

Antennes à éléments imprimés

1. Description

1.1. Définition

Une antenne à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique, dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés (patch).

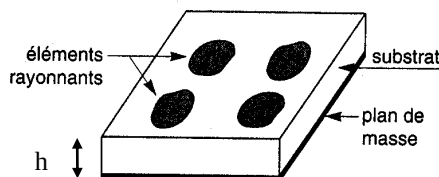


Schéma de principe d'une antenne à éléments rayonnants imprimés.

Avantages : Faible masse et encombrement, coût réduit, peuvent être plaquées sur des avions, des fusées, des véhicules terrestres, possibilité de mise en réseaux.

Inconvénients : Faible bande passante, gain moyen, limitation de la puissance transmise (~quelques dizaines de watts).

1.2. Matériaux utilisés pour les substrats

Les substrats doivent être de permittivité faible ($\epsilon_r \leq 3$) afin de permettre le rayonnement tout en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse.

Les matériaux les plus couramment utilisés sont les composites à base de téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$ et $\tan \delta \sim 10^{-3}$), le polypropylène ($\epsilon_r = 2.18$ et $\tan \delta \sim 3 \cdot 10^{-4}$), les mousses synthétiques contenant de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 1.03$ et $\tan \delta \sim 10^{-3}$).

Les patches sont en très bons conducteurs tels que le cuivre, l'argent ou l'or (conductivités respectives $\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ S/m, $\sigma = 6.2 \cdot 10^7$ S/m, $\sigma = 4.1 \cdot 10^7$ S/m).

1.3. Diverses formes d'éléments rayonnants

Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un rectangle, d'un carré, d'un disque, d'un anneau, d'un triangle ou encore d'un dipôle, ...



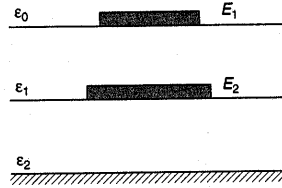
Divers types d'éléments rayonnants.

1.4. Substrats multicouches

Pour augmenter la bande passante, on utilise des éléments rayonnants étagés :

- Un 1^{er} élément E_1 sur un substrat de permittivité ϵ_1 , de fréquence centrale f_1 .

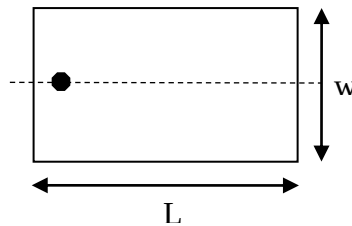
- Un 2nd élément E_2 sur un substrat de permittivité ϵ_2 , de fréquence centrale f_2 au dessus du plan de masse.



Éléments rayonnants étagés.

Si $f_1 \approx f_2$: le couplage électromagnétique entre les 2 éléments permet un élargissement de la courbe de réponse fréquentielle de l'ensemble.

1.5. Dimensions w et L de l'élément rayonnant rectangulaire



Dimensions géométriques et point d'excitation d'un élément rectangulaire.

C'est l'élément rayonnant le plus utilisé. L'axe de symétrie passe par le point d'excitation.

Ses dimensions sont :

- la largeur w , inférieure à $\lambda_d = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r}$ où λ_o est la longueur d'onde dans le vide et ϵ_r la permittivité du substrat,
- la longueur L , très légèrement inférieure à la demi-longueur d'onde dans le diélectrique de permittivité équivalente ϵ_e :

$$0.46\lambda_e < L < 0.49\lambda_e ,$$

où

$$\lambda_e = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_e} \quad \text{et} \quad \epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5}$$

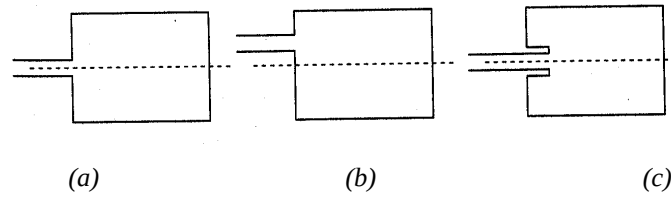
(formule de Hammerstad pour le calcul de la permittivité effective des lignes microbandes).

h est la hauteur du substrat.

Nb : si $h \ll w$ alors $\epsilon_e \approx \epsilon_r$.

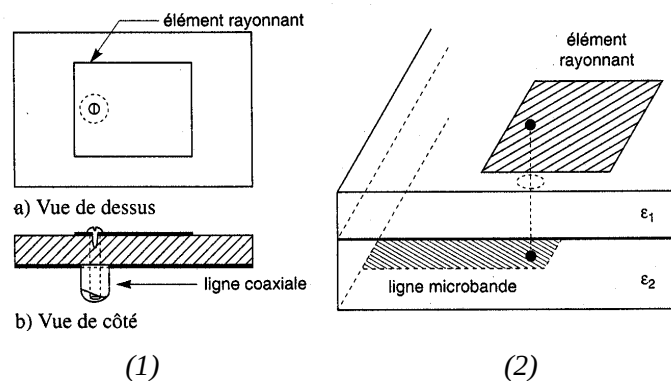
2. Alimentation des éléments rayonnants

2.1. Connexion directe à une ligne microbande



Alimentation par une ligne microbande (a) Axiale, (b) Décalée, (c) Axiale avec encoche.

2.2. Connexion directe à une ligne coaxiale, alimentation mixte par lignes microbande et coaxiale

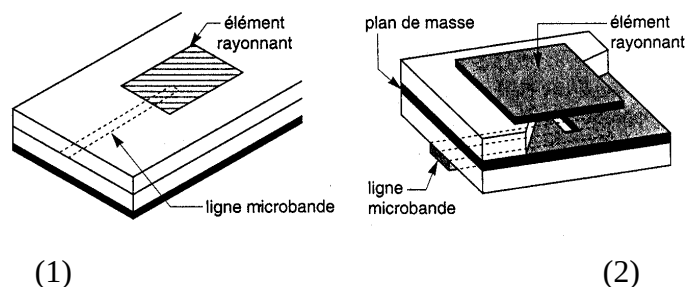


(1) Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale. (2) Alimentation par connexion à une ligne microbande située de l'autre côté du plan de masse.

Dans le cas d'une connexion directe à une ligne coaxiale, le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord afin d'adapter les impédances.

Pour une alimentation mixte par lignes microbande et coaxiale, l'élément rayonnant imprimé et la bande métallique de la ligne microbande sont situés de part et d'autre d'un plan de masse commun dont ils sont séparés par des substrats de permittivités ϵ_1 et ϵ_2 qui peuvent être différents. Une simple tige métallique relie la bande métallique de la ligne d'alimentation à l'élément rayonnant de l'antenne.

2.3. Alimentation par couplage électromagnétique d'une ligne microbande à l'élément rayonnant.



(1) Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande. (2) Alimentation par couplage à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.

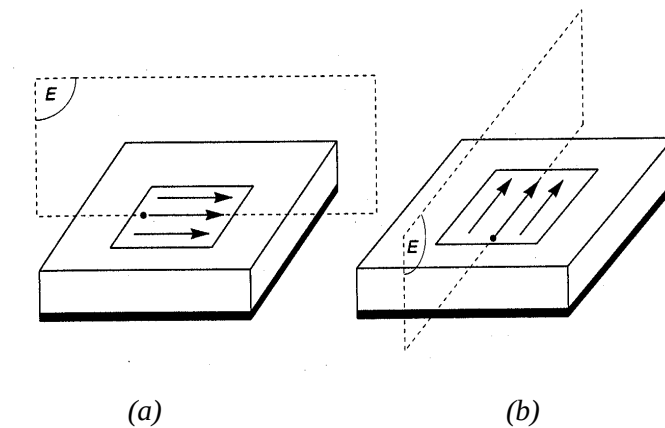
L'élément rayonnant et la bande métallique de la ligne d'alimentation peuvent être du même côté du plan de masse. Cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite de la ligne d'alimentation à celui de l'antenne.

Pour pallier ce problème, un plan de masse commun peut séparer la ligne microbande d'alimentation (située en dessous) de l'antenne à élément imprimé (située au-dessus). Au lieu d'avoir un couplage direct, il y a un couplage électromagnétique par la fente usinée dans le plan de masse.

3. Polarisations obtenues

3.1. Alimentation pour polarisations rectilignes

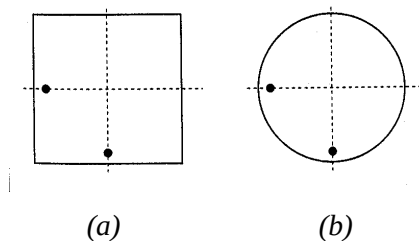
Les courants surfaciques produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation : ils sont à polarisation uniforme et les champs $\vec{E}$ et $\vec{H}$ rayonnés sont à polarisations rectilignes.



Orientation du plan E et des courants surfaciques sur l'élément rayonnant selon la position (a) ou (b) du point d'excitation.

3.2. Alimentation pour polarisations orthogonales

Si les excitations sont effectuées sur deux axes de symétrie orthogonaux, les courants et les champs produits sont à polarisations orthogonales : le plan E lié à une excitation correspond au plan H de l'autre, et réciproquement.



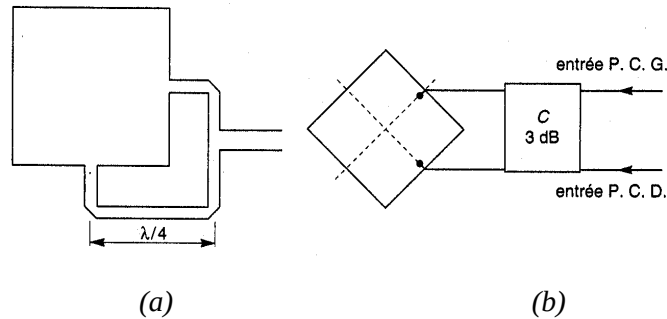
Excitations permettant d'obtenir des polarisations orthogonales pour un élément carré (a) et circulaire (b).

Si ces excitations sont effectuées **simultanément** en des points homologues situés sur deux axes de symétrie d'un élément rayonnant carré ou circulaire, le rayonnement de l'antenne se fera selon deux polarisations orthogonales (que l'excitation soit effectuée par ligne coaxiale, ligne microbande, selon un couplage direct ou électromagnétique).

3.3. Alimentation pour polarisations circulaires

La polarisation circulaire est obtenue par deux excitations **orthogonales dans l'espace et déphasées de 90° dans le temps**. Pour ce faire, on utilise 2 lignes d'alimentation dont les longueurs diffèrent de $\lambda/4$ ou alors on alimente les deux points d'excitation par un coupleur à 3 dB qui délivre des ondes de mêmes amplitudes mais déphasées de 90° .

Pour un déphasage de $+90^\circ$, la polarisation est circulaire droite (P.C.D). Pour un déphasage de -90° , la polarisation est circulaire gauche (P.C.G).

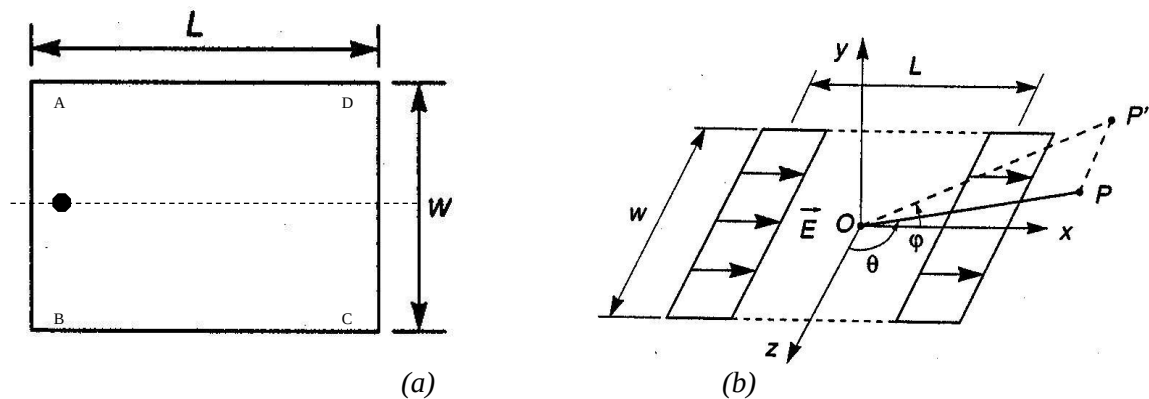


Création d'un déphasage de 90° entre les points d'alimentation (a) par des lignes dont les longueurs diffèrent de $\lambda/4$ et (b) par un coupleur à 3dB.

4. Admittance d'entrée d'un élément rectangulaire

4.1. Modélisation d'un élément rayonnant

Soit un élément ABCD, de longueur $L=AD=BC$, de largeur $w=AB=DC$, alimenté au point milieu du côté AB. On démontre que le **rayonnement** de cet élément imprimé **est équivalent à deux fentes** délimitées entre les côtés AB et DC et le plan de masse qui se trouve sous le diélectrique.



Élément rayonnant rectangulaire (a) et modèle équivalent (b).

L'admittance d'entrée de l'élément rectangulaire est donc la somme des admittances ramenées par les deux fentes au point d'alimentation de l'élément rayonnant.

Chacune de ces fentes présente une **admittance** $Y=G+jB$. La **conductance** G correspond à la puissance active qui est rayonnée par la fente (cf. section 4.2.1).

La **susceptance** jB correspond à la puissance réactive stockée entre le bord et le plan de masse (cf. section 4.2.2).

4.2. Expressions de l'admittance d'une fente

4.2.1. Expression de la conductance

La conductance G d'une fente est la somme de 2 termes :

- La conductance G_f qui serait propre à la fente isolée.
- La conductance mutuelle G_m due au couplage des 2 fentes.

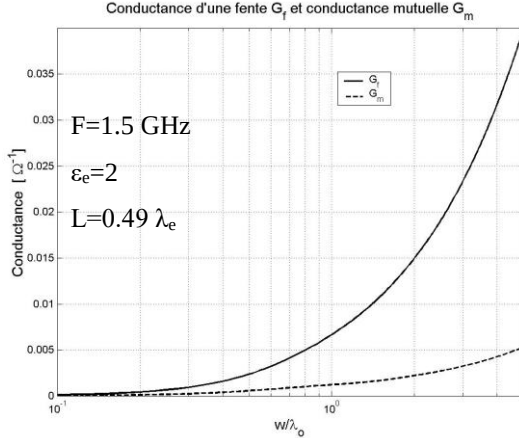
A partir du calcul du champ électrique rayonné par une fente, on montre que :

$$G_f = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi w}{\lambda_o} \cos \theta\right)}{\cos^2 \theta} \sin^3 \theta d\theta,$$

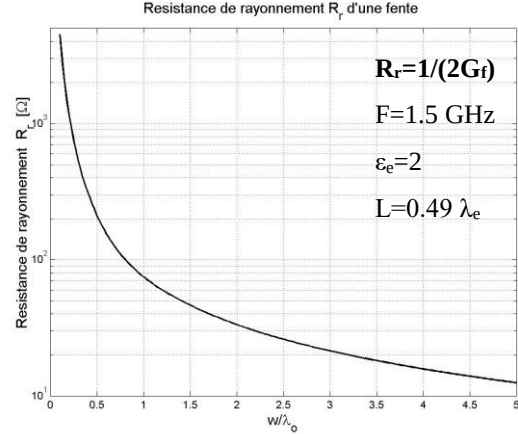
$$G_m = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi w}{\lambda_o} \cos \theta\right)}{\cos^2 \theta} J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda_o} \sin \theta\right) \sin^3 \theta d\theta,$$

où J_0 est la fonction de Bessel.

Un calcul numérique permet d'obtenir les variations de G_f et G_m en fonction de w/λ_o . Pour la longueur L de résonance de l'élément, G_m est en général négligeable devant G_f .



Conductance G_f et G_m d'une fente.



Résistance de rayonnement R_r d'une fente.

Le calcul analytique de la conductance propre d'une fente peut être fait dans les cas suivants :

- si $w/\lambda_o \gg 1$ (i.e. $w/\lambda_o > 10$),
- si $w/\lambda_o \ll 1$ (i.e. $w/\lambda_o < 0.1$),
- si $1/3 \leq w/\lambda_o \leq 3$,

$$G_f = \frac{1}{120} \frac{w}{\lambda_o}.$$

$$G_f = \frac{1}{90} \left(\frac{w}{\lambda_o} \right)^2.$$

$$G_f = \frac{w}{120\lambda_o} - \frac{1}{60\pi^2}.$$

Exemple : Si $w/\lambda_o = 5$, $G_f = 5/120$ $R_r = 1/(2G_f) = 12 \Omega$.

Si $w/\lambda_0=0.3$,	$G_f = 0.09/90=1/1000$	$R_f = 500 \Omega$.
Si $w/\lambda_0=1$,	$G_f = 1/120-1/600=4/600$	$R_f = 75 \Omega$.

4.2.2. Expression de la susceptance

La susceptance B d'une fente est la somme de deux termes :

- La susceptance B_f qui serait propre à la fente isolée.
- La susceptance mutuelle B_m due au couplage des 2 fentes.

B_f peut être calculée sachant que l'extrémité en circuit ouvert d'une ligne microbande est équivalente à un tronçon de ligne de longueur Δl . D'après la théorie des lignes, son admittance est alors donnée par :

$$Y = jY_c \tan(\beta \Delta l),$$

avec
$$\Delta l = 0.412h \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \frac{w/h + 0.264}{w/h + 0.8},$$

et
$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \quad \text{si } h/w < 1.$$

Comme les longueurs Δl sont petites, $\tan(\beta \Delta l) \approx \beta \Delta l$ d'où :

$$Y = jY_c \beta \Delta l = jY_c \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_e} \Delta l.$$

En identifiant ce résultat avec la susceptance jB_f de la fente seule : $B_f = Y_c \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_e} \Delta l.$

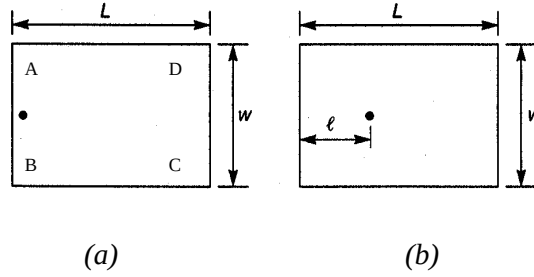
Pour les lignes microbandes telles que $w/h \gg 1$, $Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{h}{w}$. Dans ces conditions :

$$B_f = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{120\pi} \frac{w}{h} \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_e} \Delta l = \frac{\epsilon_e}{60} \frac{w}{h} \frac{\Delta l}{\lambda_0}.$$

La susceptance mutuelle B_m entre les 2 fentes modélisant l'élément rectangulaire est calculée d'après :

$$B_m = -\frac{G^2}{Y_c} \frac{2\pi}{\lambda_e} \Delta l.$$

4.3. Admittance d'entrée de l'élément rectangulaire



Point d'alimentation d'un élément rectangulaire situé (a) près du bord, (b) à une distance l d'un bord.

L'élément rayonnant rectangulaire de longueur L est équivalent à 2 fentes d'admittance $G+jB$, distantes de $L+2\Delta l$. Pour avoir résonance à la fréquence f_r , il faut que :

$$L + 2\Delta l = \lambda_e/2, \quad \text{avec} \quad \lambda_e = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_e} = \frac{c}{f_o} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}}.$$

Par conséquent, l'élément rectangulaire doit avoir une longueur :

$$L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta l = \lambda_e \left(\frac{1}{2} - \frac{2\Delta l}{\lambda_e} \right).$$

On trouve que L est de l'ordre de $0.46\lambda_e$ à $0.49\lambda_e$.

La fréquence de résonance est alors donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e} L + 2\Delta l}.$$

Lorsque l'alimentation est faite au bord de la fente AB ($l \approx 0$), l'admittance d'entrée Y_e est la somme de l'admittance $Y_1=G+jB$ de la fente AB et de l'admittance Y_2 ramenée par l'autre fente à la distance L : $Y_e = Y_1+Y_2$.

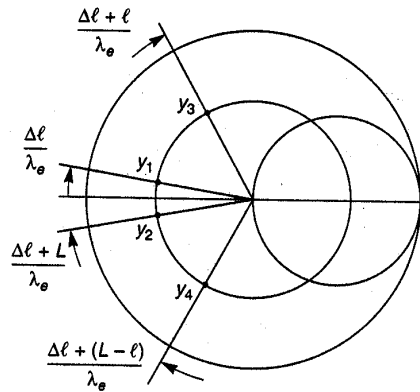


Diagramme des admittances réduites $y=Y/Y_c$ produites par des fentes rayonnantes au point d'alimentation d'un élément rectangulaire.

Sur le diagramme de Smith,

- Le point $y_1 = Y_1/Y_c$ correspond à une rotation de $\Delta l/\lambda_e$ vers le générateur, à partir du point $y=G/Y_c$.

- Le point $y_2 = Y_2/Y_c$ correspond à une rotation de $(L + \Delta l)/\lambda_e = 0.5 - \Delta l/\lambda_e$ vers le générateur, toujours à partir du point $y=G/Y_c$.

y_1 et y_2 sont symétriques par rapport à l'axe horizontal, il en résulte que $Y_2=Y_1^*$ et donc :

$$Y_e=2G.$$

Lorsque l'alimentation est faite à la distance l de la fente AB ($l>0$), l'admittance d'entrée en ce point d'alimentation est la somme des admittances ramenées en ce point par chacune des deux fentes, l'une à la distance $l+\Delta l$ (point y_3), l'autre à $(L-l)+\Delta l$ (point y_4) :

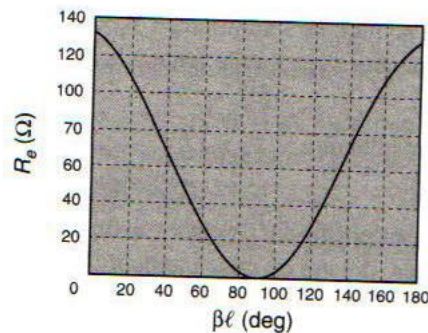
$$Y_e=Y(l+\Delta l) + Y(L-l+\Delta l)$$

Or $L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta l$ et donc $Y(L-l+\Delta l) = Y(\lambda_e/2 - \Delta l - l) = Y(l+\Delta l)^*$.

Dans ces conditions, on montre que :

$$Y_e = 2G \left[\cos^2 \beta l + \frac{G^2 + B^2}{Y_c^2} \sin^2 \beta l - \frac{B}{Y_c} \sin 2\beta l \right]^{-1},$$

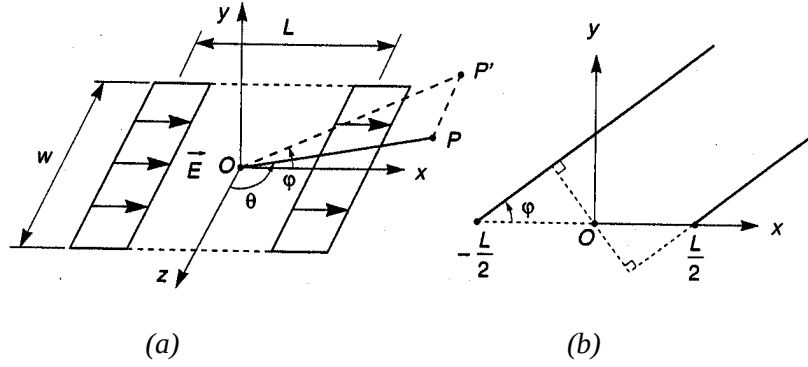
où $\beta = 2\pi/\lambda_e = 2\pi\sqrt{\epsilon_e}/\lambda_0$. Notons que pour $l=0$, $Y_e=2G$.



Variation de l'impédance d'entrée en fonction de la position du point d'alimentation, pour un élément rectangulaire de dimensions $w=\lambda_0/2$ ($f=1.5$ GHz) et $L = 0.49\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_e}$. Le substrat est du verre-téflon ($\epsilon_r=2.3$) d'épaisseur $h=1.6$ mm.

Conformément à la figure ci-dessus, il est possible de trouver des points où l'impédance d'entrée est de 50Ω et qu'il y a des points où l'impédance est nulle permettant une connexion à la masse.

5. Champ rayonné par un élément rectangulaire



Modèle équivalent utilisé pour calculer le rayonnement d'un élément rectangulaire. (a) Représentation dans l'espace. (b) Schéma dans le plan xOy.

Son rayonnement est équivalent à celui de deux fentes. On prend l'origine des axes dans une position symétrique par rapport aux 2 fentes.

Dans le plan H (plan yOz, $\varphi=\pi/2$) : les champs rayonnés par les deux fentes s'additionnent en phase :

$$\vec{E} = 2 \left[\frac{V_o}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin \left(\frac{\pi w}{\lambda_o} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right] \vec{x}, \quad \text{où } V_o \text{ est la tension aux bornes de la fente.}$$

Champ rayonné par une seule fente

Dans le plan E (plan xOy, $\theta=\pi/2$) : le champ rayonné par chacune des deux fentes vaut :

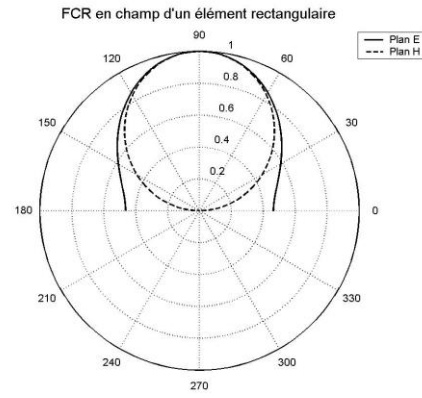
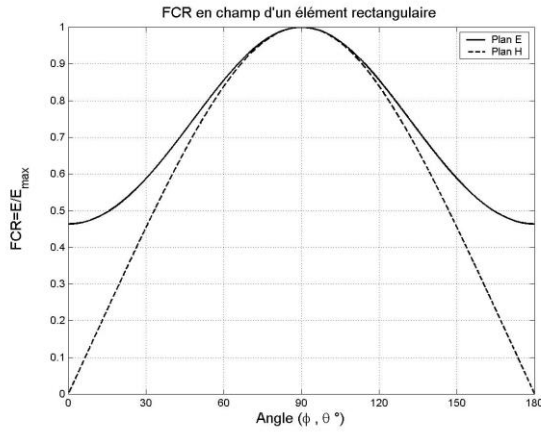
$$E_\varphi = \lim_{\theta \rightarrow \pi/2} \frac{V_o}{\pi R} \left[\frac{\sin \left(\frac{\pi w}{\lambda_o} \cos \theta \right)}{\frac{\pi w}{\lambda_o} \cos \theta} \right] \frac{\pi w}{\lambda_o} = \frac{V_o w}{\lambda_o R}.$$

$\sin x/x$ tend vers 1 en 0.

Le champ total rayonné par l'élément rectangulaire vaut :

$$\vec{E}_\varphi = \frac{V_o w}{\lambda_o R} \left[\exp \left(-j \frac{2\pi L}{\lambda_o} \cos \varphi \right) + \exp \left(j \frac{2\pi L}{\lambda_o} \cos \varphi \right) \right] \vec{\varphi} = 2 \frac{V_o w}{\lambda_o R} \cos \left(\frac{\pi L}{\lambda_o} \cos \varphi \right) \vec{\varphi},$$

Retard de phase de la fente localisée en $x=-L/2$ Avance de phase de la fente localisée en $x=L/2$.



Fonction caractéristique de rayonnement (FCR) en champ dans les plans E et H d'un patch rectangulaire ($f=5$ GHz, $V_o=1V$, $\epsilon_e=2$, $L=0.49\lambda_e$, $w=0.8L$).

Dans un plan à $\varphi=\text{cste}$, passant par Oz : le champ rayonné dans la direction $\Delta(\theta, \varphi)$ vaut :

$$\vec{E}_\varphi = 2 \frac{V_o}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_o} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \cos\left(\frac{\pi L}{\lambda_o} \sin \theta \cos \varphi\right) \vec{\varphi}$$

6. Caractéristiques de rayonnement d'un élément rectangulaire

6.1. Directivité maximale

La direction de rayonnement maximal est $\theta=\pi/2$, $\varphi=\pi/2$ (direction Oy).

$$E_M = E_\varphi(\pi/2, \pi/2) = 2 \frac{V_o w}{\lambda_o R}$$

La puissance maximale par unité d'angle solide est :

$$P_M = \frac{E_M^2}{240\pi} R^2 = \frac{1}{240\pi} \left(2 \frac{V_o w}{\lambda_o R}\right)^2 R^2 = \frac{1}{60\pi} \left(\frac{V_o w}{\lambda_o}\right)^2$$

La directivité maximale est $D=4\pi P_M/P_r$ où P_r est la puissance totale rayonnée. Or la puissance totale rayonnée par une fente est $\frac{1}{2}V_o^2 G$. La puissance totale rayonnée par l'élément (2 fentes) est donc $P_r=V_o^2 G$, où G est la conductance d'une fente. Dans ces conditions :

$$D = 4\pi \frac{1}{60\pi} \left(\frac{V_o w}{\lambda_o}\right)^2 \frac{1}{V_o^2 G} = \frac{1}{15} \left(\frac{w}{\lambda_o}\right)^2 \frac{1}{G}$$

Or $G = G_f + G_m$.

Si $G_m \ll G_f$, $G \approx G_f$, et :

$$D_f = \frac{1}{15} \left(\frac{w}{\lambda_o}\right)^2 \frac{1}{G_f}$$

$$\begin{aligned} \text{Si } w/\lambda_0 >> 1 & , \quad D_f = 8 (w/\lambda_0). \\ \text{Si } w/\lambda_0 << 1 & , \quad D_f = 6 \text{ (soit 7.78 dB)}. \end{aligned}$$

En tenant compte de G_m , la directivité est donnée par :

$$D = \frac{1}{15} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{G_f + G_m} = \frac{1}{15} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{G_f (1 + G_m / G_f)}, \quad \text{soit } D = \frac{D_f}{1 + g_m},$$

où $g_m = G_m / G_f$ est la conductance mutuelle normalisée.

Le gain G_o est donné par $G_o = \eta D$, où η est le rendement de l'antenne (cf. section 6.4).

6.2. Angles d'ouverture à -3 dB

Dans le plan H :

$$(2\theta_3)_H \approx 2 \cos^{-1} \left[2 \left(1 + \frac{\pi w}{\lambda_0} \right) \right]^{-0.5}.$$

Dans le plan E :

$$(2\theta_3)_E \approx 2 \cos^{-1} \left[\frac{1}{7} (3k_0^2 L^2 + k_0^2 h^2) \right]^{-0.5}, \quad k_0 = 2\pi / \lambda_0.$$

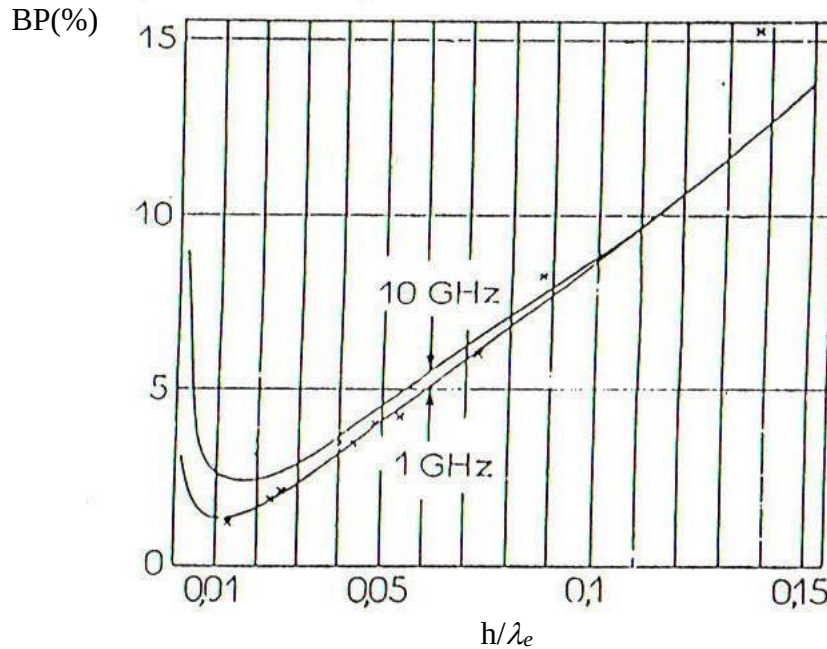
6.3. Largeur de bande

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{1}{Q_r} \frac{\rho - 1}{\sqrt{\rho}},$$

où f_r est la fréquence de résonance, ρ le **ROS dans la ligne d'alimentation** de l'élément pour $f_r \pm \Delta f/2$ et Q_r le facteur de surtension. Il est donné par :

$$Q_r = \pi \frac{Y_c^2 - G^2}{4GY_c} \sqrt{1 + \left(\frac{B}{Y_c - G} \right)^2},$$

où Y_c est l'admittance caractéristique de la ligne constituée par l'élément et son substrat.



Bande passante BP (%) pour un $ROS \leq 2$ d'une antenne patch carrée en fonction de h/λ_e
 ($w = \lambda_e/2$, $\lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$, $\epsilon_r = 2.52$, $\tan \delta = 10^{-3}$, $\sigma = 10^7$ USI).

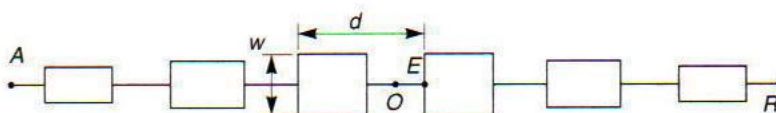
6.4. Rendement

$$\eta = \frac{1}{1 + Q_r \frac{\delta_s}{h} + Q_r \tan \delta}$$

où $\tan \delta$ est le facteur de pertes du diélectrique, $\delta_s = (\pi \mu_0 \sigma_1 f)^{-1/2}$ est la profondeur de pénétration dans les parois conductrices et σ_1 la conductivité de l'élément métallique.

7. Antennes réseau à éléments imprimés

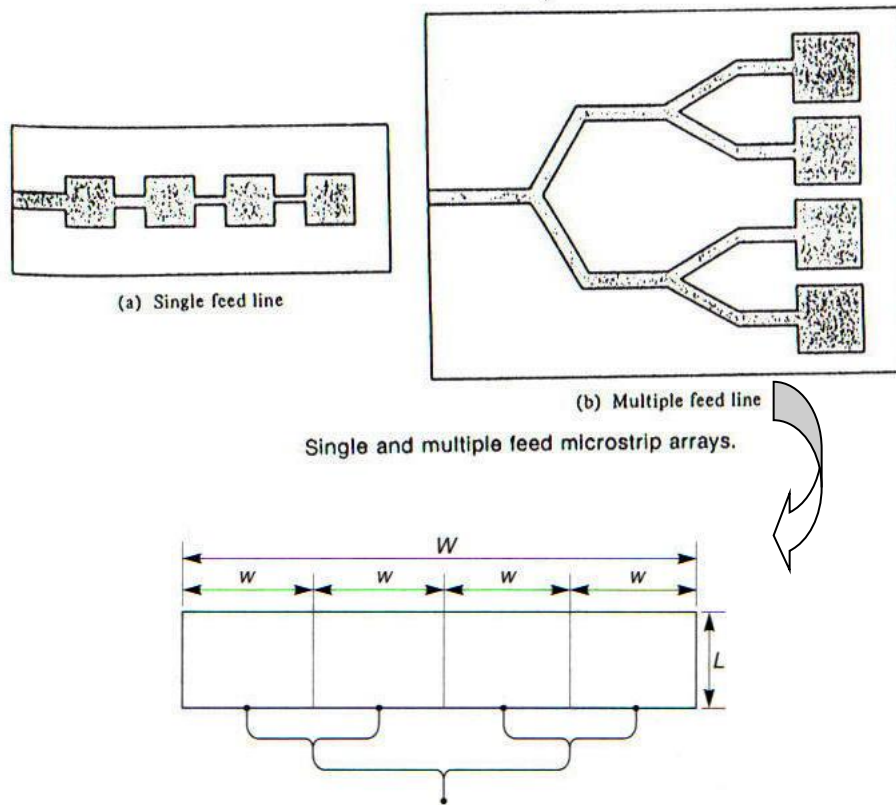
Ces réseaux sont constitués par des éléments rayonnants rectangulaires, reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne microbande. Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance d . Comme la conductance d'un élément et, par conséquent, sa puissance rayonnée est proportionnelle à sa largeur w , les largeurs des éléments diminuent, symétriquement, en allant du centre O vers le bord pour avoir une loi d'éclairement du réseau apodisée.



Réseau linéaire d'éléments rectangulaires à alimentation série.

L'alimentation peut être faite à partir d'un point central, E par exemple, afin que les fentes qui bordent les éléments rayonnent en phase ou avec le même gradient de phase. Elle peut aussi

être effectuée à partir d'une extrémité A du réseau. Si la fréquence est telle que $d = \lambda_e = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_e}$, tous les éléments rayonnent en phase et l'on a un réseau à rayonnement transversal tandis que si $d < \lambda_e$, il y a un gradient de phase et le réseau est à rayonnement oblique.

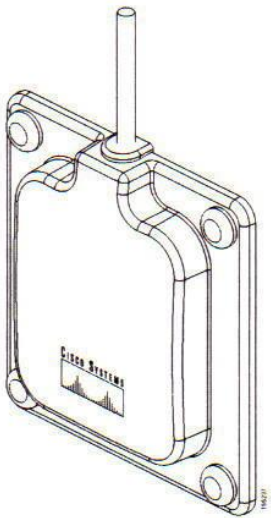
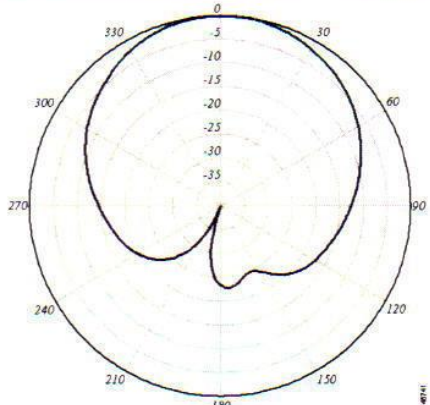


Bande rayonnante à éléments jointifs et alimentation parallèle.

Les éléments rayonnants peuvent aussi être jointifs pour former une bande rayonnante alimentée par un dispositif parallèle, à condition que $N_s > W/\lambda$. N_s est le nombre d'éléments, $W/\lambda = W/\lambda_e$ avec $\lambda_e = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_e}$. Cette structure peut être courbée pour être enroulée en anneau autour d'un corps cylindrique (missile ou fusée par exemple).

8. Exemple d'antenne patch commercial

Technical Specifications

Antenna type	Single patch
Operating frequency range	2400 – 2484 MHz
Nominal input impedance	50 Ω
2:1 VSWR bandwidth	2400 – 2484 MHz
Peak gain	6.0 dBi
Polarization	Linear, vertical
E-plane 3-dB beamwidth	69
H-plane 3-dB beamwidth	75
Front-to-back ratio	18 dB
Cross-pol discrimination	15 dB
Cable length and type	36 in. (91.4 cm) Times AA-9303 or equivalent (plenum rated)
Connector type	RP-TNC
Length	4 in. (10.1 cm)
Width	3.6 in. (9.1 cm)
Height	1 in. (2.5 cm)
Weight	
Operating temperature range	–22 F to 158 F (–30 C to 70 C)
Storage temperature range	–40 F to 185 F (–40 C – 85 C)
Environment	Indoor/outdoor
	
E-Plane Pattern  H-Plane Pattern 