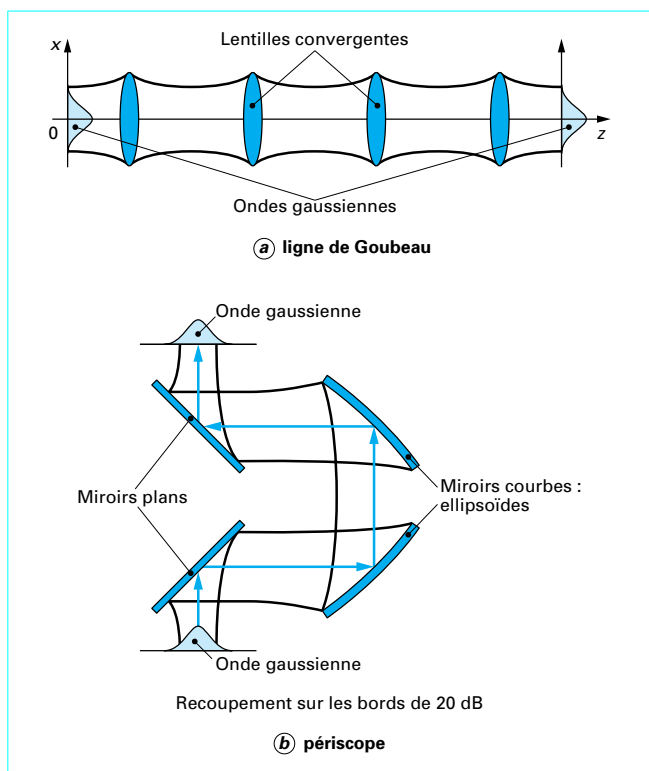


Figure 14 – Applications de la propagation d'ondes gaussiennes

deux ondes planes correspondant aux deux polarisations. Il y a donc une « double infinité » de « modes possibles ». Cependant, si les discontinuités entre milieux diélectriques sont des plans, pouvant d'ailleurs contenir des conducteurs (fils ou motifs), placés périodiquement avec un pas inférieur à $\lambda/2$, une onde plane incidente n'engendre qu'une ou deux ondes planes transmises ou réfléchies et un modèle de type ligne peut être bien commode pour analyser ou définir des structures suffisamment peu épaisses pour que l'on puisse considérer que les ondes planes s'y conservent.

La figure 15 montre la propagation d'une onde plane dans des milieux diélectriques homogènes.

La loi de Descartes donne l'angle de l'onde transmise en fonction de l'angle de l'onde incidente lors d'un changement de diélectrique :

$$\sqrt{\epsilon_{r1}} \sin \theta_1 = \sqrt{\epsilon_{r2}} \sin \theta_2 \quad (18)$$

1.3.3.2 Exemples

Les figures 16 à 20 donnent quelques exemples de structures pour lesquelles le modèle « ligne » est très pertinent.

■ La figure 16 représente l'équivalent d'un **coude** pour une ligne (coaxial ou guide d'onde). Il est simplement constitué par un plan conducteur. Il y a un changement de direction de l'onde plane par réflexion totale.

■ La figure 17 représente un **filtre de polarisation** constitué par des fils conducteurs parallèles très rapprochés.

L'onde plane de polarisation parallèle aux fils est entièrement réfléchi tandis que l'onde plane de polarisation perpendiculaire aux fils est entièrement transmise.

■ La figure 18 représente un **polariseur**. Il est constitué de deux plans contenant des fils conducteurs parallèles orientés à 45° .

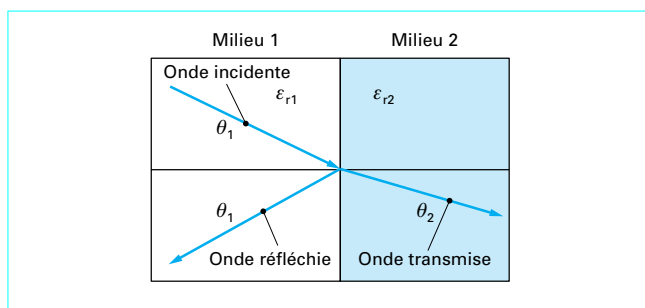


Figure 15 – Propagation d'ondes planes dans des milieux diélectriques homogènes séparés par des plans

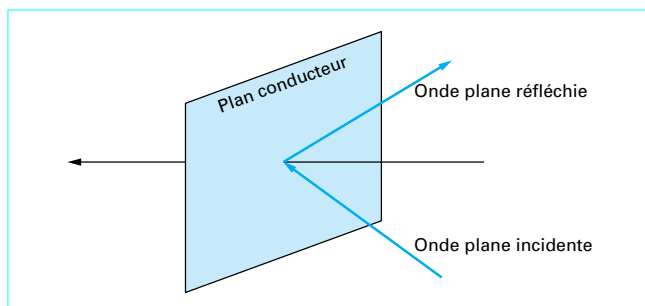


Figure 16 – Coude pour onde plane

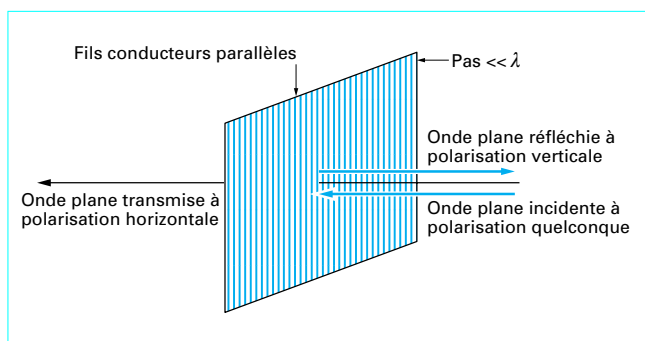


Figure 17 – Filtre de polarisation

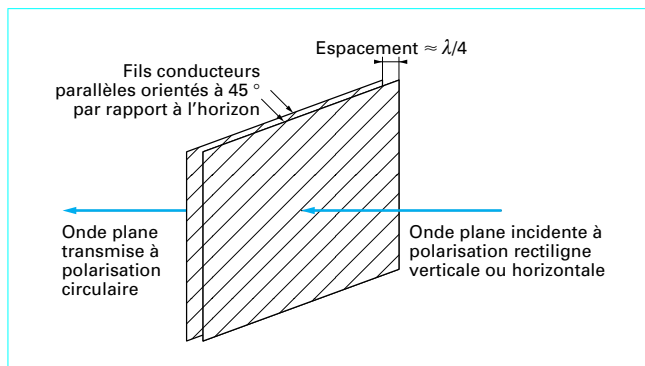


Figure 18 – Polariseur

L'onde plane incidente verticale (par exemple) peut être considérée comme la somme :

- d'une onde de polarisation perpendiculaire aux fils, qui traverse sans réflexion ni déphasage (au premier ordre) les deux couches de fils ;
- d'une onde parallèle aux fils qui subit un déphasage de 45° à chaque passage de couche (par un choix judicieux du pas des fils).

Les réflexions sur ces deux couches s'annulent par le choix de l'espacement de $\lambda/4$ entre les deux couches.

Cette structure est équivalente à un coupleur directif 3 dB en ligne classique.

■ La figure 19 représente un **miroir dichroïque**, c'est-à-dire un séparateur de fréquences. Par un choix judicieux du type et du pas des motifs périodiques, on peut obtenir une transmission totale à une fréquence et une réflexion totale à une autre fréquence.

Cette structure est équivalente à un duplexeur de fréquence.

■ La figure 20 représente l'un des divers types de radômes possibles : le **radôme sandwich**. Cette structure est mécaniquement très solide et transparente aux ondes, sans réflexion, grâce à l'espacement de $\lambda/4$ entre les deux peaux minces.

1.3.3.3 Caractéristiques de la ligne

Nous ne considérerons que les milieux diélectriques non magnétiques, ayant donc la même perméabilité que celle du vide. Un tel milieu est donc caractérisé par sa permittivité diélectrique ϵ_r .

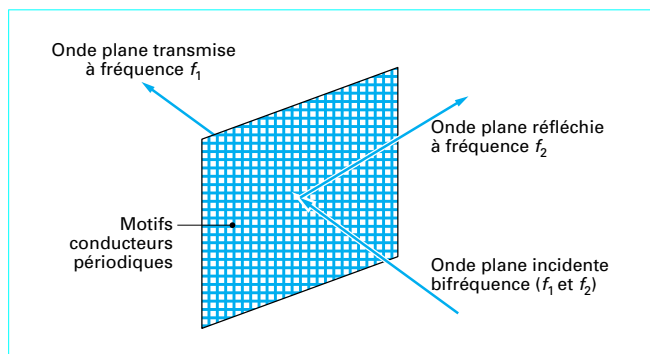


Figure 19 – Miroir dichroïque

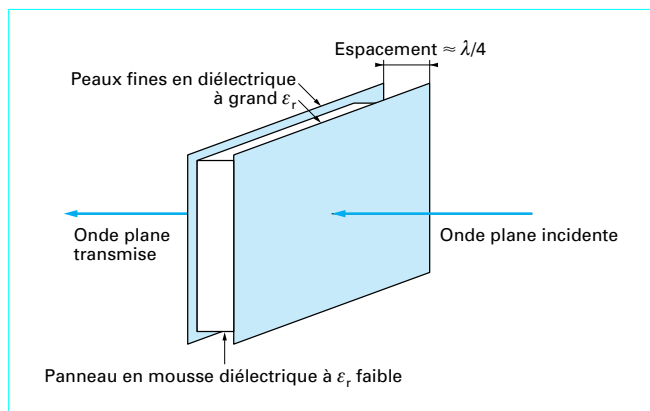


Figure 20 – Radôme sandwich

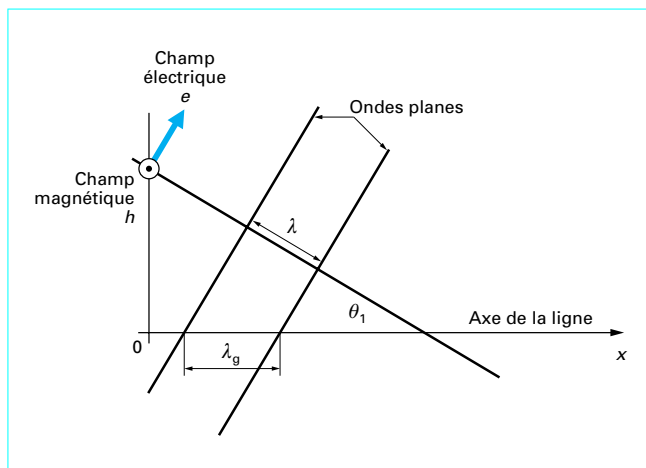


Figure 21 – Polarisation parallèle au plan d'incidence

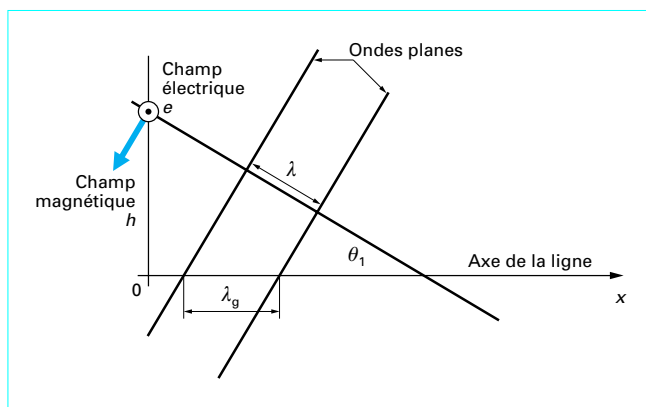


Figure 22 – Polarisation perpendiculaire au plan d'incidence

Nous allons considérer deux cas :

- la polarisation parallèle au plan d'incidence ;
- la polarisation perpendiculaire au plan d'incidence.

Ces deux cas sont représentés sur les figures 21 et 22. L'axe Ox est perpendiculaire aux divers plans de séparation des milieux diélectriques.

On définit l'impédance de l'onde par le rapport entre les composantes des champs électrique e et magnétique h dans le plan perpendiculaire à Ox. La longueur d'onde est mesurée suivant Ox.

Les **caractéristiques de la ligne** dépendent donc :

- de la polarisation ;
- de l'angle d'incidence ;
- de la permittivité diélectrique ;
- de la longueur d'onde λ_0 dans le vide.

Le tableau 7 donne ces caractéristiques.

1.3.3.4 Réflexion et transmission sur un plan de discontinuité de milieux diélectriques

Ce problème peut être traité comme celui de la discontinuité d'impédance caractéristique de deux lignes (figure 5c).

Tableau 7 – Caractéristiques de la ligne constituée par un milieu diélectrique homogène parcouru par des ondes planes

Caractéristiques	Référence : onde plane dans le vide se propageant suivant Ox	Polarisation parallèle au plan d'incidence	Polarisation perpendiculaire au plan d'incidence
Permittivité	ε_0	ε	ε
Permittivité relative	1	$\varepsilon_r = \varepsilon / \varepsilon_0$	$\varepsilon_r = \varepsilon / \varepsilon_0$
Déphasage	$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$	$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \cos \theta}}$	$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \cos \theta}}$
Atténuation (tan δ : caractéristique de perte du milieu diélectrique)	$\alpha = 0$	$\alpha = -\frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon_r} \tan \delta \frac{1}{\cos \theta}$	$\alpha = -\frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon_r} \tan \delta \frac{1}{\cos \theta}$
Impédance	$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ $Z_0 = 377$	$\frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cos \theta$	$\frac{Z_0}{\cos \theta \sqrt{\varepsilon_r}}$

■ Polarisation parallèle au plan d'incidence

On se reportera à la figure 21. On a :

$$Z_1(\theta_1) = \frac{Z_0 \cos \theta_1}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}}$$

$$Z_2(\theta_2) = \frac{Z_0 \cos \theta_2}{\sqrt{\varepsilon_{r2}}}$$

On obtient alors pour l'angle de l'onde transmise et le coefficient de réflexion, des relations [d'après les équations (18) et (10)] :

$$\theta_2(\theta_1) = \arcsin \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}} \sin \theta_1 \right)$$

$$\rho_1(\theta_1) = \frac{Z_2(\theta_2(\theta_1)) - Z_1(\theta_1)}{Z_2(\theta_2(\theta_1)) + Z_1(\theta_1)}$$

■ Polarisation perpendiculaire au plan d'incidence

On se reportera à la figure 22. On a :

$$Z_1(\theta_1) = \frac{Z_0}{\cos \theta_1 \sqrt{\varepsilon_{r1}}}$$

$$Z_2(\theta_2) = \frac{Z_0}{\cos \theta_2 \sqrt{\varepsilon_{r2}}}$$

D'après les mêmes relations (18) et (10), l'angle de l'onde transmise est également :

$$\theta_2(\theta_1) = \arcsin \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}} \sin \theta_1 \right)$$

et le coefficient de réflexion :

$$\rho_1(\theta_1) = \frac{Z_2(\theta_2(\theta_1)) - Z_1(\theta_1)}{Z_2(\theta_2(\theta_1)) + Z_1(\theta_1)}$$

■ Les figures 23 à 26 donnent les **coefficients de réflexion** pour les deux types de polarisation et pour les quatre cas suivants :

- air vers eau en hyperfréquence, figure 23 ;
- air vers eau en optique, figure 24 ;
- eau vers air en hyperfréquence, figure 25 ;
- eau vers air en optique, figure 26 .

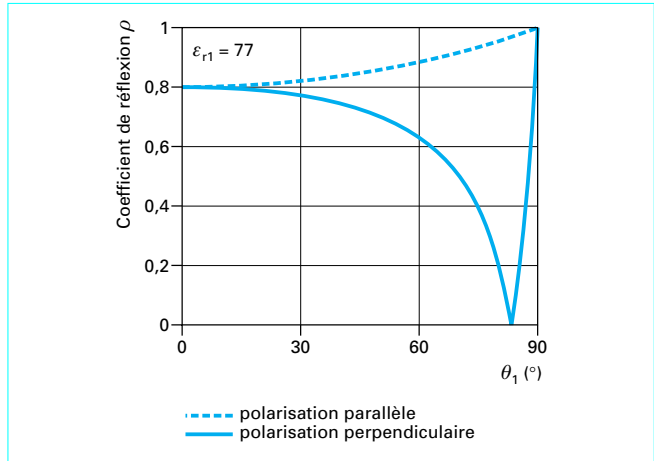


Figure 23 – Réflexion air vers eau en hyperfréquence

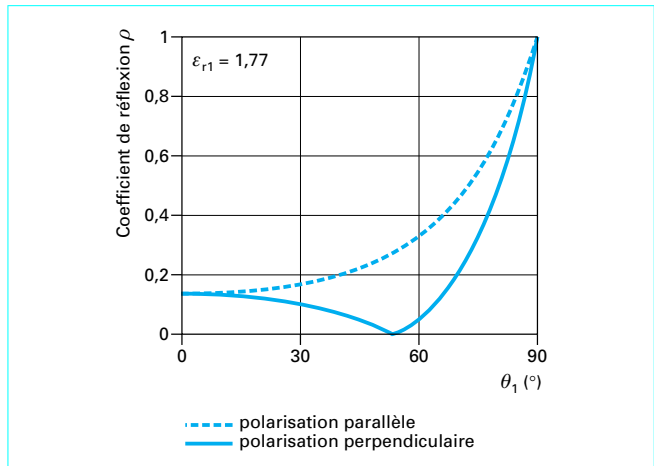


Figure 24 – Réflexion air vers eau en optique

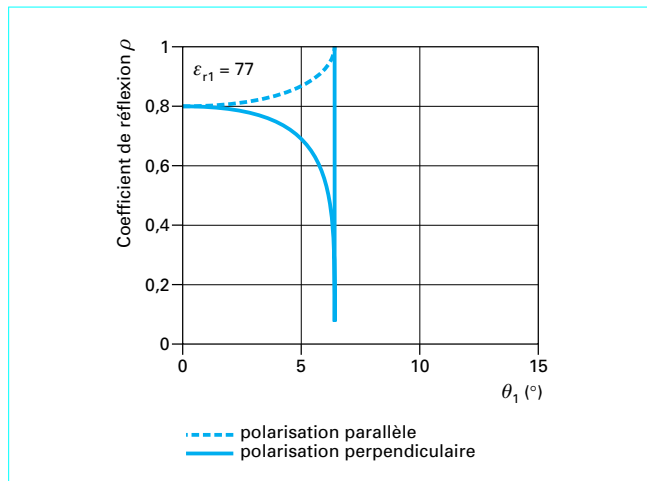


Figure 25 – Réflexion eau vers air en hyperfréquence

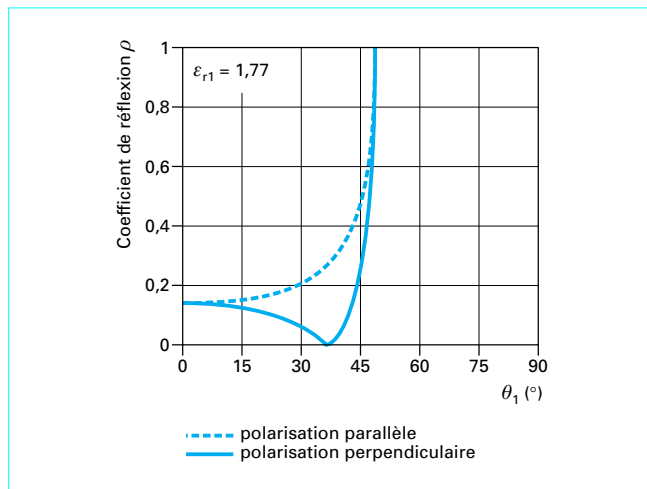


Figure 26 – Réflexion eau vers air en optique

■ Dans le cas **air vers eau** (ou tout autre diélectrique de permittivité relative supérieure à 1), l'angle de Brewster (qui a trouvé ainsi la possibilité de polariser la lumière par réflexion) est l'angle pour lequel la réflexion en polarisation horizontale s'annule. Cet angle est donné par :

$$\tan \theta_1 = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}}$$

Application numérique (figures 23 et 24) :

— en optique, avec $\epsilon_{r2} = 1,77$ et $\epsilon_{r1} = 1$, on a :

$$\theta_1 = 53,1 \text{ degrés}$$

— en hyperfréquence, avec $\epsilon_{r2} = 77$ et $\epsilon_{r1} = 1$, on a :

$$\theta_1 = 83,5 \text{ degrés.}$$

■ Dans le cas **eau vers air** (ou tout autre diélectrique de permittivité relative > 1), il y a réflexion totale quelle que soit la polarisation pour :

$$\sin \theta_1 \geq \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}}$$

Application numérique :

— en optique, avec $\epsilon_{r1} = 1,77$ et $\epsilon_{r2} = 1$, on a :

$$\theta_1 = 48,7 \text{ degrés}$$

— en hyperfréquence, avec $\epsilon_{r1} = 77$ et $\epsilon_{r2} = 1$, on a :

$$\theta_1 = 6,5 \text{ degrés.}$$

1.4 Représentation matricielle des lignes

1.4.1 Définition et structures

■ En régime linéaire, le plus fréquent, il est très commode de représenter sous forme matricielle le comportement des lignes et assemblages de lignes, car cela :

- facilite la compréhension ;
- permet facilement l'analyse et la synthèse, y compris de structures complexes.

De nombreuses matrices peuvent être associées aux lignes, pour des raisons de simplicité nous n'en retiendrons que deux : la matrice de dispersion (§ 1.4.2) et la matrice de chaîne (§ 1.4.3).

■ Les **structures** constituées de lignes sont utilement classées par le nombre d'accès du type ligne qu'elles contiennent. Ainsi on distingue :

- les structures à **un accès**, appelées aussi **dipôles** ou **monopôles**, telles qu'une charge ou un cornet ;
- les structures à **deux accès**, appelées aussi **quadripôles** ou **biportes**, telles qu'un tronçon de ligne, un joint tournant, un raccord guide coaxial... (figure 27) ;
- les structures à **trois accès**, appelées aussi **hexapôles** ou **triportes**, telles qu'un diviseur en Y (figure 28) ;
- les structures à **quatre accès**, appelées aussi **octopôles** ou **quadripôles**, telles qu'un coupleur directif ;
- les structures à **N accès**, appelées aussi **N portes**, telles qu'un distributeur à 1 entrée et N sorties.

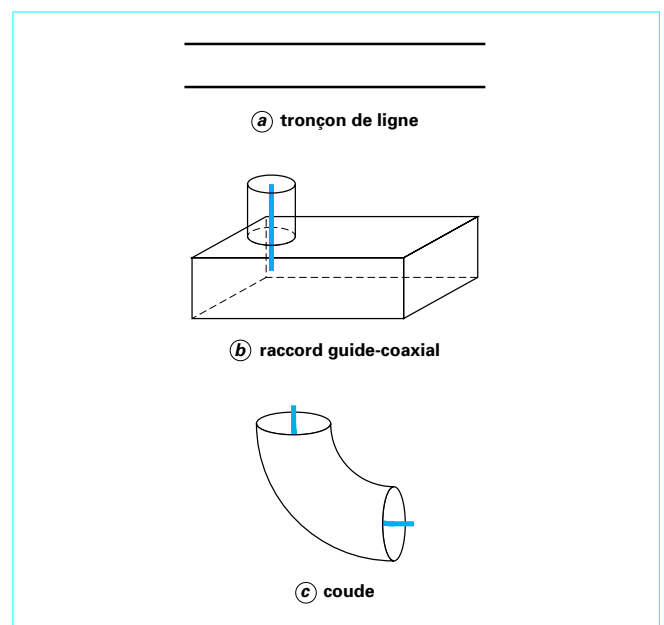
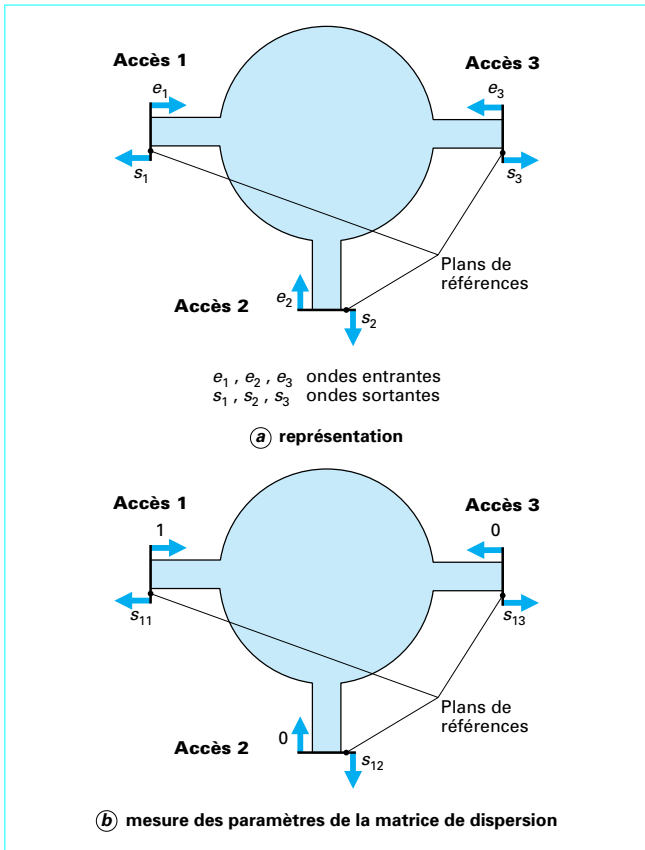


Figure 27 – Exemples de structures à deux accès



1.4.2 Matrice de dispersion

1.4.2.1 Définition

La matrice de dispersion (appelée aussi **matrice de répartition**) donne les ondes sortantes en fonction des ondes entrantes. La figure 28a le montre pour une structure à 3 accès.

La matrice de dispersion S est définie par :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}$$

Physiquement pour avoir, par exemple, S_{11} , S_{12} , S_{13} , il faut envoyer, dans l'accès 1 seul, l'onde 1 et mesurer les ondes sortantes s_1 , s_2 , s_3 qui donnent directement les grandeurs cherchées (figure 28b).

On notera que les plans d'accès doivent être définis. Un changement de plan d'accès consistant, par exemple, à introduire en amont de l'accès 1 un tronçon de ligne de constante de propagation γ et de longueur ℓ , modifie la matrice de dispersion de la façon simple suivante :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d^2 S_{11} & d S_{12} & d S_{13} \\ d S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ d S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}$$

avec $d = \exp(\gamma\ell)$.

1.4.2.2 Réciprocité

Si les lignes ne contiennent pas des éléments non réciproques tels que les ferrites, ce qui est le cas général, alors la matrice de dispersion est symétrique et l'on a :

$$S_{ij} = S_{ji}$$

Le coefficient de transmission entre deux accès quelconques ne dépend pas du sens.

1.4.2.3 Lignes sans pertes

Si les lignes sont sans pertes, ce qui est une approximation que l'on peut souvent faire, la matrice de dispersion est alors unitaire, ce qui signifie que la puissance sortante est égale à la puissance entrante (principe de conservation de l'énergie).

On a les relations suivantes :

$$(|S_{11}|)^2 + (|S_{12}|)^2 + (|S_{13}|)^2 = 1 \quad (19)$$

et ainsi pour toutes les lignes de la matrice ;

$$S_{11}\overline{S_{21}} + S_{12}\overline{S_{22}} + S_{13}\overline{S_{23}} = 0 \quad (20)$$

et ainsi pour tous les produits ligne par ligne ou colonne par colonne.

1.4.2.4 Structures à un accès

Pour ces structures telles que les charges ou les antennes élémentaires, la matrice de dispersion se réduit à un nombre complexe S_{11} ou coefficient de réflexion.

1.4.2.5 Structures à deux accès

On suppose l'absence de pertes pour les exemples suivants :

— **tronçon de ligne** (figure 27a) de longueur ℓ :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \exp(\gamma\ell) \\ \exp(\gamma\ell) & 0 \end{bmatrix}$$

— **impédance réactive y en parallèle sur une ligne**

$$S = \begin{bmatrix} -\frac{1}{1+j2y} & \frac{2y}{1+j2y} \\ \frac{2y}{1+j2y} & -\frac{1}{1+j2y} \end{bmatrix}$$

— **changement d'impédance caractéristique** (figures 27 et 5c) :

$$S = \begin{bmatrix} \frac{Z_{C2}-Z_{C1}}{Z_{C2}+Z_{C1}} & \frac{2\sqrt{Z_{C1}Z_{C2}}}{Z_{C2}+Z_{C1}} \\ \frac{2\sqrt{Z_{C1}Z_{C2}}}{Z_{C2}+Z_{C1}} & \frac{Z_{C2}-Z_{C1}}{Z_{C2}+Z_{C1}} \end{bmatrix} \quad (21)$$

avec Z_{C1} , Z_{C2} impédance caractéristique respectivement des lignes 1 et 2 ;

— **quadripôle symétrique** :

$$S = \begin{bmatrix} j \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & j \sin \theta \end{bmatrix}$$

avec θ paramètre.

Dans ce cas, les plans d'accès sont choisis pour que S_{12} soit réel.

On peut encore écrire la matrice sous la forme :

$$S = \begin{bmatrix} j\rho & \tau \\ \tau & j\rho \end{bmatrix}$$

les coefficients de réflexion et de transmission ρ et τ sont réels et :

$$\rho^2 + \tau^2 = 1$$

1.4.2.6 Structures à trois accès

On montre qu'on ne peut avoir simultanément tous les coefficients de la matrice de dispersion S_{ij} nuls (figure 28). En d'autres termes, il est inutile de chercher à adapter tous les accès d'un système à trois accès, réciproque et sans pertes ; c'est impossible.

La figure 29 donne deux exemples de structures à trois accès. Si l'on fait les hypothèses d'absence de pertes et de réciprocité, ils ont les caractéristiques suivantes.

■ **Un accès adapté** (figure 29a) : si l'accès 1 est adapté, et si l'on choisit les plans d'accès 2 et 3 pour que S_{12} et S_{13} soient réels, alors la matrice S ne dépend que de deux paramètres θ et ϕ :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \sin \theta & \cos \theta \\ \sin \theta & \cos^2 \theta \exp(j\phi) & -\sin \theta \cos \theta \exp(j\phi) \\ \cos \theta & -\sin \theta \cos \theta \exp(j\phi) & \sin^2 \theta \exp(j\phi) \end{bmatrix}$$

ϕ coefficient dépendant de la position du plan de référence.

On voit que lorsqu'on a choisi la première ligne de la matrice, c'est-à-dire le partage de l'énergie entre les accès 2 et 3, la matrice est entièrement déterminée à un coefficient de phase près.

■ **Structure symétrique** (figure 29b) : il s'agit, par exemple, d'une prise coaxiale dans un guide d'onde rectangulaire (figure 27b).

Si $S_{12} = m \exp(j\phi)$ est petit, la matrice ne dépend que d'un paramètre complexe :

$$S = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{1-2m^2}-1}{2} \exp(j2\phi) & m \exp(j\phi) & \frac{\sqrt{1-2m^2}+1}{2} \exp(j2\phi) \\ m \exp(j\phi) & \sqrt{1-2m^2} & m \exp(j\phi) \\ \frac{\sqrt{1-2m^2}+1}{2} \exp(j2\phi) & m \exp(j\phi) & \frac{\sqrt{1-2m^2}-1}{2} \exp(j2\phi) \end{bmatrix}$$

m étant le couplage en amplitude entre l'entrée 1 et la sortie coaxiale.

1.4.2.7 Structures à quatre accès

Dans ce type de structures, les quatre accès peuvent être adaptés simultanément. La structure est alors dite « **coupleur directif** ».

On présente ci-après deux coupleurs directifs remarquables et très utilisés.

■ Coupleur directif symétrique

La figure 30a donne le schéma de principe d'un tel coupleur, d'ailleurs réalisable avec tous les types de lignes.

Les figures 30b et 30c montrent deux exemples.

En choisissant le plan de l'accès 1 pour que S_{13} soit réel (figure 30a), la matrice de dispersion ne dépend que d'un paramètre θ et prend l'allure particulièrement simple suivante :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cos \theta & j \sin \theta \\ 0 & 0 & j \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & j \sin \theta & 0 & 0 \\ j \sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

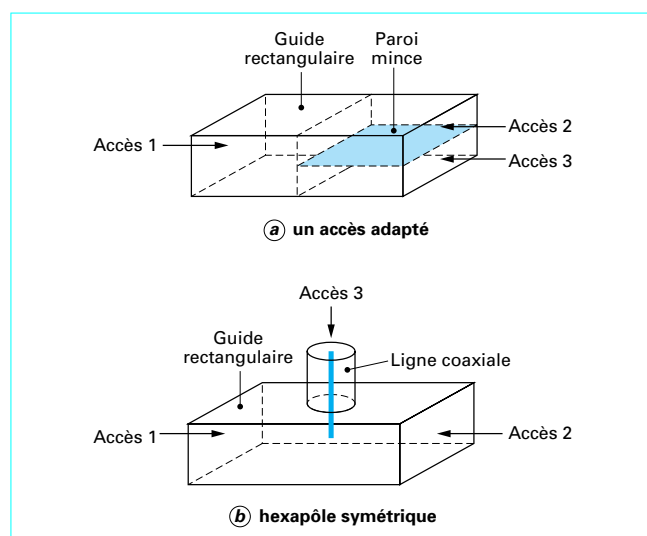


Figure 29 - Structures à trois accès : exemples

Le paramètre θ , qui règle la répartition de puissance entre les sorties 3 et 4 (si elle est entrée par 1), dépend :

- du diamètre des trous de couplage dans le cas du coupleur en guide (figure 30b) ;
- de la distance entre les lignes parallèles dans le cas du coupleur en microstrip (figure 30c).

● Lorsque $\theta = 45^\circ$, il y a équiartition de la puissance entrant en 1 entre les accès 3 et 4, avec un déphasage relatif à 90° j entre ces derniers accès. Le coupleur se nomme alors **coupleur 3 dB** (figure 30d). C'est un coupleur particulièrement utilisé dans les circuits hyperfréquences.

● On montre facilement que l'on peut réaliser un **coupleur variable** en utilisant deux coupleurs 3 dB séparés par des déphaseurs variables (figure 31).

● Une **structure** voisine est souvent utilisée dans les radars pour **commuter l'antenne** vers l'émetteur pendant la phase d'émission de l'impulsion d'éclairage des cibles et vers le récepteur pendant la phase d'écoute des échos éventuels. Cette structure est décrite sur la figure 32.

Dès le début de l'impulsion, les TR (*Transmit receive tube*), qui sont des tubes à gaz, s'allument et court-circuitent les lignes ; la puissance est alors entièrement dirigée vers l'antenne, protégeant du même coup le récepteur. Lorsque l'impulsion est entièrement émise, les TR s'éteignent et la puissance reçue par l'antenne est entièrement dirigée vers le récepteur.

■ Té magique

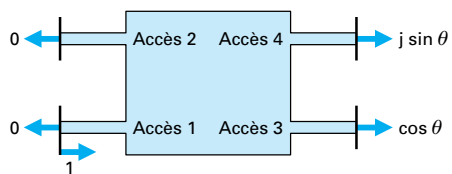
Le té magique, également très utilisé dans les antennes, notamment pour former les diverses voies des antennes de poursuite est un **coupleur directif antisymétrique** dont la matrice de répartition est la suivante :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

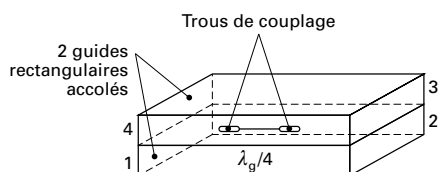
La figure 33a montre son fonctionnement. Si des ondes e_3 et e_4 entrent par les accès 3 et 4, on obtient :

- en 1, la somme de ces ondes (au facteur $1/\sqrt{2}$ près) ;
- en 2, la différence de ces ondes (au facteur $1/\sqrt{2}$ près).

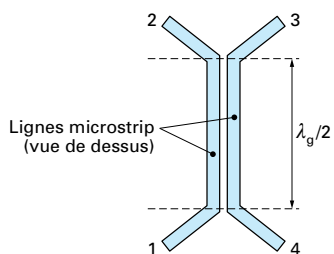
Les figures 33b et 33c montrent des tés magiques réalisés soit en guide, soit en microstrip.



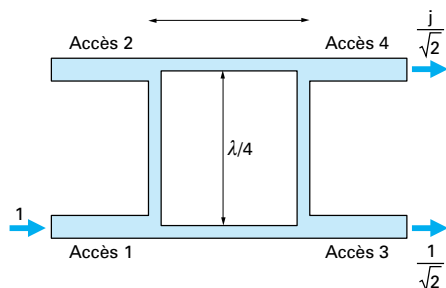
(a) schéma de principe



(b) coupleur directif en guides d'onde rectangulaires



(c) coupleur directif en lignes microstrip



(d) coupleur 3 dB en lignes microstrip

Figure 30 – Coupleur directif symétrique

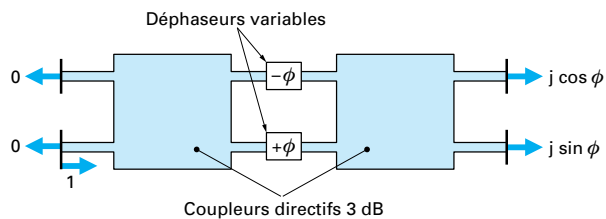


Figure 31 – Coupleur variable réalisé avec deux coupleurs 3 dB

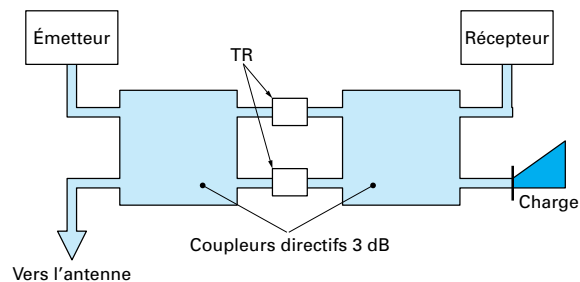
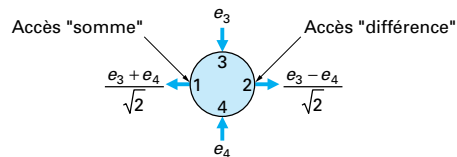
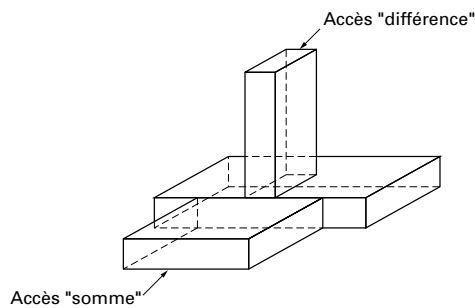


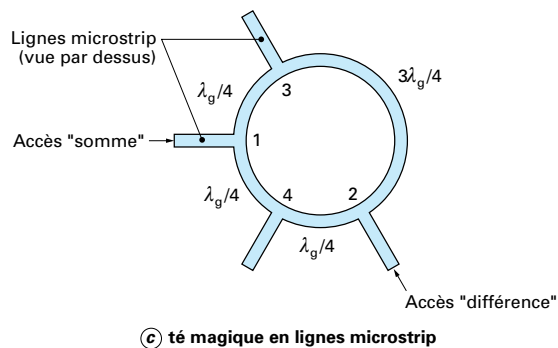
Figure 32 – Commutateur d'antenne pour radar (duplexeur)



(a) fonctionnement



(b) té magique en guides d'onde rectangulaires



(c) té magique en lignes microstrip

Figure 33 – Té magique

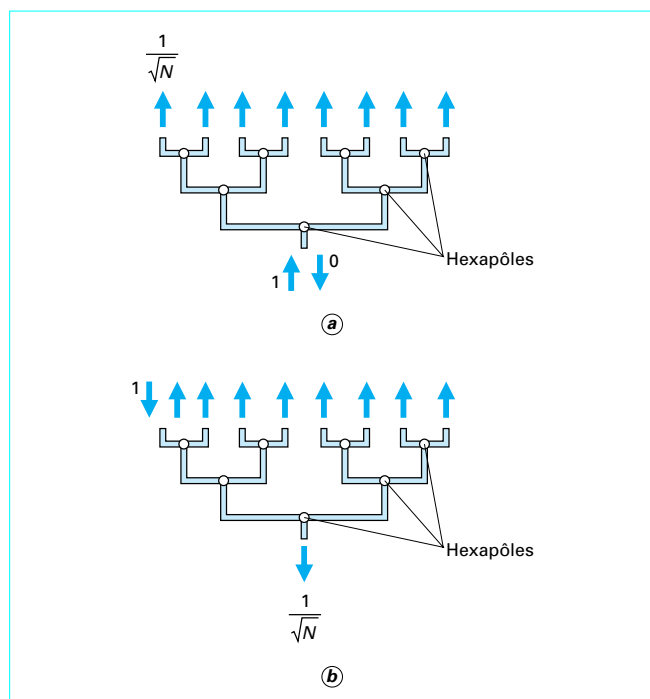


Figure 34 – Distributeur en espalier « non magique »

1.4.2.8 Structures à 1 entrée et N sorties

1.4.2.8.1 Généralités

Ces structures sont utilisées pour réaliser des réseaux linéaires. On va supposer, pour simplifier, que :

- la distribution est uniforme,
- la loi de phase est constante (structure en espalier ou en flûte de Pan).

Deux cas de structures sont possibles suivant la nature des nœuds du réseau :

- à trois accès : structure non magique (§ 1.4.2.8.2);
- à quatre accès : structure magique (§ 1.4.2.8.3).

Nota : on emploie souvent les termes structure « non magifiée » et structure « magifiée ».

1.4.2.8.2 Structure non magique

La figure 34 représente un distributeur en espalier non magique. Chaque nœud est un hexapôle (structure à trois accès) avec une entrée adaptée et deux sorties équipuissance.

■ Comportement pour différents cas :

- si on émet une onde 1 par l'entrée principale (figure 34a), on obtient sur chaque sortie une onde $1/\sqrt{N}$;
- réciproquement si on émet par l'une des sorties l'onde 1 (figure 34b), on trouve dans l'entrée principale $1/\sqrt{N}$, le reste de la puissance s'échappant par les autres sorties.

■ Les distributeurs non magiques, en raison de ces multiples réflexions internes sont :

- très **sensibles aux tolérances de fabrication** ; il est difficile de réaliser, avec ce type de distributeur, des lois d'illuminations très précises et donc d'obtenir des diagrammes ayant des lobes latéraux très bas ;
- peu **utilisés dans les antennes à balayage électronique** : si on munit chaque sortie d'un déphaseur pour « balayer » le faisceau, alors les désadaptations inévitables entre déphaseur et espace libre et entre déphaseur et distributeur vont occasionner des réflexions multiples qui produiront des lobes parasites à des niveaux élevés.

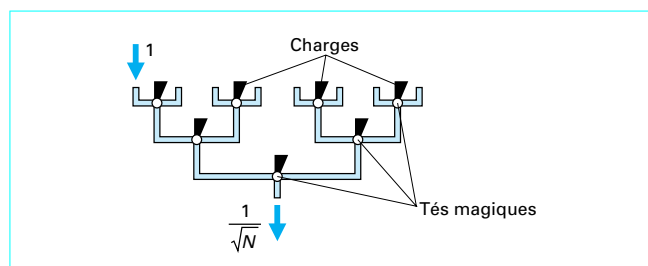


Figure 35 – Distributeur en espalier « magique »

1.4.2.8.3 Structure magique

La figure 35 montre une structure magique. Chaque nœud est un té magique (structure à quatre accès). Il n'y a plus de couplages d'une source avec les suivantes, toute la puissance inutilisée se retrouve dans les charges.

Les ennuis signalés au paragraphe 1.4.2.8.2 n'existent plus, aussi ce type de distributeur est très fréquemment **utilisé dans les antennes à balayage électronique**.

1.4.2.9 Distributeurs à 2 entrées et N sorties

Dans certains réseaux, il faut réaliser simultanément une illumination paire (ou somme) et une illumination impaire (ou différence). La structure de la figure 35 est une solution à ce problème puisqu'on peut utiliser l'accès « différence » du premier té magique pour obtenir une illumination impaire sur les sorties, mais l'illumination ainsi obtenue n'est pas optimisée ; on montre facilement qu'elle crée des lobes latéraux très élevés et que la pente du diagramme « différence » est faible.

■ La figure 36a montre une solution appelée **matrice de Blass** qui permet d'obtenir deux illuminations indépendantes et donc optimisables. Les coupleurs et les déphaseurs fixes de déterminent de façon itérative à partir des entrées en fonction des lois d'illumination à réaliser.

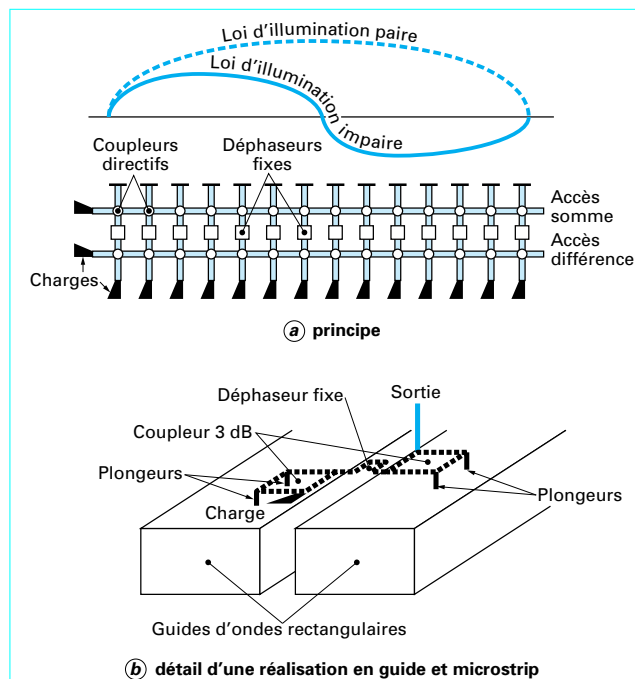


Figure 36 – Matrice de Blass

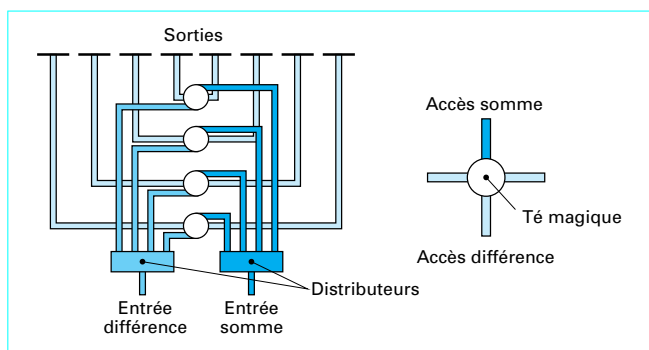


Figure 37 – Structure à 2 entrées et N sorties : exemple

La figure 36b donne un détail d'une réalisation possible. Les deux lignes principales sont des guides d'ondes rectangulaires. Les coupleurs sont réalisés en technique microstrip (le plan de masse n'est pas représenté sur la figure). Le couplage est réglé par l'enfoncement des plongeurs dans les guides et le déphaseur est un tronçon de ligne.

En général, les sorties aboutissent à des déphaseurs électroniques qui permettent de balayer simultanément les deux faisceaux.

La figure 37 montre un autre exemple de distributeur à 2 entrées et N sorties qui permet aussi d'optimiser indépendamment les voies somme et différence et qui, en outre, permet des sorties équiphases quelle que soit la fréquence.

1.4.2.10 Structures à N entrées et N sorties

La matrice de Butler représente la structure la plus intéressante avec N entrées et N sorties. Elle est largement utilisée chaque fois qu'il est nécessaire de réaliser des faisceaux multiples avec un même réseau.

La figure 38 montre le schéma de principe d'une matrice à 8 entrées et 8 sorties. Elle est constituée de tronçons de lignes, de coupleurs 3 dB et de déphaseurs fixes. Les sorties sont généralement terminées par des antennes élémentaires et alors les entrées fournissent des illuminations uniformes en amplitude et linéaires en phase permettant de réaliser 8 faisceaux indépendants.

La matrice de Butler réalise une DFT (*Discret Fourier Transform*). Il en existe autant que de puissance de 2.

En suivant pas à pas les chemins entre une entrée et les sorties, on trouve facilement les diverses lois de phase. Par exemple pour les faisceaux à gauche, on obtient de 1 à 8 :

$$\phi_{1g} = \frac{\pi}{8} \begin{bmatrix} 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \\ 11 \\ 12 \end{bmatrix} ; \quad \phi_{2g} = \frac{\pi}{8} \begin{bmatrix} 5 \\ 8 \\ 11 \\ 14 \\ 1 \\ 4 \\ 7 \\ 10 \end{bmatrix} ; \quad \phi_{3g} = \frac{\pi}{8} \begin{bmatrix} 6 \\ 11 \\ 0 \\ 5 \\ 10 \\ 15 \\ 4 \\ 9 \end{bmatrix} ; \quad \phi_{4g} = \frac{\pi}{8} \begin{bmatrix} 8 \\ 15 \\ 6 \\ 13 \\ 4 \\ 11 \\ 2 \\ 9 \end{bmatrix}$$

ce qui correspond à des pas de phase entre sources consécutives respectivement de :

$$\frac{\pi}{8} ; \quad \frac{3\pi}{8} ; \quad \frac{5\pi}{8} ; \quad \frac{7\pi}{8}.$$

Quant à l'amplitude, chaque sortie est reliée à chaque entrée par 3 coupleurs 3 dB, on obtient donc une amplitude uniforme égale à $1/\sqrt{8}$.

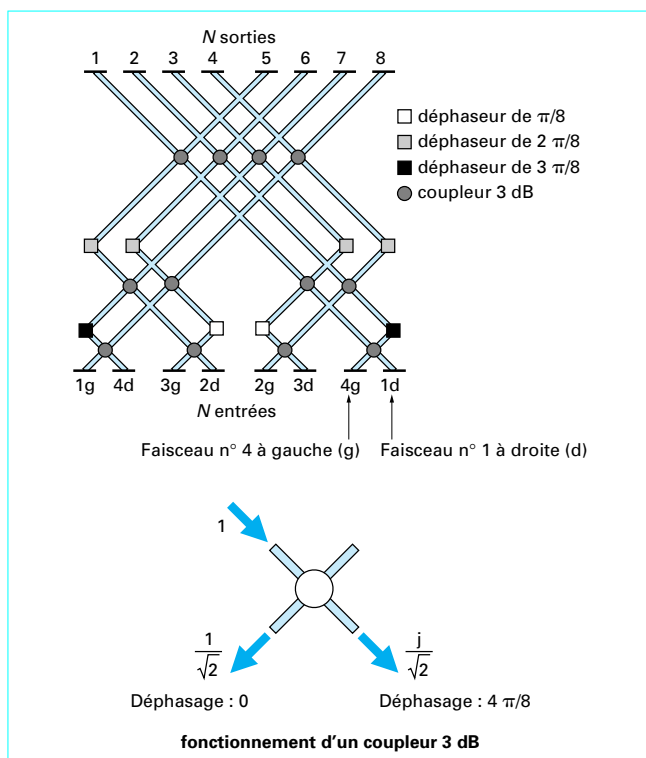


Figure 38 – Matrice de Butler à 8 entrées et 8 sorties

Le calcul du diagramme se fait par :

$$d_{1g(\theta)} = \frac{1}{8} \sum_{k=1}^8 \exp(j 2\pi p k \sin \theta) \exp(j \phi_{1g_k})$$

avec p pas entre sources (choisi ici égal à $\lambda/2$),

θ angle de gisement,

$d_{1g(\theta)}$ diagramme en amplitude de l'entrée 1 à gauche,

ϕ_{1g_k} phase de la k -ième sortie pour l'entrée 1 à gauche.

La figure 39 donne les 4 diagrammes des entrées à « gauche » d'une matrice de Butler de 8 éléments.

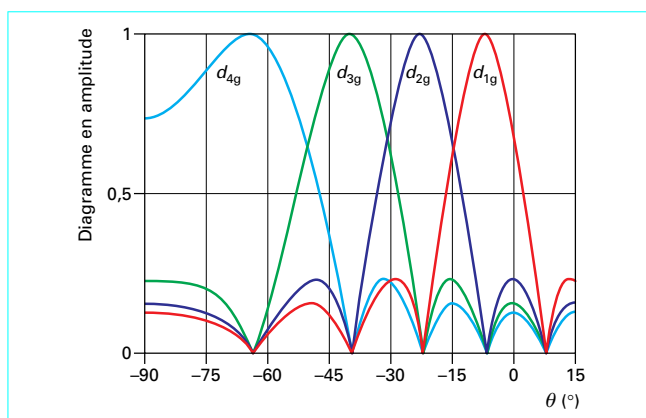


Figure 39 – Diagramme en amplitude des entrées à gauche d'une matrice de Butler de 8 éléments

■ Il existe d'autres matrices, telles que la **lentille de Rotman**, qui permettent par propagation d'obtenir aussi des structures multifaisceaux ([E 3 282] § 5).

1.4.3 Matrice de chaîne

Quand on doit étudier une suite de structures à deux accès telle qu'une ligne d'alimentation entre un émetteur et une antenne (figure 40a et 40b), la matrice de chaîne (figure 41), qui donne les ondes de gauche en fonction des ondes de droite, est particulièrement intéressante car on résout le problème par le produit multiple de ces matrices.

1.4.3.1 Passage de la matrice de dispersion à la matrice de chaîne

1.4.3.1.1 Structure symétrique

La matrice de dispersion a la forme générale suivante (§ 1.4.2.5) :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho & \tau \\ \tau & \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

qui s'écrit encore avec les ondes a_1, b_1, a_2, b_2

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho & \tau \\ \tau & \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

Les équations :

$$\begin{aligned} b_1 &= \rho a_1 + \tau b_2 \\ a_2 &= \tau a_1 + \rho b_2 \end{aligned}$$

fournissent :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{a_2}{\tau} - \frac{\rho}{\tau} b_2 \\ b_1 &= \frac{\rho}{\tau} a_2 + \frac{1}{\tau} (\tau^2 - \rho^2) b_2 \end{aligned}$$

et la matrice de chaîne s'écrit donc :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\tau} \begin{bmatrix} 1 & -\rho \\ \rho & \tau^2 - \rho^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

1.4.3.1.2 Tronçon de ligne

La matrice de chaîne (cf § 1.4.2.5) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-\gamma \ell) & 0 \\ 0 & \exp(\gamma \ell) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

1.4.3.1.3 Quadripôle quelconque

On montre que si la matrice de dispersion (§ 1.4.2.1) est :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

la matrice de chaîne est :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & |S| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

avec $|S|$ déterminant de la matrice S .

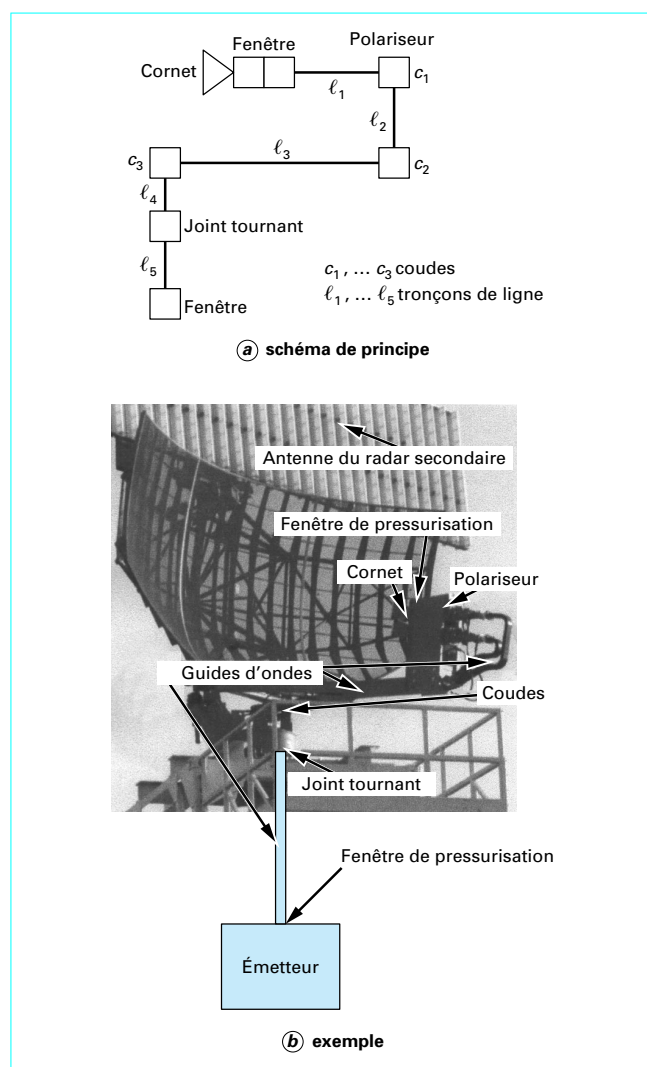


Figure 40 – Ligne d'alimentation d'une antenne de radar

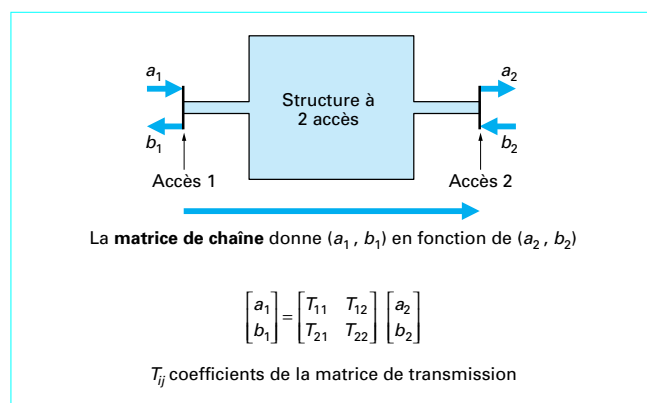


Figure 41 – Définition de la matrice de chaîne

1.4.3.2 Taux d'ondes stationnaires d'une longue ligne

Soit la ligne décrite dans les figures 40a et 40b. Nous allons déterminer son taux d'ondes stationnaires à la sortie de l'émetteur, dont le fonctionnement est très sensible à cette grandeur.

Pour simplifier, nous allons *approximer* tous les coudes, polariseurs, joint tournant et fenêtre de pressurisation à des quadripôles symétriques et sans pertes et donc caractérisables par leur seul coefficient de réflexion ρ , qui est **réel** dans ce cas. Les **matrices de dispersion et de chaîne** sont alors :

$$S = \begin{bmatrix} j\rho & \sqrt{1-\rho^2} \\ \sqrt{1-\rho^2} & j\rho \end{bmatrix}$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \begin{bmatrix} 1 & -j\rho \\ j\rho & 1 \end{bmatrix}$$

Nous négligerons les longueurs de lignes à l'intérieur de ces dispositifs qui sont petites vis-à-vis des longueurs des lignes proprement dites.

■ Les **lignes** seront supposées être des tronçons de guide standard autour de 3 GHz avec les caractéristiques moyennes suivantes :

$$\lambda_g = 1,5 \lambda$$

atténuation $N = -0,03$ dB/m

soit d'après la relation (1) :

$$\gamma = \frac{N}{20 \lg(e)} + \frac{j 2\pi}{\lambda_g}$$

Les lignes ont pour longueurs (en mètres) approximatives :

$$\ell_1 = 0,5 ; \ell_2 = 0,5 ; \ell_3 = 2 ; \ell_4 = 0,5 ; \ell_5 = 3$$

■ Le **cornet** est supposé présenter, également, un coefficient de réflexion ρ réel.

La matrice de chaîne $E(F)$ de l'ensemble s'écrit alors :

$$E(F) = C(\rho) L(3, F) C(\rho) L(0,5, F) C(\rho) L(2, F) \\ C(\rho) L(0,5, F) C(\rho) L(0,5, F) C(\rho) C(\rho) TE(\rho)$$

avec

$$C(\rho) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} & \\ & j\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -j\rho \\ j\rho & 1 \end{bmatrix}$$

$$L(\ell, F) = \begin{bmatrix} \exp(-\gamma(F)\ell) & 0 \\ 0 & \exp(\gamma(F)\ell) \end{bmatrix}$$

$$TE(\rho) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \\ \rho \end{bmatrix}$$

et F fréquence ($= c/\lambda$).

Les **coefficients de transmission $TR(F)$ et de réflexion $RF(F)$** de l'ensemble sont donc :

$$TR(F) = \frac{1}{|E(F)_{1,1}|}$$

$$RF(F) = \frac{|E(F)_{2,1}|}{|E(F)_{1,1}|}$$

et le **taux d'ondes stationnaires** est :

$$T(F) = \frac{1 + RF(F)}{1 - RF(F)}$$

Les figures 42 et 43 donnent les caractéristiques de la ligne pour $\rho = 0,1$ et $\rho = 0,05$.

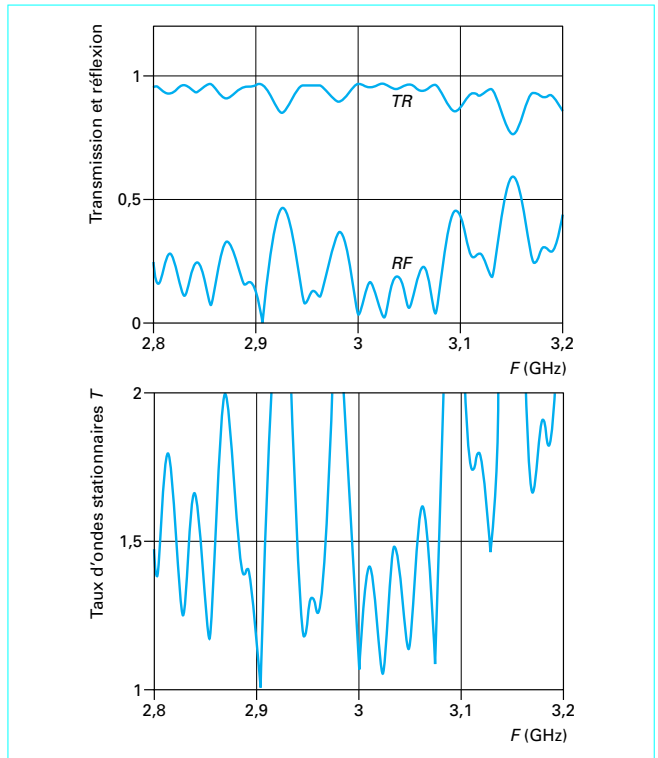


Figure 42 – Caractéristiques de la ligne pour $\rho = 0,1$

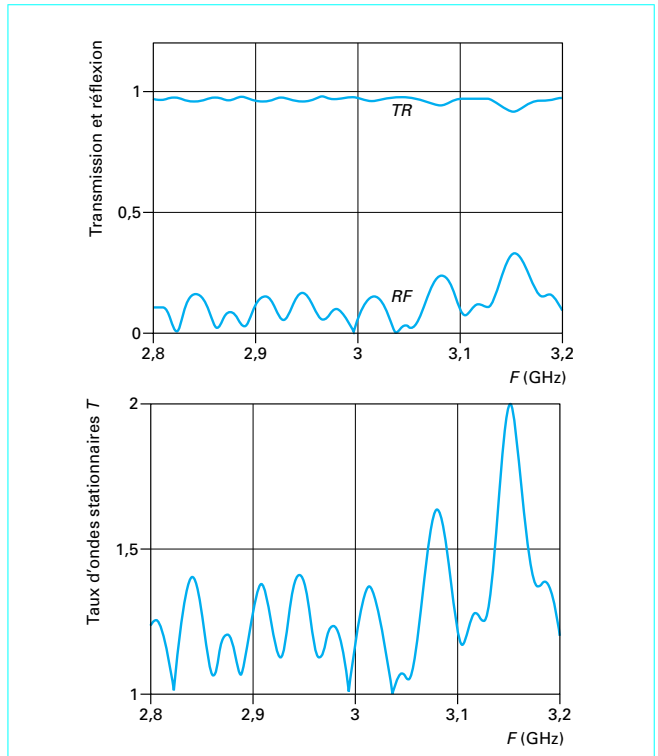


Figure 43 – Caractéristiques de la longue ligne pour $\rho = 0,05$

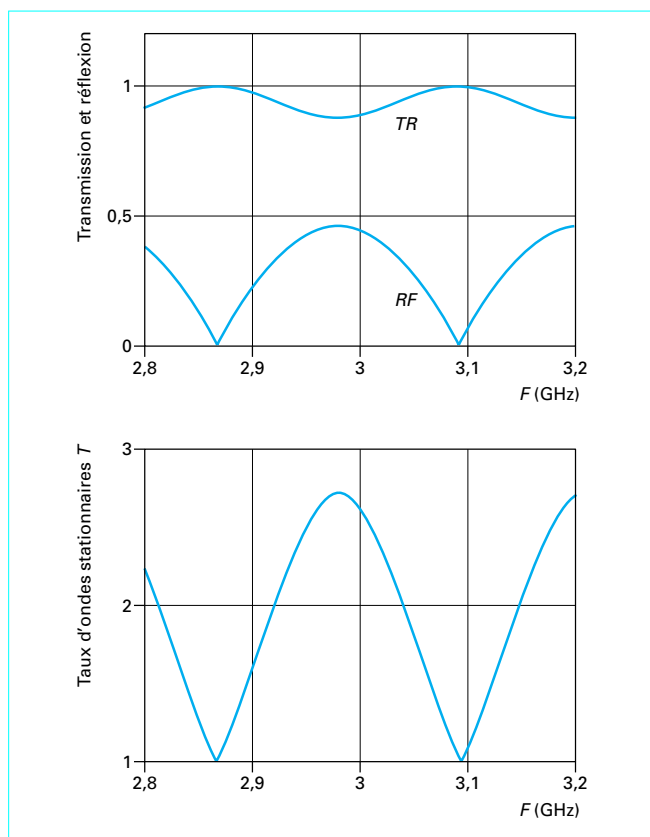


Figure 44 – Caractéristiques d'une ligne simple pour $\rho = 0,25$

On voit la nécessité de bien adapter chaque élément de la ligne pour que l'ensemble soit acceptable à toutes les fréquences. En effet, les lignes étant longues il existe une ou des fréquences pour lesquelles toutes ou presque les réflexions se retrouvent en phase à l'entrée et donc s'ajoutent.

Cela est bien mis en évidence dans l'**exemple** simplissime suivant : une ligne de 1 m ; un seul obstacle à chaque extrémité de coefficient de réflexion $\rho = 0,25$.

La matrice est alors :

$$E(F) = C(\rho) L(1, F) TE(\rho).$$

La figure 44 donne ses caractéristiques.

2. Déphaseurs

Dans ce paragraphe, on va parler des déphaseurs variables à commande électronique qui permettent de changer rapidement l'axe du faisceau dans une antenne à balayage électronique.

Les déphaseurs sont, comme les lignes, des structures élémentaires non rayonnantes.

2.1 Fonction

En général les antennes à balayage électronique sont des réseaux. En amont de chaque source élémentaire, un déphaseur permet de modifier la phase appliquée à la source. On peut donc

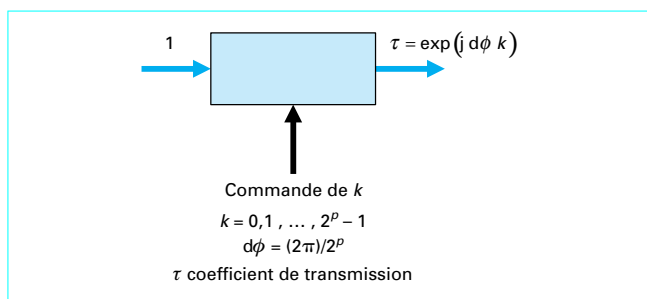


Figure 45 – Déphaseur quantifié idéal

appliquer sur le réseau une loi de phase linéaire, ce qui entraîne un déplacement angulaire du faisceau. Généralement, le déphaseur est quantifié, c'est-à-dire qu'il ne peut prendre qu'un nombre fini d'états de phase et donc la loi de phase linéaire qui est appliquée n'est qu'approximée. Il s'ensuit certaines déformations du diagramme par rapport au diagramme idéal souhaité tel que l'apparition de rayonnement diffus dans tout l'espace angulaire. Un autre ennui est qu'il y a une perte de gain dans la direction visée due au rayonnement diffus mais aussi aux pertes en ligne du déphaseur.

Plus le nombre de bits est élevé et plus le rayonnement diffus est bas, mais aussi, plus les pertes et le coût sont élevés. Le choix du nombre de bits des déphaseurs d'une antenne à balayage électronique est toujours un compromis.

■ La figure 45 donne le schéma d'un **déphaseur idéal**. C'est un quadripôle sans pertes et sans réflexion. Il est caractérisé par son nombre de bits p . Le nombre d'état de phases qu'il peut prendre est :

$$N = 2^p$$

(soit 4 états pour 2 bits, 8 états pour 3 bits, 16 états pour 4 bits etc.).

La quantum de phase est :

$$d\phi = \frac{2\pi}{2^p}$$

■ La figure 46 donne le **principe de réalisation** de déphaseurs de 2, 3 et 4 bits. Il est constitué d'autant de modules que de nombre de bits, ce qui permet d'obtenir tous les états de phase souhaités.

La phase appliquée est généralement la phase *au plus près* ; par exemple, si on veut appliquer la phase de 203° à un déphaseur de 3 bits, il faudra appliquer la phase (avec 0,5 pour arrondir au plus près) :

$$\text{par entière} \left(\frac{203}{45} + 0,5 \right) 45 = 225$$

et donc utiliser le module 180° et le module 45° .

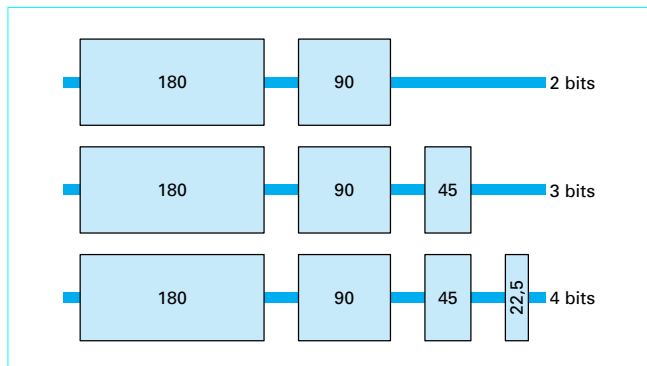


Figure 46 – Schéma de réalisation d'un déphaseur

2.2 Types de déphaseurs

Dans l'état de la technologie, il y a seulement deux types de déphaseurs permettant des commutations rapides :

- les **déphaseurs à diodes** ; celles-ci sont utilisées comme des commutateurs qui permettent par exemple de changer des longueurs de lignes et ainsi de changer le déphasage ;
- les **déphaseurs à ferrites** ; c'est la longueur d'onde du tronçon de ligne qui est changée.

2.2.1 Déphaseurs à diodes

On distingue les déphaseurs localisés (§ 2.2.1.1) où chaque source élémentaire a son propre déphaseur, et le radant (§ 2.2.1.2) qui permet de déphaser simultanément une portion d'onde plane (équivalant à une rangée de sources).

Le tableau 8 donne les principales caractéristiques de déphaseurs à diode.

On peut donner comme fréquence représentative

- bande S \approx 3 GHz ;
- bande C \approx 6 GHz ;
- bande X \approx 9 GHz ;
- bande Ku \approx 18 GHz ;
- bande Ka \approx 35 GHz.

Tableau 8 – Caractéristiques de déphaseurs à diode

Fréquence	Bande S puissance élevée	Bande S puissance moyenne	Bande C	Bande X
Bits.....	4	4	4	3
Taux d'ondes stationnaires	1,2	1,2	1,2	1,2
Pertes.....(dB)	1,4	1,4	2	2,5
Puissance crête..(kW)	10	0,1	0,1	0,1
Puissance moyenne	300	10	10	10
Précision du déphasage en moyenne quadratique.....(°)	7	5	5	10
Temps de communication... (μs)	10	3	2	2

2.2.1.1 Déphaseurs localisés

2.2.1.1.1 Cellule de déphasage à perturbation

Dans ce type de déphaseur (figure 47), généralement réalisé en microstrip, les diodes, lorsqu'elles conduisent, devenant ainsi des courts-circuits, déplacent le court-circuit de deux lignes (« stubs ») en parallèle sur la ligne principale.

Entre les deux états, conducteur et non conducteur, il y a un déphasage différentiel qui dépend de la position ℓ de la diode.

La matrice de chaîne de l'ensemble s'écrit, en fonction du paramètre ℓ :

$$E(\ell) = T_0(\ell) T_1(\ell) T_0(\ell) T_2$$

avec :

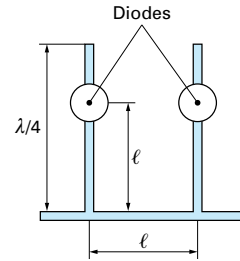


Figure 47 – Schéma d'un déphaseur à perturbation

— pour chaque « stub » :

$$T_0(\ell) = \frac{1}{\tau(\ell)} \begin{bmatrix} 1 & -\rho(\ell) \\ \rho(\ell)\tau(\ell) & -\rho(\ell)^2 \end{bmatrix}$$

— pour le tronçon de ligne :

$$T_1(\ell) = \begin{bmatrix} \exp\left(-j 2 \frac{\pi}{\lambda} \ell_0(\ell)\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(j 2 \frac{\pi}{\lambda} \ell_0(\ell)\right) \end{bmatrix}$$

— pour la terminaison :

$$T_2 = \begin{pmatrix} \ell \\ 0 \end{pmatrix}$$

Par ailleurs, on a vu (§ 1.1.6.2) qu'une ligne court-circuitée de longueur ℓ fournit l'impédance réactive :

$$Y(\ell) = \tan\left(2\pi \frac{\ell}{\lambda}\right)$$

Le quadripôle étant symétrique, on a :

$$\rho(\ell) = -\frac{1}{1+j 2Y(\ell)}$$

$$\tau(\ell) = \frac{j 2Y(\ell)}{1+j 2Y(\ell)}$$

D'autre part, on a vu (§ 1.1.6.3) que deux quadripôles réactifs identiques s'adaptent s'ils étaient séparés de :

$$\ell_0(\ell) = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan(2Y(\ell))$$

Enfin, le **coefficient de transmission** de l'ensemble est :

$$TR(\ell) = \frac{1}{E(\ell)_{1,1}}$$

et le **déphasage différentiel entre les deux états** :

$$d\phi(\ell) = \left[\text{Arg } TR(\ell) - \phi_0(\ell) \right] \frac{180}{\pi}$$

avec $\phi_0(\ell) = 2 \frac{\pi}{\lambda} \ell_0(\ell)$.

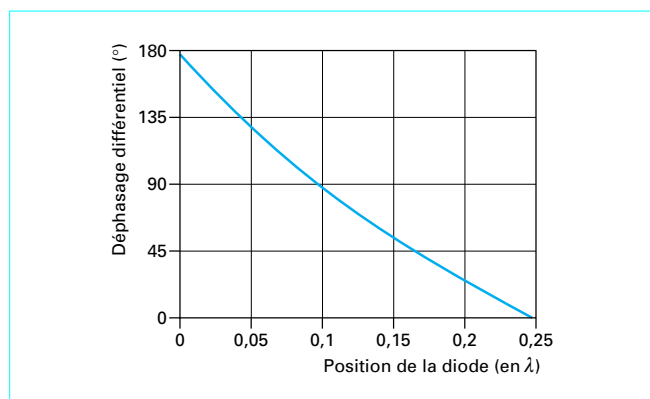


Figure 48 – Déphasage différentiel en fonction de la position de la diode

A l'aide de Mathcad (par exemple), il est facile de calculer ces caractéristiques et on obtient la figure 48 qui donne le déphasage différentiel en fonction de la position ℓ des diodes, l'écartement des stubs étant également ℓ .

Si on veut que le déphaseur fonctionne dans une certaine bande de fréquence, il faut se limiter à de petites perturbations et donc à des petits déphasages. Pratiquement, avec ce type de déphaseur on réalise seulement les petits bits : 11,25°, 22,5°, 45°.

- La longueur d'onde à utiliser est celle du milieu diélectrique constituant la ligne.
- Une simulation rigoureuse doit prendre en compte :
 - les pertes de la ligne (conducteur et diélectrique) ;
 - les pertes dans la diode ;
 - le schéma équivalent de la diode (inductances et capacités parasites) et de son circuit d'alimentation.

2.2.1.1.2 Cellule de déphasage à commutation de ligne

La figure 49 donne le principe d'une cellule de déphasage à commutation :

- dans l'état 1 (déphasage maximal), la diode d_1 conduit, ramenant des impédances infinies à l'entrée et à la sortie du déphaseur ; les diodes d_2 et d_3 ne conduisent pas, et l'onde passe par la branche basse du déphaseur ;
- dans l'état 2 (déphasage minimal), les diodes d_2 et d_3 conduisent et la diode d_1 ne conduit pas, et l'onde passe par la branche haute du déphaseur ;
- entre les deux états, il y a un déphasage de :

$$d\phi = 2 \frac{\pi}{\lambda} \ell$$

Le choix de ℓ permet donc d'obtenir les déphasages désirés. Les déphaseurs à commutation conviennent bien à des déphasages importants.

2.2.1.1.3 Cellule à commutation de polarisation

La solution d'une cellule de déphasage à commutation peut ne pas convenir pour le bit de 180° si la bande de fréquence est grande, car, pour un tronçon de ligne donné, le déphasage est proportionnel à la fréquence.

Une autre possibilité, décrite sur la figure 50, consiste à changer le sens de la polarisation sur la ligne selon que c'est la diode d_1 ou la diode d_2 qui conduit. Il y a alors, quelle que soit la fréquence, un vrai déphasage de π .

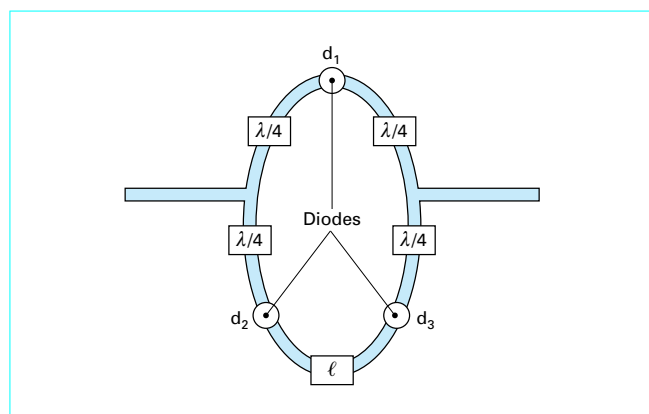


Figure 49 – Principe d'une cellule de déphasage à commutation

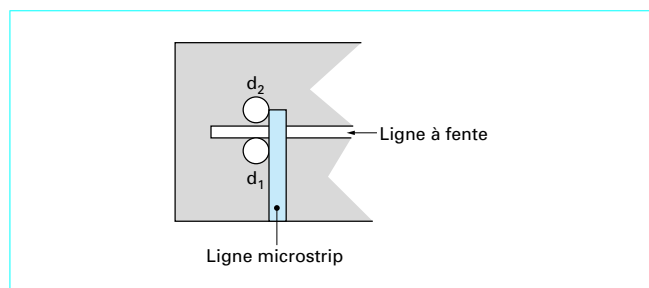


Figure 50 – Principe d'une cellule de déphasage à commutation de polarisation

2.2.1.1.4 Déphaseur réel

Un déphaseur à diodes utilise différents types de cellules à déphasage. La structure de déphaseurs effectivement utilisés dans des antennes à balayage électronique de radars est, par exemple, la suivante.

■ Déphaseur pour réseau à balayage électronique en site :

- nombre de bits : 4 ;
- bits 180° et 90° : cellules à commutation de ligne ;
- bits 45° et 22,5° : cellule à perturbation.

■ Déphaseur pour réseau à balayage électronique en site et gisement :

- nombre de bits : 3 ;
- bit 180° : cellule à commutation de polarisation ;
- bit 90° : cellule à commutation de ligne ;
- bit 45° : cellule à perturbation.

2.2.1.2 Radant

La figure 51 donne le principe d'une antenne à balayage électronique en site et gisement utilisant deux lentilles radant. Le déphasage se fait globalement sur une tranche d'onde plane (longueur de plusieurs λ , épaisseur de $\lambda/2$ environ).

Un bit de déphasage est obtenu par une paire de barrettes distantes de $\lambda/4$ environ placées entre deux plans conducteurs parallèles.

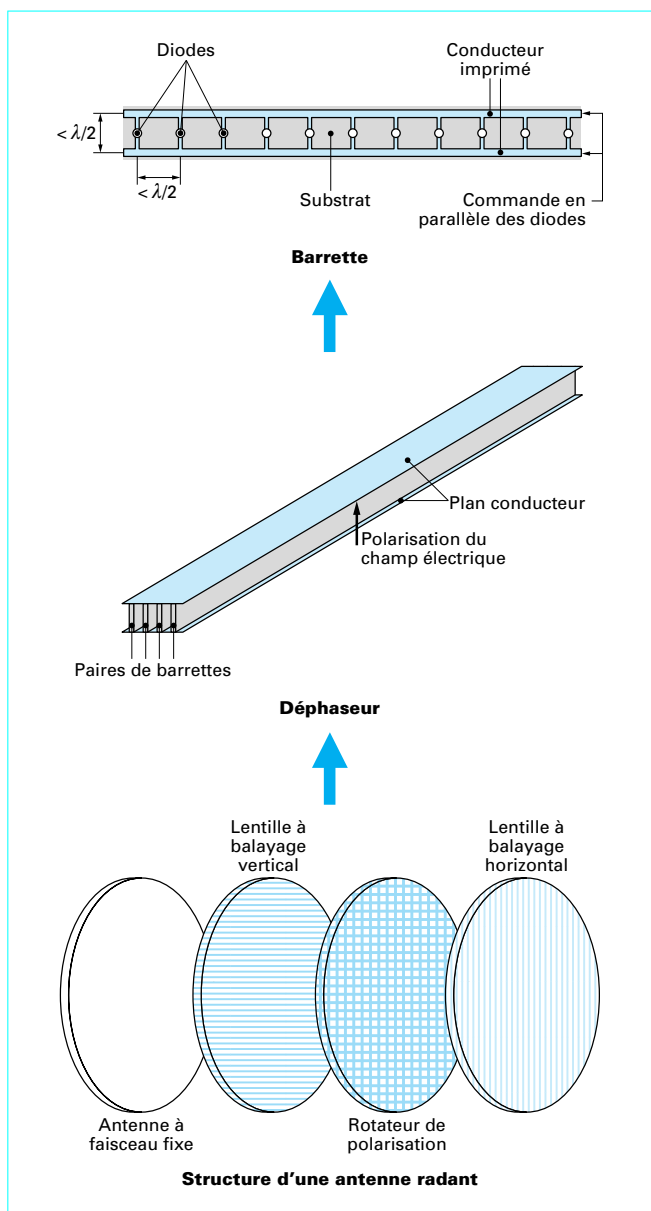


Figure 51 – Antenne à lentilles radant

Une **barrette** est une fine plaque de diélectrique sur laquelle sont gravés deux conducteurs d'alimentation des diodes ; celles-ci sont soudées en parallèle sur ces conducteurs ; Suivant que les diodes conduisent ou non, un déphasage différentiel apparaît comme pour les cellules de déphasage à perturbation (§ 2.2.1.1). Les bits de poids important sont faits en utilisant plusieurs bits de poids faible en série.

Un **déphaseur** est constitué d'un certain nombre de paires de barrettes et une **lentille** est constituée d'un ensemble de déphaseurs du même type.

Le champ électrique étant nécessairement perpendiculaire aux déphaseurs, un rotateur de polarisation est introduit entre les deux lentilles, si on veut faire un balayage en site et gisement.

2.2.2 Déphaseurs à ferrites

Deux types de déphaseurs à ferrites sont actuellement utilisés dans les antennes :

- les déphaseurs réciproques ;
- les déphaseurs non réciproques.

Les deux types utilisent les propriétés magnétiques rémanentes des ferrites. Le niveau du magnétisme rémanent est changé par application d'impulsions de courants dans des boucles ou des solénoïdes. Ces déphaseurs sont encore appelés déphaseurs à *latching* (to latch : fermer à clé).

2.2.2.1 Déphaseurs non réciproques

Le tableau 9 donne les principales caractéristiques de ce type de déphaseur, décrit sur la figure 52.

Une **cellule de déphasage** (figure 52a) est constituée d'un tore de ferrite (matériau céramique ayant des propriétés magnétiques), placé au centre d'un guide d'onde rectangulaire. Une boucle conductrice passe au centre du tore et sort sur le petit côté du guide.

Par des impulsions de courant dans un sens ou dans l'autre, on peut modifier l'état du magnétisme rémanent du tore et ainsi obtenir :

- l'état de déphasage relatif nul ;
- l'état de déphasage relatif $\delta\phi$ pour un sens de propagation ;
- l'état de déphasage relatif $\delta\phi$ pour l'autre sens de propagation.

Le déphasage ne se produit que pour un sens de propagation (émission par exemple), aussi lorsque l'antenne est utilisée également à la réception, il faut inverser le sens dans lequel se produit le déphasage, sitôt l'impulsion hyperfréquence émise (on décrit ainsi le cycle d'hystérésis du ferrite).

La figure 52b donne l'exemple d'un déphaseur à 4 bits.

2.2.2.2 Déphaseurs non réciproques

Le tableau 10 donne les principales caractéristiques de ce type de déphaseur et la figure 53 en donne le schéma ; ce déphaseur peut être utilisé dans les deux sens sans nouvelle commande.

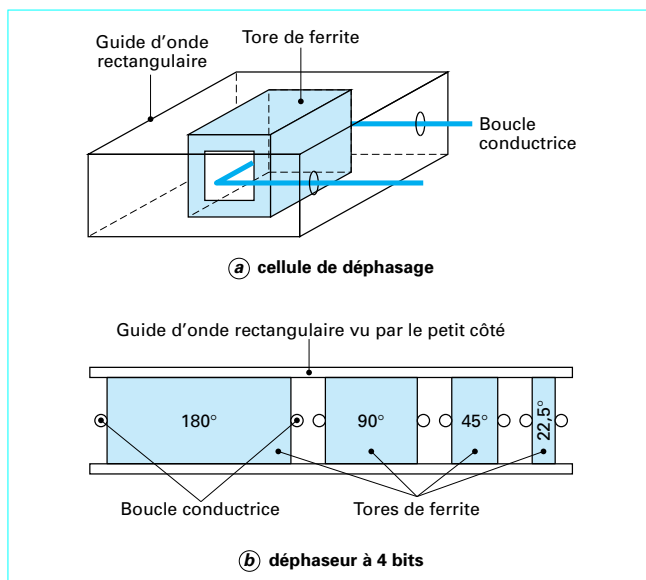


Figure 52 – Schéma d'un déphaseur à ferrites non réciproque

Tableau 9 – Caractéristiques de déphaseurs à ferrites non réciproques

Fréquence	Bande S	Bande C	Bande X	Bande Ku	Bande Ka
Bits.....	5 à 8	5 à 8	5 à 8	5 à 8	4 à 6
Taux d'ondes stationnaires	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Pertes..... (dB)	1	0,8	0,6	0,5	1,2
Puissance crête..... (kW)	40	10	0,5	0,25	0,05
Puissance moyenne	800	400	100	50	20
Précision du déphasage en moyenne quadratique..... (°)	2 à 5	2 à 5	2 à 5	2 à 5	2 à 5
Temps de commutation..... (µs)	20	8	3	2	< 2

Tableau 10 – Caractéristiques de déphaseurs à ferrites réciproques

Fréquence	Bande C	Bande X	Bande Ku
Taux d'ondes stationnaires	1,5	1,5	1,5
Pertes..... (dB)	1	1	1
Puissance crête..... (kW)	0,25	0,25	0,20
Puissance moyenne	10	10	10
Précision du déphasage en moyenne quadratique	4	4	4
Temps de communication... (µs)	250	150	50

La **réciprocité** est obtenue, en fait, grâce à l'utilisation de deux éléments non réciproques en série.

Le cœur du **déphaseur** est constitué d'un **guide carré rempli de ferrite** et entouré d'un solénoïde de commande (non représenté sur la figure).

■ Si l'on suit les **ondes de la gauche vers la droite**, on trouve d'abord à la sortie du guide rectangulaire un polariseur qui transforme la polarisation rectiligne en une polarisation circulaire droite se propageant dans le guide carré. Le champ magnétique créé par le circuit circulant dans le solénoïde a la propriété de déphaser le champ électromagnétique à polarisation circulaire droite. C'est l'effet Faraday. Un deuxième polariseur transforme la polarisation circulaire en une polarisation verticale se propageant dans un guide rectangulaire.

Le déphaseur n'est pas réciproque.

■ Pour qu'il déphase l'**onde** qui se propage **dans l'autre sens**, il faut qu'elle soit polarisée en circulaire gauche, d'où la nécessité d'utiliser des polariseurs non réciproques.

Les différents déphasages sont obtenus en changeant la valeur du champ magnétique rémanent par application d'impulsions dans le solénoïde.

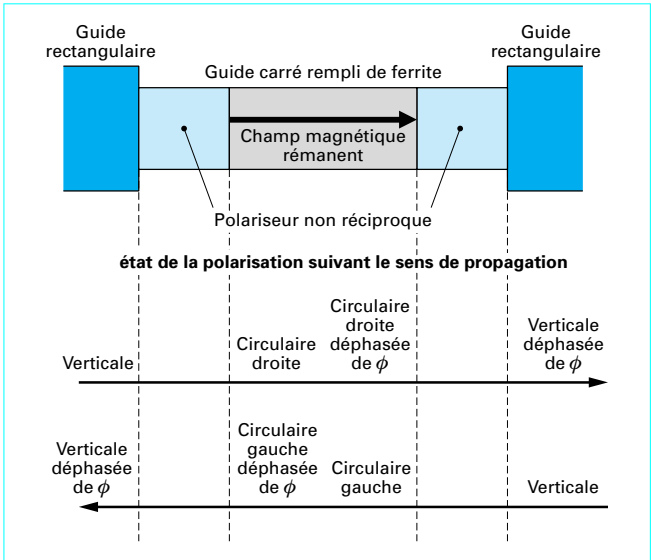


Figure 53 – Schéma d'un déphaseur à ferrites réciproque

Les polariseurs non réciproques sont réalisés par une lame quart d'onde en ferrite.

2.3 Comparaison des déphaseurs

Les tableaux **8**, **9** et **10** ont donné les principales caractéristiques de quelques déphaseurs à ferrites et de déphaseurs à diodes.

Le tableau **11** compare leurs avantages et inconvénients principaux.

Tableau 11 – Comparaison des déphaseurs à diodes et des déphaseurs à ferrites

Type de déphaseur	Avantages principaux	Inconvénients principaux
Déphaseur à diode	— temps de commutation court (10 ns à 10 µs) suivant la puissance — insensibilité à la température — la meilleure solution pour les fréquences basses — poids	— pertes relativement élevées — devient complexe et cher si la puissance est élevée
Ferrite non réciproque	— faibles pertes — la meilleure solution pour les fréquences élevées — accepte les puissances élevées	— poids — sensibilité à la température
Ferrite réciproque	— nombre de bits possibles très élevé (les faibles bits sont « gratuits »)	— grande sensibilité à la température (nécessite thermostats ou circuits électroniques complexes) — temps de commutation très élevés (des centaines de microsecondes) — poids

Tableau 12 – Comparaison des déphaseurs à diodes localisés et des antennes à lentilles radant

Type de déphaseur	Avantages	Inconvénients
Déphaseur à diode localisé	<ul style="list-style-type: none"> — structure plus compacte — moindre sensibilité aux pannes en raison du grand nombre de déphaseurs — meilleures performances théoriques en antibrouillage (en raison du grand nombre de déphaseurs) — moindre sensibilité théorique aux tolérances de fabrication des déphaseurs et de leur positionnement dans le réseau 	<ul style="list-style-type: none"> — complexité du système de commande des déphaseurs (nn circuits) — coût probablement plus élevé — circuiterie de commande et d'évacuation des calories à faire circuler entre les déphaseurs
Radant	<ul style="list-style-type: none"> — simplicité de la commande ($2n$ déphaseurs au lieu de nn) — accès des commandes à la périphérie de l'antenne — simplicité du déphaseur — meilleures performances théoriques pour les angles d'incidence élevés — filtrage naturel de la polarisation 	<ul style="list-style-type: none"> — épaisseur (deux lentilles et un polariseur) — rayonnement diffus plus élevé dans les plans principaux en raison du nombre limité des déphaseurs — pertes théoriquement plus élevées

Le tableau 12 compare les avantages et inconvénients des déphaseurs à diodes localisées et à lentilles radant.

La conclusion est qu'il n'y a pas de solution miracle pour toutes les applications. Chaque type de déphaseur a son créneau dans lequel il est supérieur aux autres.

3. Modules pour antennes actives et antennes à FFC

3.1 Antenne active

Une antenne active est une antenne qui comporte des éléments d'amplification à l'émission et ou à la réception.

La figure 54 donne le schéma de principe d'une telle antenne.

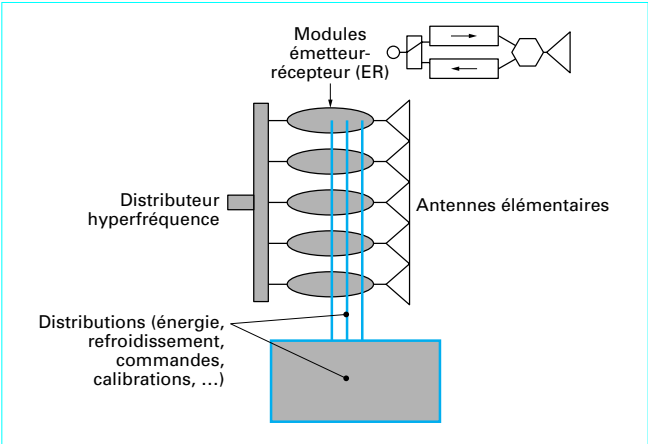


Figure 54 – Schéma d'une antenne active

3.1.1 Avantages et inconvénients des antennes actives

- Les antennes de radars évolués sont des antennes actives car les **avantages** sont nombreux :
 - émetteur à état solide et donc sans toute l'intendance nécessaire aux tubes à vide ;
 - tendance à intégrer sur une seule « puce » tous les éléments du module ;
 - déphaseur bas niveau à grand nombre de bits, ce qui conduit à des diagrammes à faible rayonnement diffus ;
 - facilité pour partitionner l'antenne...
 - etc.

- Les **difficultés** de ces antennes sont les suivantes : elles sont complexes et, donc, coûteuses.

- Il faut distribuer aux modules :
- l'énergie ;
 - le refroidissement des amplificateurs de puissance ;
 - une calibration en temps réel, car les modules ne peuvent être parfaitement identiques et varient individuellement dans le temps ;
 - la commande des déphaseurs, des commutateurs et des atténuateurs programmables ;
 - le signal hyperfréquence d'émission et de réception.

On notera aussi que, à l'émission, les amplificateurs de puissance ne sont pas linéaires mais fonctionnent à saturation ; la loi d'illumination en sortie est donc uniforme, ce qui est favorable pour le gain mais défavorable quant aux lobes latéraux.

En revanche, à la réception, on peut grâce aux atténuateurs pondérer la loi d'illumination.

3.1.2 Description d'un module actif

La figure 55 donne le schéma de principe d'un module actif. De nombreuses variantes de détail sont possibles. On a omis, sur ce schéma, les circuits de commande et d'alimentation.

- Pendant l'**émission** de l'impulsion, le signal hyperfréquence en provenance du distributeur est mis à la phase convenable par le déphaseur variable, puis commuté vers l'amplificateur de puissance, puis en suivant le circulateur, orienté vers le filtre et l'antenne à travers un coupleur de calibration.

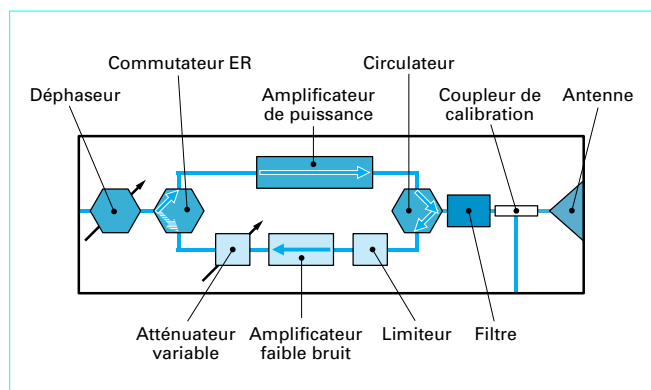


Figure 55 - Principe d'un module actif

■ A la **réception**, le signal hyperfréquence capté par l'antenne passe par le coupleur de calibration, est filtré, orienté, par le circulateur, vers le limiteur (écrêtant les signaux puissants accidentels), puis vers l'amplificateur à faible bruit, l'atténuateur variable (dont la fonction est de réaliser, si besoin, une loi d'illumination à la réception dégressive), commuté vers le déphaseur, mis à la phase convenable par celui-ci et transmis au distributeur hyperfréquence.

Le **système de calibration** est nécessaire, car les modules ne peuvent être parfaitement identiques et varient individuellement dans le temps ; aussi, périodiquement, l'antenne réalise automatiquement un test des modules en injectant un signal local par les coupleurs ad hoc. A partir des mesures, des paramètres sont mis en mémoire et utilisés pour la commande.

3.2 Antenne à formation de faisceau par le calcul (FFC)

Une antenne à formation de faisceau par le calcul est une antenne de réception qui comporte des éléments de traitement numérique du signal reçu pour former le diagramme.

Les figures 56a et 56b montrent deux exemples :

- sur la figure 56a, les faisceaux sont directement formés à partir d'un réseau de capteurs ;
- sur la figure 56b, les faisceaux sont formés à partir de faisceaux préformés à l'aide d'une rétine placée dans le plan focal d'une antenne à balayage électronique.

Les antennes à formation de faisceau par le calcul seront utilisées dans les radars ou systèmes de télécommunications futurs ayant besoin de hautes performances.

Par exemple, le RIAS (réseau à impulsion et antenne synthétique) est un radar expérimental multifonctions (veille et poursuite) de défense aérienne conçu par l'Onéra et développé par THOMSON-CSF et dont l'antenne, fixe, est constituée de capteurs FFC répartis sur un cercle.

3.2.1 Avantages et inconvénients des antennes FFC

- Les antennes FFC ont des **qualités** remarquables :
 - formation simultanée de nombreux faisceaux ;
 - choix du meilleur type de faisceau pour chaque direction ;

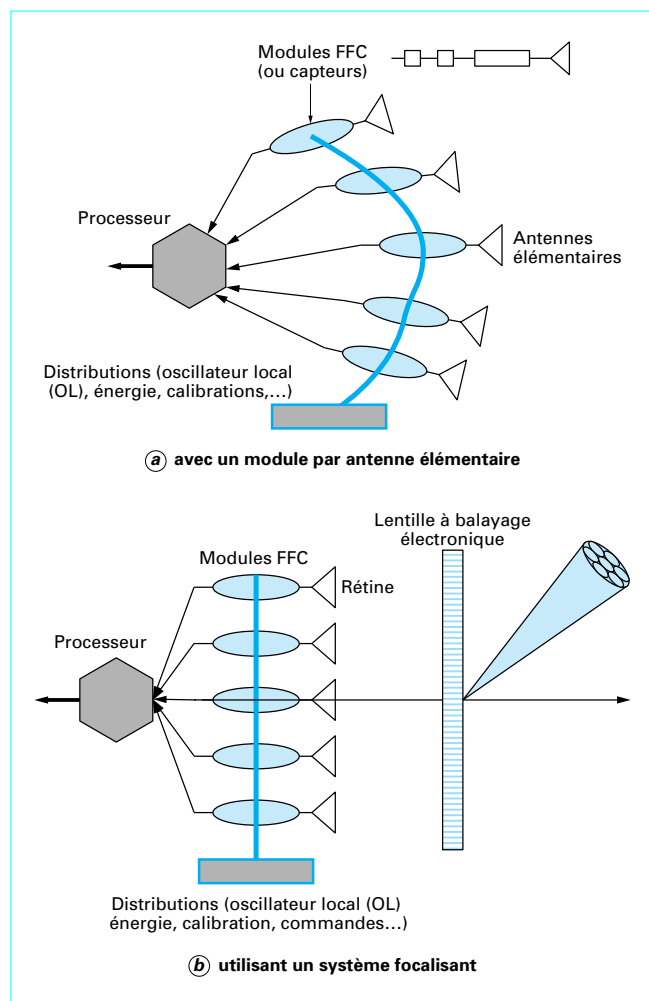


Figure 56 - Schéma d'une antenne FFC

- adaptabilité ;
- possibilité d'utiliser des algorithmes de haute résolution.

■ Les **inconvénients** sont les suivants :

- ce sont des antennes complexes et donc chères ;
- les puissances de calculs nécessaires, lorsque le nombre de faisceaux à former est grand, sont importantes.

3.2.2 Description d'un module pour antenne FFC

La figure 57 donne le schéma de principe d'un module pour antenne FFC. On a, ici aussi, omis les circuits d'alimentation et de commande. On y retrouve une partie des constituants d'un module actif : antenne élémentaire ; coupleur de calibration ; filtre ; limiteur ; amplificateur faible bruit.

Les **constituants spécifiques** sont :

- le démodulateur qui reçoit l'oscillateur local et qui transpose le signal reçu, en basse fréquence, en phase et en quadrature ;
- le convertisseur analogique digital qui digitalise les signaux précédents pour traitement numérique.

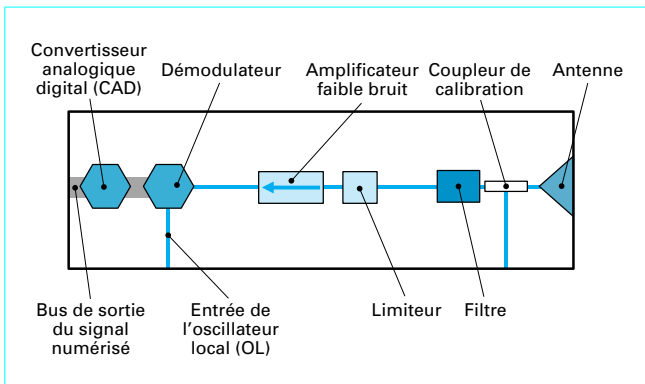


Figure 57 – Principe d'un module pour antenne FFC

4. Radômes

4.1 Définition

Un radôme est un « couvercle » destiné à protéger une antenne des effets de son environnement physique sans dégrader ses performances radioélectriques.

L'environnement hostile peut être la pluie, le vent, la neige, la grêle, mais aussi les effets de souffle (radars de systèmes d'armes), les effets de pression (radars de sous-marins).

On trouve des radômes au sol, sur des navires, des avions, etc. Dans ce dernier cas, il doit supporter des contraintes aérodynamiques pour ne pas dégrader les performances de son porteur.

Les radômes sont généralement constitués de diélectriques à faibles pertes. Dans les antennes à balayage, le radôme doit conserver ses propriétés quelle que soit la direction de pointage du faisceau.

4.2 Types de radômes

On classe généralement les radômes en fonction de leur forme.

■ Radômes plans :

- protection de l'ouverture d'un cornet ;
- protection de l'ouverture d'une antenne : parabole, réseau plan, réseau plan à balayage électronique.

■ Radômes quasi sphériques :

- protection d'une source élémentaire (hélice, dipôle...) ;
- protection d'une grande antenne ;
- avant d'un avion lent avec, à la fois, des propriétés aérodynamiques et des propriétés de transparence pour les diverses antennes.

■ Autres formes :

- en forme d'**ogive** pour les pointes avant de missiles ou d'avions d'armes ;
- en forme de **cylindre** pour un réseau à balayage cylindrique ;
- en forme de **calotte tournante** (rotodome) pour protéger une antenne tournante telle qu'une antenne pour « awacs » ;
- en forme d'**enveloppe adaptée** à un réseau linéaire comme dans des antennes pour radars secondaires.

4.3 Radômes plans

Les radômes plans sont particulièrement importants, parce qu'ils sont largement utilisés tels que et, en outre, parce qu'ils servent de « briques de base » pour la plupart des autres radômes.

Les structures fondamentales sont :

- la peau mince non compensée ;
- la peau mince compensée ;
- le peau épaisse ;
- le radôme sandwich.

4.3.1 Peau mince non compensée

Une peau mince (devant la longueur d'onde) dont le matériau diélectrique a une susceptibilité relative ϵ_r pas trop grande devant 1 présente un coefficient de réflexion qui peut être *approximé*, pour une onde incidente normale, par la relation (16) :

$$R \rightarrow j \rho \frac{4\pi}{\lambda_g} \ell$$

$$\text{avec } \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ et } \rho = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}}$$

soit ici :

$$R = j \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} 4\pi \frac{\ell}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r}$$

On voit que le module de R est proportionnel à l'épaisseur ℓ de la peau et tend donc vers zéro avec ℓ .

Une peau mince est « presque adaptée ».

Exemple :

$\epsilon_r = 2$; $\lambda = 0,1 \text{ m}$; $\ell = 0,001 \text{ m}$.

On obtient

$$|R| = 0,03049$$

Ce coefficient de réflexion $|R|$ entraîne un taux d'ondes stationnaires (§ 1.1.5, relation (4)) :

$$\frac{1 + |R|}{1 - |R|} = 1,0629$$

Ce type de radôme est utilisé lorsqu'il n'y a pas à subir d'effort mécanique important ou pour des considérations de coût, comme par exemple, pour fermer un cornet placé au foyer d'un système focalisant ou une parabole, etc.

4.3.2 Peau mince compensée

4.3.2.1 Calcul approché

Une peau mince est équivalente à un tronçon de ligne d'impédance plus faible que celle de l'air. On peut donc l'assimiler à une capacité (§ 1.1.6.4) de réactance jX , avec [relation (17)] :

$$X = \frac{1}{8\pi \frac{\ell}{\lambda_g} \rho}$$

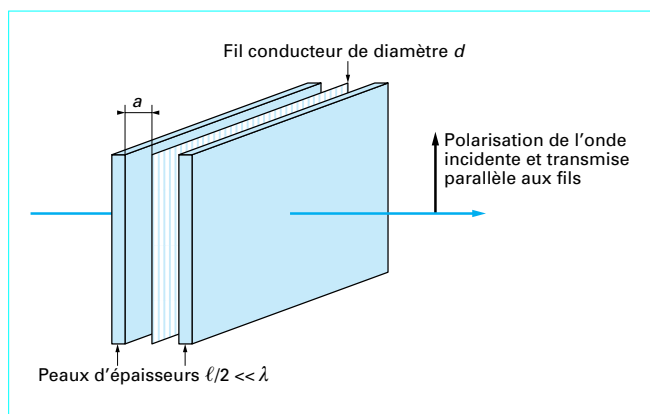


Figure 58 – Radôme à peau compensée

On montre, par ailleurs, qu'un plan comprenant des fils conducteurs parallèles se comporte, vis-à-vis d'une onde plane dont la polarisation est parallèle aux fils (figure 58), comme une réactance inductive jY , avec pour valeur de réactance par rapport à l'impédance du vide :

$$Y = \frac{a}{\lambda} \ln\left(\frac{a}{\pi d}\right) \cos \theta$$

avec a distance entre axes des fils,
 d diamètre des fils,
 θ angle d'incidence (le plan d'incidence étant perpendiculaire au plan des fils et parallèle à ceux-ci).

On peut donc compenser la réactance de la peau (pour l'incidence normale) en incluant, en son milieu, des fils conducteurs parallèles tels que :

$$\frac{a}{\lambda} \ln\left(\frac{a}{\pi d}\right) = \frac{1}{8\pi \frac{\ell}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}}}$$

L'impédance de l'ensemble est alors infinie et la structure parfaitement adaptée.

Exemple : $\lambda = 0,1 \text{ m}$; $d = 0,0001 \text{ m}$; $\ell = 0,005 \text{ m}$; $\epsilon_r = 2$

On trouve : $a = 0,062 \text{ m}$.

4.3.2.2 Calcul rigoureux

La figure 59 montre la **représentation** d'un radôme à peau compensée à l'aide de quadripôles.

L'encadré 2 donne le principe du calcul d'un radôme à peau compensée.

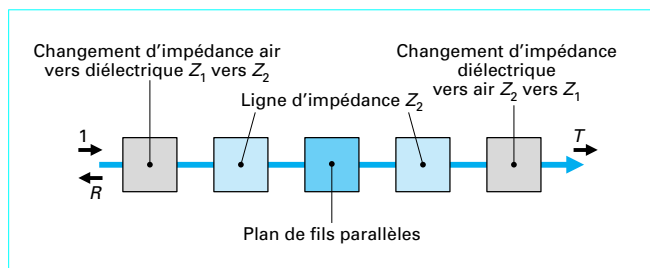


Figure 59 – Représentation du radôme à peau compensée par 5 quadripôles

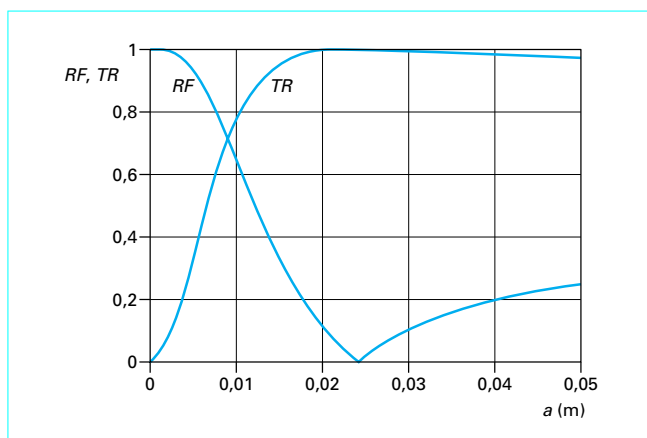


Figure 60 – Modules des coefficients de transmission et de réflexion d'un radôme à peau compensée, en fonction du pas des fils parallèles

La figure 60 donne le graphe des modules des **coefficients de réflexion et de transmission** de l'ensemble du radôme à peau compensée, en fonction de la distance entre fils parallèles, avec les données suivantes :

$$\lambda = 0,1 \text{ m} ; \ell = 0,005 \text{ m} ; d = 0,1 \text{ mm} ; \epsilon_r = 4$$

4.3.3 Peau épaisse

4.3.3.1 Épaisseur multiple de $\lambda_g/2$ sous incidence normale

Une autre solution de radôme adapté est le radôme d'épaisseur multiple de $\lambda_g/2$. C'est une application directe de l'autoadaptation d'un tronçon de ligne vu au paragraphe (§ 1.1.6.3) (figure 8).

Les coefficients de transmission et de réflexion en fonction de l'épaisseur ℓ du radôme sont donnés par

$$TR(\ell) = \frac{\tau^2 \delta(\ell)}{1 - \rho^2 \delta(\ell)^2}$$

$$RF(\ell) = \rho [1 - \delta(\ell) T(\ell)]$$

avec :

$$\delta(\ell) = \exp\left(\frac{-j 2\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \ell\right)$$

$$\rho = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

$$\tau = \frac{2\sqrt{Z_2 Z_1}}{Z_2 + Z_1}$$

et

$$Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} ; Z_1 = Z_0 ; Z_0 = 376,6$$

La figure 61 donne les modules de TR et de RF en fonction de l'épaisseur ℓ , pour une onde incidente normale sur le radôme avec les données suivantes :

$$\epsilon_r = 4 \text{ et } \lambda = 0,1 \text{ m}$$

On voit que le radôme est parfaitement adapté pour toutes les épaisseurs multiples de $\frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}}$.

Encadré 2. Principe du calcul d'un radôme à peau compensée en utilisant les matrices de chaînes, le calcul numérique étant fait avec le logiciel Mathcad

- Matrice de dispersion d'un **changement de milieu** [relation (21)] :

$$Z_0 = 376,6 \quad ; \quad Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad ; \quad Z_1 = Z_0$$

$$S(Z_1, Z_2) = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} & \frac{2\sqrt{Z_2 Z_1}}{Z_2 + Z_1} \\ \frac{2\sqrt{Z_2 Z_1}}{Z_2 + Z_1} & -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \end{bmatrix}$$

- Matrice de chaîne correspondante :

$$C(Z_1, Z_2) = \frac{1}{S(Z_1, Z_2)_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S(Z_1, Z_2)_{22} \\ S(Z_1, Z_2)_{11} & -|S(Z_1, Z_2)| \end{bmatrix}$$

- Matrice de chaîne de la **terminaison** :

$$T = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

- Matrice de chaîne de la **ligne**

$$CL(\epsilon_r, \ell) = \begin{bmatrix} \exp\left[-\left(\frac{j 2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \ell\right)\right] & 0 \\ 0 & \exp\left[\left(\frac{j 2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \ell\right)\right] \end{bmatrix}$$

- Réactance des fils ramenée à l'impédance caractéristique du diélectrique

$$Y(a) = -\left(\frac{a}{\lambda} \ln\left(\frac{a/d}{\pi}\right) \sqrt{\epsilon_r}\right)$$

On prend ici pour le diamètre des fils $d = 0,1$ mm.

- Matrice de dispersion des **fils**

$$SF(a) = \begin{bmatrix} \frac{-1}{(1+j 2Y(a))} & \frac{2j Y(a)}{(1+j 2Y(a))} \\ \frac{2j Y(a)}{(1+j 2Y(a))} & \frac{-1}{(1+j 2Y(a))} \end{bmatrix}$$

- Matrice de chaîne des fils

$$CF(a) = \frac{1}{SF(a)_{2,1}} \begin{bmatrix} 1 & -SF(a)_{2,2} \\ SF(a)_{1,1} & -|SF(a)| \end{bmatrix}$$

- Matrice de chaîne de l'**ensemble**

$$CT(a) = C(Z_1, Z_2) CL\left(\epsilon_r, \frac{1}{2}\right) CF(a) CL\left(\epsilon_r, \frac{1}{2}\right) C(Z_2, Z_1) T$$

- Coefficients de réflexion et de transmission de l'ensemble :

$$RF(a) = \frac{CT(a)_{2,1}}{CT(a)_{1,1}}$$

$$TR(a) = \frac{1}{CT(a)_{(1,1)}}$$

- Détermination du pas des fils pour avoir un **coefficient de réflexion nul** :

$$a_0 = \text{racine}(|RF(a)|, a)$$

Avec les données précédentes, on obtient :

$$a_0 = 0,02423 \text{ m}$$

Il faut noter que la formule approchée du paragraphe 4.3.2.1 donne la valeur très proche suivante :

$$a_0 = \text{racine}\left[\frac{a}{\lambda} \ln\left(\frac{a}{\pi d}\right) + \frac{1}{8\pi \frac{\ell}{\lambda} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}}, a\right] = 0,02684 \text{ m}$$

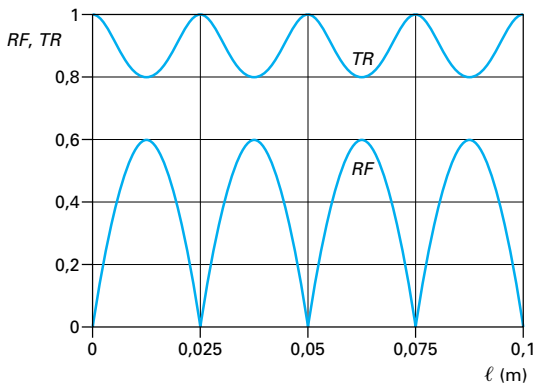


Figure 61 – Modules des coefficients de transmission et de réflexion d'un radôme épais, en fonction de l'épaisseur du radôme

4.3.3.2 Épaisseur de $\lambda_g/2$ sous incidence oblique

Nous allons considérer les deux plans d'incidence des figures **21** et **22** :

- plan parallèle (la polarisation est parallèle au plan d'incidence) ;
- plan perpendiculaire (la polarisation est perpendiculaire au plan d'incidence).

L'angle de la direction de propagation dans le milieu diélectrique est :

$$t(i) = \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \sin i\right)$$

i angle d'incidence (qui correspond à l'angle θ_1 des figures **21** et **22**).

Les caractéristiques de la ligne de propagation sont :

$$\gamma(i) = \alpha(i) + j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \cos t(i)$$

$$\text{avec } \alpha(i) = \frac{\pi}{\lambda} \frac{\tan \delta \sqrt{\epsilon_r}}{\cos t(i)},$$

$t(i)$ correspondant à l'angle θ_r de l'onde transmise.

Les coefficients de transmission et de réflexion sont donnés par :

$$T(i) = \frac{\tau(i)^2 \delta(i)}{1 - \rho(i)^2 \delta(i)^2}$$

$$R(i) = \rho(i)(1 - T(i) \delta(i))$$

avec :

$$\delta(i) = \exp(-\gamma(i)\ell) ; \quad \rho(i) = \frac{Z_2(i) - Z_1(i)}{Z_2(i) + Z_1(i)} ; \quad \tau(i) = \frac{2\sqrt{Z_2(i)Z_1(i)}}{Z_2(i) + Z_1(i)}$$

et

— pour la polarisation parallèle au plan d'incidence :

$$Z_2(i) = Z_0 \frac{\cos t(i)}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad Z_1(i) = Z_0 \cos i$$

— pour la polarisation perpendiculaire au plan d'incidence :

$$Z_2(i) = Z_0 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r} \cos t(i)} \quad Z_1(i) = Z_0 \frac{1}{\cos i}$$

La figure 62 montre la variation de $T(i)$ et de $R(i)$ pour le cas suivant :

$$\lambda = 0,1 \quad ; \quad \epsilon_r = 4 \quad ; \quad \ell = 0,025 \text{ m} \quad ; \quad \tan \delta = 0$$

4.3.3.3 Épaisseur quelconque

Une solution pour une épaisseur quelconque consiste à adapter l'entrée la sortie du radôme par une lame d'épaisseur $\lambda_g/4$ et de permittivité $\sqrt{\epsilon_r}$ en application de la méthode indiquée au paragraphe 1.1.6.3 (adaptation de deux lignes d'impédances caractéristiques différentes).

Les couches d'entrée et de sortie peuvent être réalisées en diminuant artificiellement la permittivité du milieu par des trous ou des rainures.

4.3.4 Sandwich

■ Un radôme sandwich est constitué de deux peaux minces en diélectrique de constante relativement élevée séparées par une plaque de mousse légère et donc de constante relative voisine de 1 (figure 20).

■ L'encadré 3 donne le principe du calcul d'un tel radôme et la figure 63 les modules des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la distance entre les peaux pour un cas typique.

■ **Application numérique** : la figure 63 donne le graphe des coefficients de réflexion et de transmission de l'ensemble du radôme sandwich, avec les données suivantes :

$$d = 0,002 \text{ m}$$

$$\lambda = 0,1 \text{ m}$$

$$\epsilon_{rm} = 1,2$$

$$\epsilon_r = 4$$

$$Z_0 = 376,6 \Omega$$

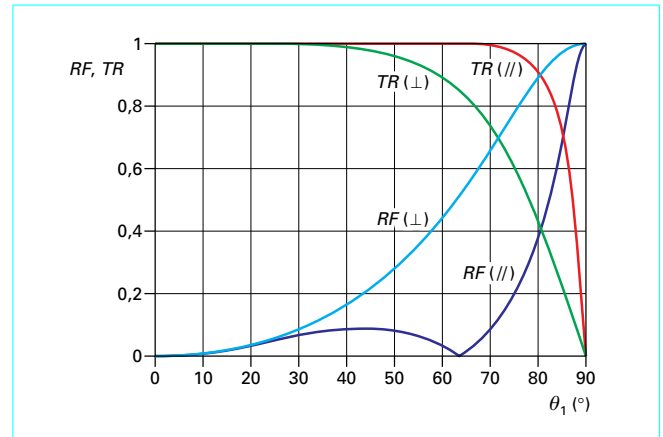


Figure 62 – Modules des coefficients de transmission et de réflexion d'un radôme épais, en fonction de l'incidence

Encadré 3. Principe du calcul d'un radôme sandwich

● Matrice de chaîne de l'ensemble

$$CT(1) = C(Z_1, Z_2) CL(\epsilon_r, d) C(Z_2, Z_m) CL(\epsilon_{rm}, \ell) C(Z_m, Z_2) CL(\epsilon_r, d) C(Z_2, Z_1) T$$

avec les mêmes valeurs pour les matrices que dans l'encadré 2. On a également :

Z_1	impédance de l'air,
Z_2	impédance du milieu diélectrique constituant la peau,
Z_m	impédance de la mousse,
d	épaisseur de la peau,
ℓ	épaisseur de la mousse,
ϵ_r	permittivité relative de la peau,
ϵ_{rm}	permittivité relative de la mousse

et :

$$Z_1 = Z_0 \quad ; \quad Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad ; \quad Z_m = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{rm}}}$$

● Coefficients de réflexion et de transmission de l'ensemble

$$RF(\ell) = \frac{CT(\ell)_{2,1}}{CT(\ell)_{1,1}}$$

$$TR(\ell) = \frac{\ell}{CT(\ell)_{1,1}}$$

Une structure sandwich a de bonnes caractéristiques mécaniques, aussi ce type de radôme est largement utilisé.

L'espacement entre les peaux est voisin de $\lambda/4$ comme prévu paragraphe 1.1.6.3.

Des structures multisandwich sont parfois utilisées pour améliorer l'adaptation dans une grande bande de fréquences.

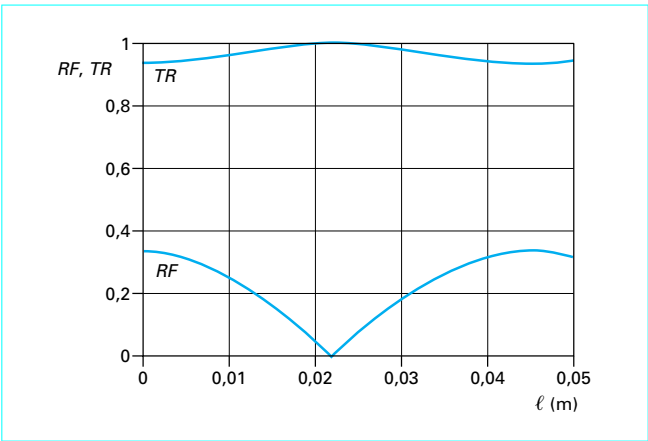


Figure 63 – Modules des coefficients de transmission et de réflexion d'un radôme sandwich, en fonction de la distance entre les peaux

4.4 Radômes quasi sphériques

Les radômes quasi sphériques sont largement utilisés pour protéger toutes sortes d'antennes. Ils sont généralement constitués par une calotte sphérique posée sur un cylindre. La figure 64 montre les principales structures utilisées.

■ Tout d'abord le **radôme homogène** constitué par exemple par une peau mince gonflée utilisé pour de très grandes antennes. Ce fut le cas, par exemple, pour le radôme abritant « la pipe » de Pleumeur-Bodou qui fut la première antenne française réalisée pour des communications par satellite.

■ Un autre type de radôme homogène est réalisé, pour de petites antennes, par un **radôme monocoque** du type sandwich. La première peau est moulée sur un outillage hémisphérique, le diélectrique intermédiaire (pavés de mousse, entretoises diverses comme des tronçons de cylindre...) est collé sur cette peau et la deuxième peau est collée sur l'ensemble.

■ Le radôme **en peau d'orange** (ou de melon) est aussi largement utilisé. Il est constitué de modules identiques réalisés par moulage, du type sandwich ou épais ($\lambda_g/2$) ou peau compensée, assemblés entre eux par collage ou par vissage (le pas des vis et leur diamètre sont étudiés pour que l'amincissement soit adapté).

■ Le **radôme à structure aléatoire** est constitué de modules triangulaires de plusieurs formes. Généralement, une peau mince est tendue sur des triangles métalliques dont les dimensions sont grandes

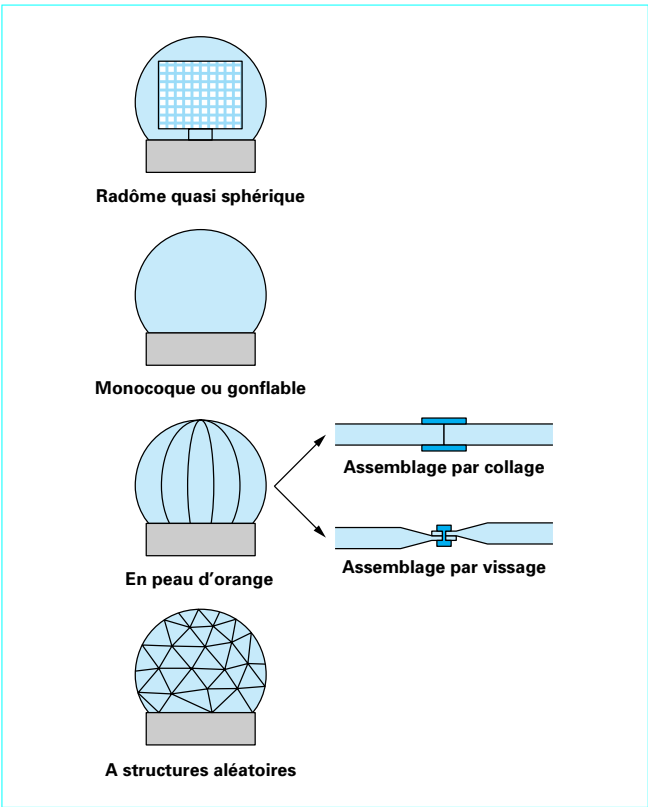


Figure 64 – Radômes quasi sphériques : principales structures utilisées

devant λ . Ces modules sont assemblés entre eux pour former une quasi sphère.

Le tableau 13 donne les avantages et inconvénients de ces diverses structures.

Lorsque le rayon est grand devant λ , la surface peut être considérée comme localement plane, et la théorie des ondes planes peut être utilisée.

La figure 65 met en évidence l'incidence variable du rayonnement de l'antenne sur le radôme et la figure 66 donne le déphasage relatif apporté au rayonnement de l'antenne dans un plan horizontal par un radôme sphérique du type épais et d'épaisseur $\lambda_g/2$.

Tableau 13 – Comparaison des structures de radômes quasi sphériques		
Type de radôme	Avantages	Inconvénients
Gonflable	conserve bien les performances de l'antenne	— coût d'installation et de fonctionnement (compresseur, sas...) — durée de vie de la peau — vulnérabilité
Monobloc	conserve bien les performances de l'antenne	faisable pour les petites antennes (diamètre < 5 m)
En peau d'orange	— relativement économique — solide	— perturbation des diagrammes en gisement (en raison des bandes de raccordement forcément imparfaites) — déviation d'axe en gisement
A structure aléatoire	facile à transporter et à monter	— introduit un rayonnement diffus et une perte de gain liés au masque des parties métalliques — inacceptable pour des antennes à hautes performances

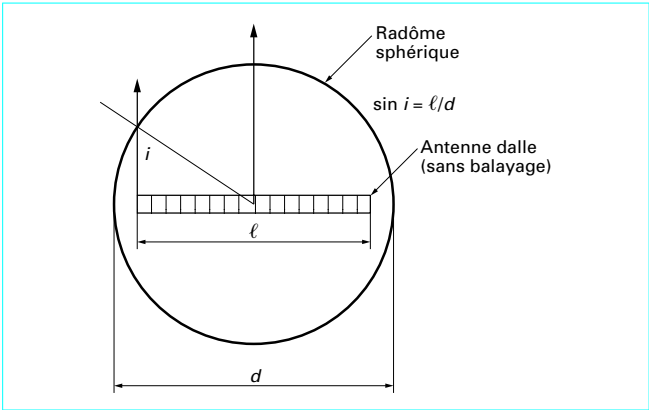


Figure 65 – Incidence maximale dans un radôme sphérique

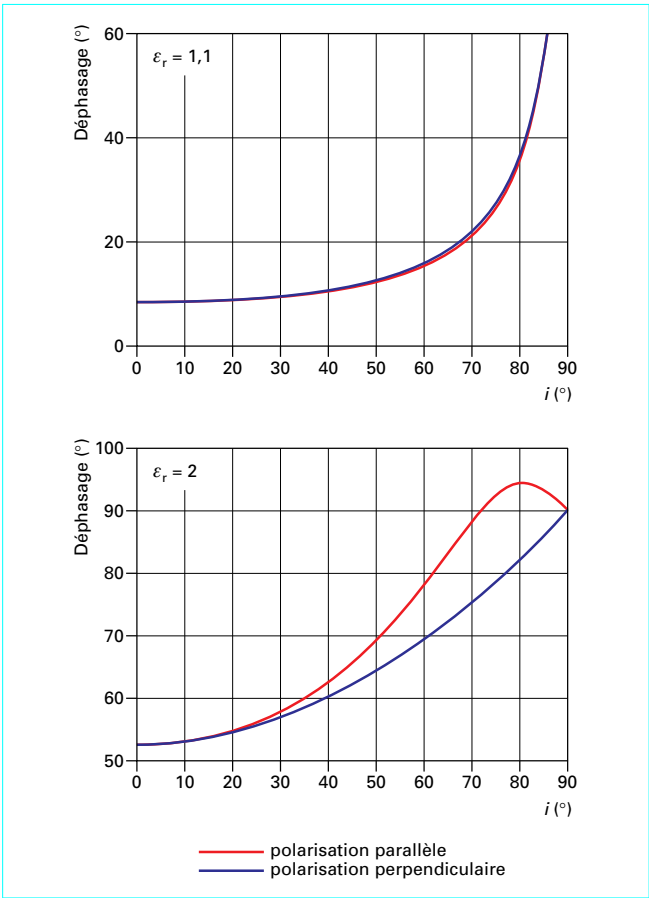


Figure 66 – Déphasage en fonction de l'incidence dans un radôme sphérique (radôme d'épaisseur λ_g/2)

La relation utilisée est :

$$\left(\arg T(i) - 2\pi \frac{\ell}{\lambda} \cos i \right) \frac{180}{\pi}$$

avec $T(i)$ coefficient de transmission (§ 4.3.3.2),

$2\pi \frac{\ell}{\lambda} \cos i$ déphasage qui serait apporté par un radôme sphérique de même épaisseur avec ε_r = 1.

Une loi de phase sphérique perturbe le diagramme ; il est donc nécessaire d'avoir un diamètre de radôme d'autant plus grand devant la dimension de l'antenne que l'on veut conserver de bonnes performances en terme de diagramme.

4.5 Autres radômes

Les radômes des avions rapides et des missiles sont généralement profilés comme des ogives. Les angles d'incidence varient de 0 à 70 ou 80°. Les rayons de courbure peuvent être faibles devant λ. On utilise la méthode des rayons pour déterminer l'effet du radôme sur la loi d'illumination. Des matériaux en céramique à haute densité sont utilisés. Il faut prendre en compte, dans la conception du radôme, de l'élévation en température qui peut modifier les propriétés du matériau.

4.6 Matériaux

Le tableau 14 donne les caractéristiques de quelques matériaux diélectriques utilisés dans la réalisation des radômes.

Tableau 14 – Caractéristiques de quelques matériaux diélectriques		
Matériau	ε _r	tan δ (en 10 ⁻⁴)
Oxyde d'aluminium	8,79	18
Quartz fondu	3,78	1
Duroid (5650)	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 (1422)	2,54	4,7
Polyéthylène	2,24	6,6
Téflon	2,08	3,7
Mousse (eccofoam S)	1,47	70
Air ou vide	1	0

5. Sécurité

5.1 Danger du rayonnement électromagnétique

5.1.1 Généralités

Le principal danger dû à l'exposition à un champ électromagnétique, pour un être vivant, est l'effet thermique. Cet effet se produit préférentiellement lorsque les dimensions et la section du tissu

vivant présentent des valeurs particulières vis-à-vis de λ . A certaines fréquences, l'épaisseur de la peau et des différentes couches de tissus peut être suffisante pour que la matière irradiée constitue un transformateur quart d'onde qui adapte parfaitement l'impédance de l'onde à l'impédance des tissus profonds. Il en résulte un transfert de puissance dans les tissus profonds avec de faibles pertes et un très faible échauffement de la peau.

5.1.2 Normes

L'ANSI (*American National Standard Institute*) a publié des normes pour l'exposition à des rayonnements électromagnétiques (hors applications médicales) en fonction de la fréquence. Ces normes sont données dans le tableau 15.

D'une façon générale, en hyperfréquence, la norme de 1 mW/cm² est retenue comme limite maximale en exposition permanente.

Tableau 15 – Puissance maximale admissible (ANSI C95.1-1982)	
Bande de fréquence (MHz)	Densité de puissance (mW/cm ²)
0,3 à 3	100
3 à 30	900/f ²
30 à 300	1
300 à 1 500	f/300
1 500 à 100 000	5

5.1.3 Zones dangereuses

La zone dangereuse autour d'une antenne est une image de son diagramme de rayonnement.

Par exemple, pour une **antenne ronde à illumination uniforme**, la zone dangereuse est de révolution et donnée sensiblement par :

$$r(\theta) = \sqrt{\frac{1}{4\pi d_0} \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 f(\theta)^2 P}$$

- avec θ angle par rapport à l'axe de l'antenne,
 r limite de la zone dangereuse dans la direction θ ,
 d_0 densité maximale admissible (ici 10 W/m²),
 d diamètre de l'antenne (m),
 P puissance moyenne rayonnée (W).

Le diagramme de rayonnement en amplitude de l'antenne est donné, pour une illumination uniforme, par :

$$f(\theta) = \left[\frac{J_1\left(\pi \frac{d}{2\lambda} \sin \theta\right)}{\pi \frac{d}{2\lambda} \sin \theta} \right] \cos \theta$$

La figure 67a donne un exemple de cette zone dangereuse pour une parabole de 10 m de diamètre rayonnant une puissance moyenne de 10 kW à 3 GHz et la figure 67b pour un cornet de 0,2 m de diamètre rayonnant la même puissance moyenne.

Dans le cas d'un **réflecteur grillagé**, il y a une partie de l'énergie qui traverse ce grillage. On peut estimer le coefficient de transmission avec la relation vue précédemment (§ 4.3.2.1) :

$$\tau(a_{s\lambda}) = \frac{j 2 \gamma(a_{s\lambda})}{1 + 2 \gamma(a_{s\lambda})}$$

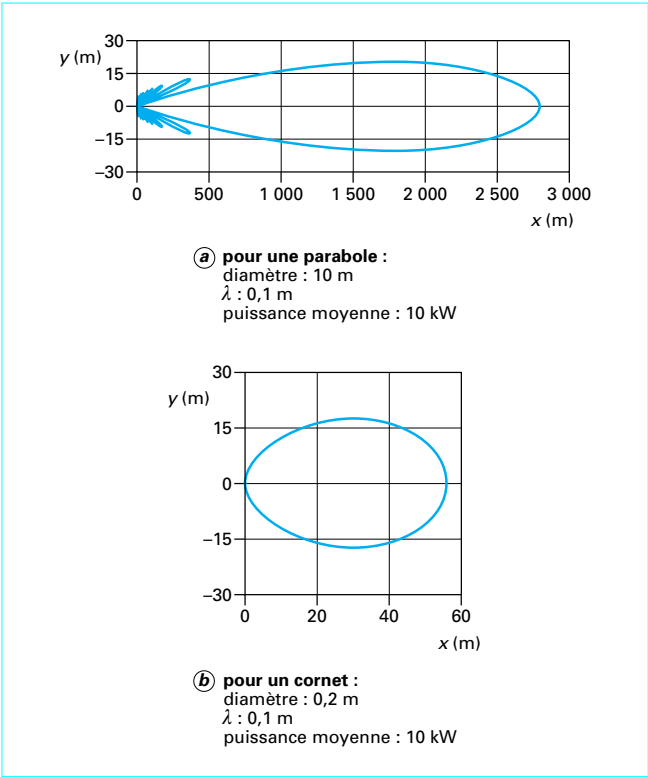


Figure 67 – Limite approximative de la zone de danger

On a :

$$\gamma(a) = \frac{a}{\lambda} \ln\left(\frac{a}{\pi d}\right)$$

- avec a distance entre les axes des fils,
 d diamètre des fils.

La polarisation est supposée parallèle aux fils.

La figure 68 montre l'atténuation en fonction du pas a , pour un diamètre de fils égal au cinquième du pas. Il faut remarquer que cette atténuation dépasse difficilement 20 dB ; aussi la zone dangereuse peut s'étendre derrière le réflecteur si la puissance émise est grande et si le grillage est lâche.

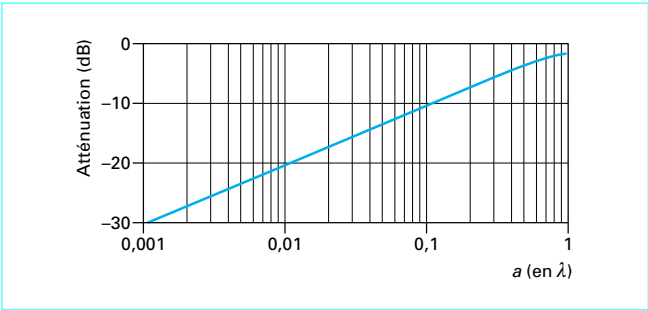


Figure 68 – Atténuation d'un grillage en fonction de l'espacement des fils (pour un diamètre de fils égal au cinquième du pas)

Dans les **ondes radio** (grandes ondes, ondes moyennes), l'antenne d'émission est généralement un dipôle vertical $\lambda/4$; le diagramme est sensiblement omnidirectionnel dans le plan de gisement ; le gain est faible et la densité admissible grande (100 mW/cm^2), soit 1 kW/m^2 à 1 MHz, centre des ondes moyennes, aussi la zone dangereuse est limitée à quelques mètres autour du dipôle pour une puissance moyenne de 10 kW.

5.2 Effets du vent

Les grandes antennes doivent résister aux vents les plus violents, à la fois pour leur survie, mais aussi pour la survie des personnes qui travaillent ou vivent à proximité. En général, l'antenne pouvant être givrée, le c_x à prendre en considération est 1 et la poussée maximale (en N) sur l'antenne est :

$$F = \frac{1}{2} \rho s v^2$$

avec ρ densité de l'air ($1,2 \text{ kg/m}^3$),
 s surface de l'antenne,
 v vitesse du vent (m/s).

Exemple : antenne de surveillance lointaine du trafic aérien :

$$s = 100 \text{ m}^2$$

$$v = 200 \text{ km/h}$$

$$F = 185\,000 \text{ N}$$

Il est arrivé à certaines de ces antennes de « s'envoler » dans des ouragans.

5.3 Rotation des antennes

Beaucoup d'antennes de radar tournent en gisement et sont donc particulièrement dangereuses dans leur volume de rotation.

Références bibliographiques

- | | | |
|--|--|--|
| [1] JASIK (H.). – <i>Antenna engineering handbook</i> . Mc Graw Hill Book Company. 1984. | [5] ADAM (S.-F.). – <i>Microwave theory and applications</i> . Prentice - Hall, Inc. | [8] SAAD (T.-S.). – <i>Microwave engineer's handbook</i> . Artech House, Inc. 1971. |
| [2] SILVER (S.). – <i>Microwave antenna theory and design</i> . Mc Graw Hill Book Company. 1950. | [6] COLLINS (R.-E.). – <i>Foundations for microwave engineering</i> . Mc Graw Hill Book Company. 1966. | [9] SMITH (B.-L.) et CARPENTIER (M.-H.). – <i>The microwave engineering handbook</i> . Chapman & Hall. 1992. |
| [3] JORDAN (E.-C.). – <i>Reference data for engineers radio, electronics, computer and communications</i> . Howard W. SAMS & CO. 1989. | [7] GARDIOL (F.). – <i>Traité d'électricité de l'école polytechnique de Lausanne. Vol. XIII : Hyperfréquences</i> . Éditions Georgi. 1987. | [10] JAMES (J.-R.) et SHALL (P.-S.). – <i>Handbook of microstrip antennas</i> . IEE. 1989. |
| [4] MARCUWITZ (N.). – <i>Waveguide handbook</i> . Mc Graw Hill Book Company. 1950. | | |

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