

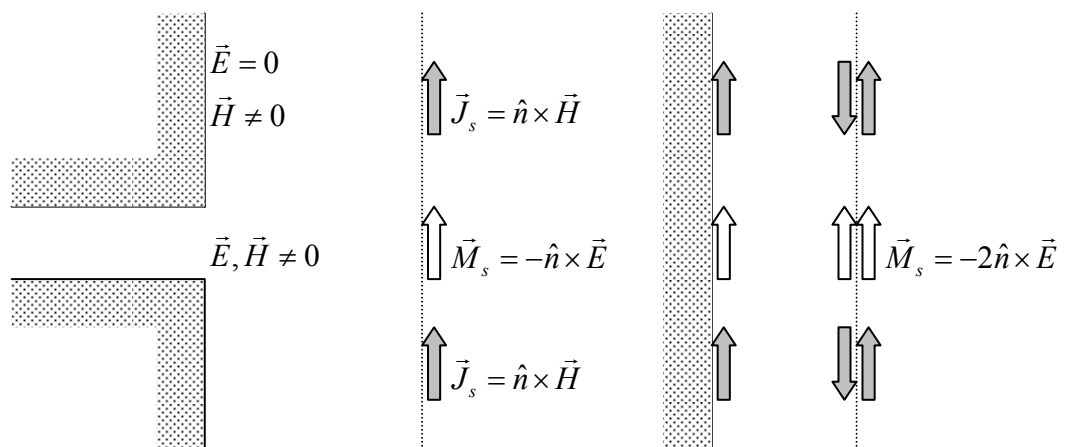
Aperturas en planos de masa

La radiación de una apertura en un plano de masa se puede analizar mediante el teorema de equivalencia a partir de las corrientes eléctricas y magnéticas (fuentes de tensión y corriente generalizadas).

$$\begin{aligned}\vec{J}_s &= \hat{n} \times \vec{H} \\ \vec{M}_s &= -\hat{n} \times \vec{E}\end{aligned}$$

La existencia del plano de masa obliga a considerar las corrientes sobre el mismo, por lo que es más conveniente considerar el equivalente con corrientes magnéticas (equivalente a generadores de tensión más un cortocircuito).

$$\begin{aligned}\vec{J}_s &= 0 \\ \vec{M}_s &= -2\hat{n} \times \vec{E}\end{aligned}$$



Las corrientes eléctricas equivalentes son cero debido al efecto del plano conductor perfecto, mientras que las corrientes magnéticas son el doble.

En una apertura en el plano XY la radiación será proporcional a la transformada de Fourier de los campos eléctricos en la apertura. En el caso considerado sólo será necesario calcular el vector de radiación magnético.

$$\begin{aligned}\vec{J}_s &= 0 \\ \vec{M}_s &= -2\hat{z} \times \vec{E}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\vec{N} &= \iiint_{v'} \vec{J} e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = \iint_{s'} \vec{J}_s e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = 0 \\ \vec{L} &= \iiint_{v'} \vec{M} e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = \iint_{s'} \vec{M}_s e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = \iint_{s'} (-2\hat{z} \times \vec{E}) e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' \\ \vec{L} &= \iint_{s'} (-2\hat{z} \times \vec{E}) e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \\ \vec{L} &= \cos\theta (L_x \cos\phi + L_y \sin\phi) \hat{\theta} + (L_y \cos\phi - L_x \sin\phi) \hat{\phi}\end{aligned}$$

El potencial vector magnético es

$$\vec{F} = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L}$$

Los campos radiados son

$$\begin{aligned}H_\theta &= j\omega F_\theta & E_\theta &= -j\omega\eta F_\phi \\ H_\phi &= j\omega F_\phi & E_\phi &= j\omega\eta F_\theta\end{aligned}$$

Apertura uniforme

Una apertura con polarización vertical sobre plano de masa tendrá unos campos radiados

$$\begin{aligned}E_\theta &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\phi \iint_{s'} 2E_y e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \\ E_\phi &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \cos\phi \iint_{s'} 2E_y e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy'\end{aligned}$$

Si la apertura es uniforme

$$\begin{aligned}E_\theta &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\phi 2E_y ab \frac{\sin\left(k_x \frac{a}{2}\right) \sin\left(k_y \frac{b}{2}\right)}{\left(k_x \frac{a}{2}\right) \left(k_y \frac{b}{2}\right)} \\ E_\phi &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \cos\phi 2E_y ab \frac{\sin\left(k_x \frac{a}{2}\right) \sin\left(k_y \frac{b}{2}\right)}{\left(k_x \frac{a}{2}\right) \left(k_y \frac{b}{2}\right)}\end{aligned}$$

Ranuras

Una ranura es una apertura en un plano de masa en la que una de las dos dimensiones es pequeña comparada con la longitud de onda.

El campo en la apertura de la figura, de dimensiones $a \times b$ es

$$\vec{E} = E_y(z) \hat{y}$$

Las corrientes magnéticas equivalentes serán

$$\vec{M}_s = -2\hat{z} \times E_y(z) \hat{y} = 2E_y(z) \hat{z}$$

El vector de radiación magnético se calcula a partir de la transformada de Fourier bidimensional de los campos en la apertura.

$$\vec{L} = \hat{z} \iint_{s'} (2E_y(z)) e^{jk_y y'} e^{jk_z z'} dy' dz'$$

$$L_z = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} 2aE_y(z) e^{jk_z z'} dz'$$

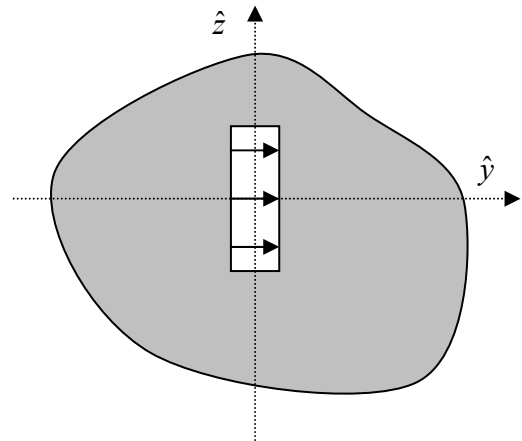
El vector se puede interpretar como la transformada de la distribución de tensiones a lo largo de la ranura

$$L_z = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} 2V(z) e^{jk_z z'} dz'$$

El problema es el dual del dipolo. La forma de la distribución de tensiones es la de una línea en cortocircito

$$V(z) = V_m \sin\left(k\left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right)$$

El diagrama de radiación será similar al de los dipolos de longitud equivalente. La polarización es lineal, pero dual del caso de corrientes eléctricas.



La Directividad de la ranura es la misma que el dipolo dual.

Las impedancias de las ranuras se pueden calcular a partir del principio de Babinet, que establece la siguiente relación para antenas duales

$$Z_{ranura} Z_{dipolo} = \frac{\eta^2}{4}$$

Una ranura de longitud $L=\lambda/2$ tendrá unos campos radiados

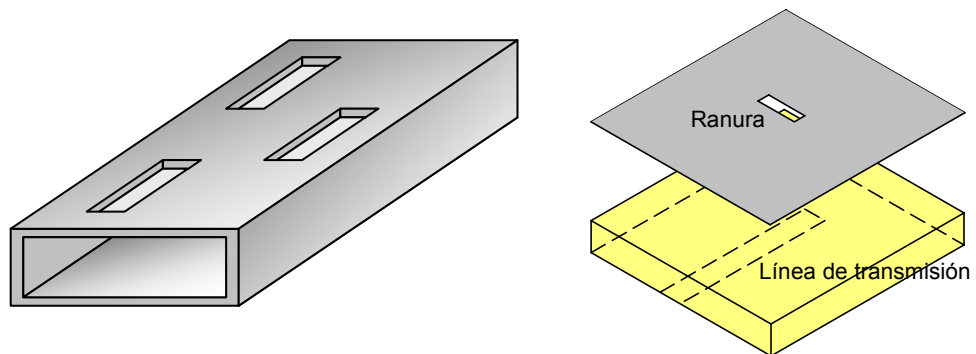
$$H_{\theta} = j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}$$

La resonancia se consigue para una longitud ligeramente inferior a $\lambda/2$ y tiene un comportamiento inductivo para ranuras cortas, frente al comportamiento capacitivo de los dipolos cortos.

Alimentación de ranuras

Las ranuras se pueden alimentar a través de guías de onda.

Las ranuras normalmente interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la guía y la ranura proporcional a dicho efecto.



Otra forma de alimentación de ranuras es a través de líneas microstrip. La ranura se sitúa en el plano de masa, y la línea tiene un circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura.

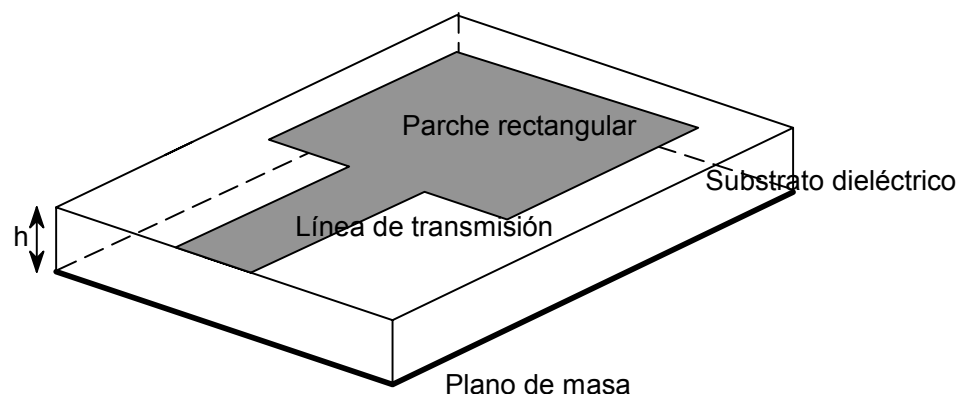
Antenas microstrip

Las antenas impresas, de tipo parche también denominadas antenas microstrip (microtira) se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico.

Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.

Los primeros diseños datan de la década de los 50, y se empiezan a utilizar en sistemas a partir de los años 70.

La estructura consiste en un Parche metálico (dimensiones comparables a λ), sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas. El grosor oscila entre 0.003λ y 0.05λ . La constante dieléctrica (ϵ_r) puede tomar valores típicos de 2 a 12. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto.



Las ventajas más importantes son su bajo perfil, se pueden adaptar a la forma de la estructura (plana o curvada), su fabricación es sencilla y barata, son robustas, combinables con circuitos integrados de microondas, y se pueden diseñar para trabajar a diversas frecuencias y con distintas polarizaciones.

Los inconvenientes más importantes son su baja eficiencia, limitada potencia, alto factor de calidad, pobre pureza de polarización, son de banda estrecha y además la radiación de las líneas puede modificar los parámetros de las antenas.

Las aplicaciones más importantes son para antenas de los sistemas de teledetección (sistemas de radar a bordo de satélites), sistemas de posicionamiento global, antenas de móviles, aplicadores de calor en tratamientos de hipertermia, altímetros de aviones, aplicaciones militares y en general todos los sistemas a frecuencias de microondas.



Formas de los parches

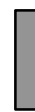
Se pueden encontrar radiadores de las formas más diversas, aunque las geometrías más habituales son las circulares y rectangulares.



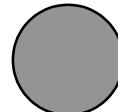
Cuadrado



rectangular

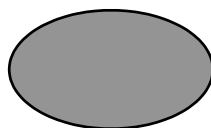


dipolo

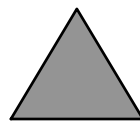


circular

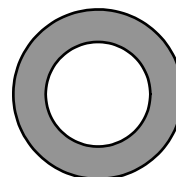
Otras formas menos habituales son las elípticas, triangulares o en forma de anillo.



elíptico



triangular

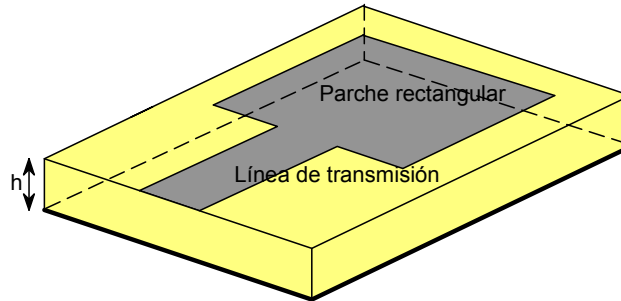


anillo

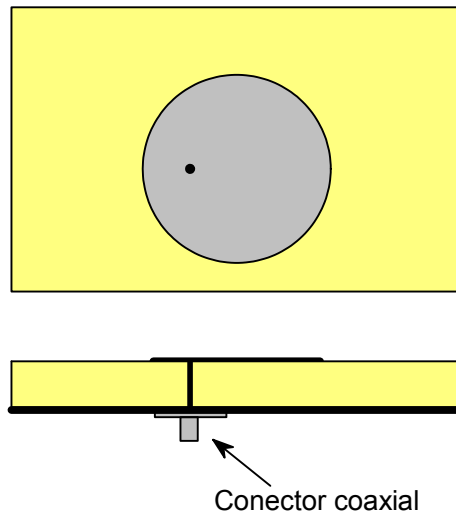
Alimentación

Las antenas se pueden alimentar a través de líneas impresas, o bien a través de ranuras, sondas coaxiales, o bien por acoplamiento a las cavidades.

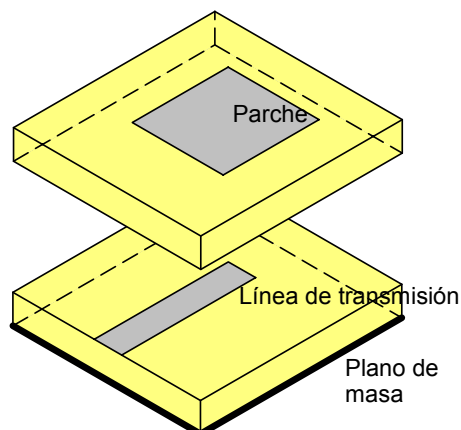
Una de las formas más habituales es la alimentación a través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche.



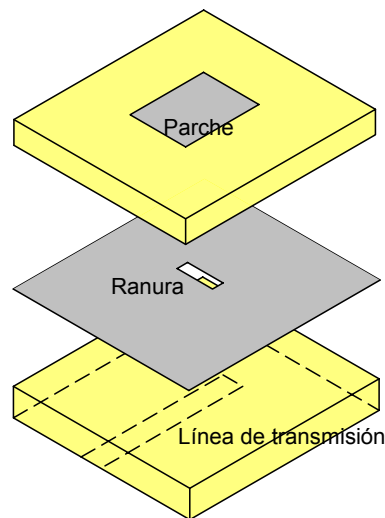
La alimentación a través de un conector coaxial también es bastante frecuente, sobre todo en antenas poco directivas.



Otras formas de alimentación son el acoplamiento por proximidad, en una estructura multicapa



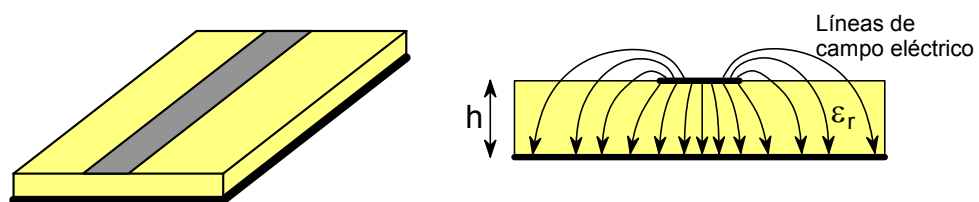
Y finalmente el acoplamiento a través de una ranura



Principios de funcionamiento

Las antenas microstrip se pueden analizar de muy diversas formas, desde los modelos más simples, basados en líneas de transmisión o cavidades hasta los más complejos, utilizando métodos numéricos o espectrales.

La línea de transmisión microstrip consiste en un conductor

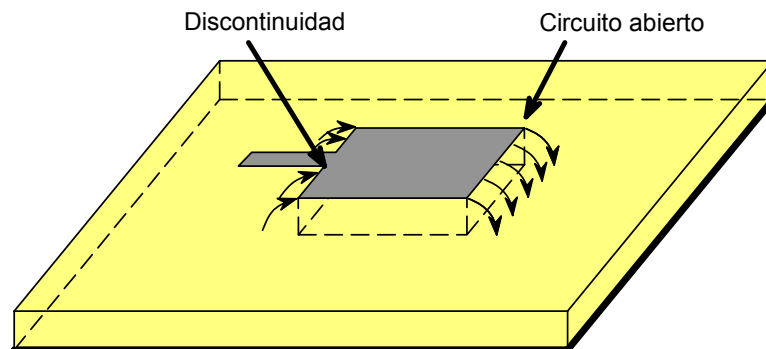


separado por un dieléctrico sobre un plano de masa.

El modo fundamental es quasi-TEM, estando la mayor parte del campo confinado en el dieléctrico.

El dieléctrico es eléctricamente delgado ($0.003\lambda < h < 0.05\lambda$), para evitar fugas y ondas superficiales. La permitividad es a ($3 < \epsilon_r < 10$), para que las líneas de campo estén confinadas en torno a la línea microstrip.

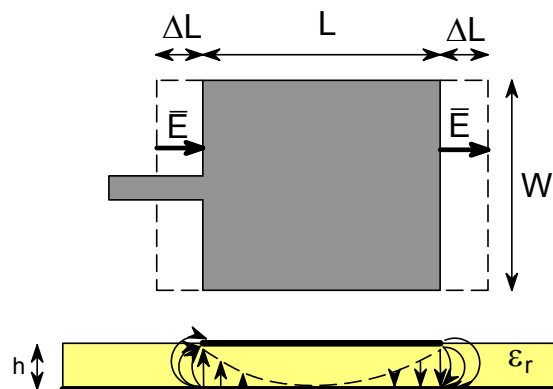
Modelo de línea de transmisión



La radiación aparece en las discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si su tamaño es comparable a la longitud de onda.

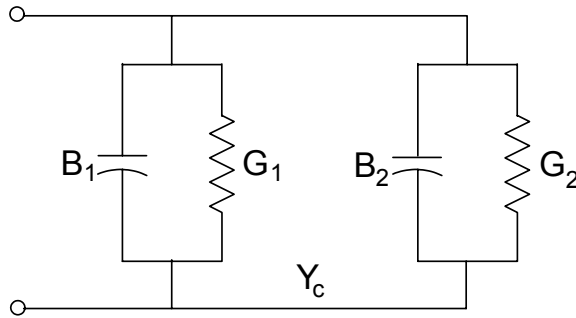
No obstante el efecto de bordes se manifiesta en el contorno de la estructura y depende del grosor y la permitividad del dieléctrico.

El parche equivale a dos ranuras de dimensiones $W \times \Delta L$. La longitud L se elige para que haya una inversión de fase y la radiación de ambas ranuras se sume en fase. $L = \lambda_g / 2$.

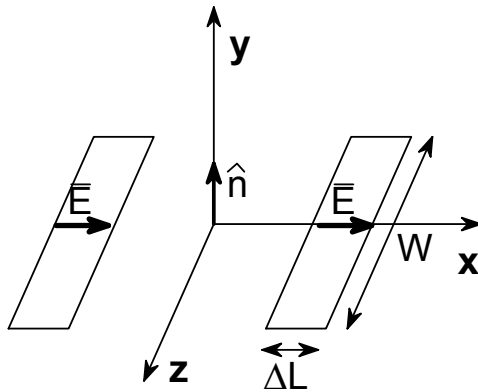


La radiación de los flancos laterales del parche se cancela entre sí.

El circuito equivalente es una línea de transmisión de longitud L , con dos impedancias que simulan las pérdidas de radiación y la capacidad de la discontinuidad y el circuito abierto.



Desde el punto de vista de la antena el equivalente son dos ranuras con distribución de campos uniformes.



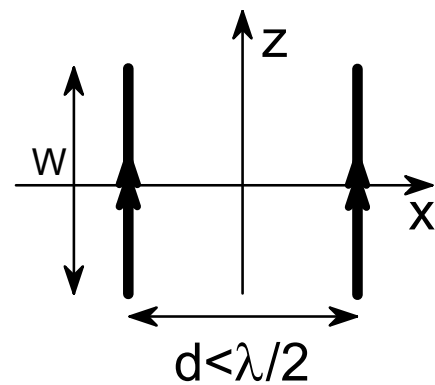
Los campos radiados se pueden calcular a partir de las corrientes magnéticas equivalentes a los campos en la apertura

$$\vec{M} = -2\hat{n} \times \vec{E}$$

El vector de radiación se puede calcular a partir de dos corrientes magnéticas separadas una distancia d.

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{\left(k_z \frac{W}{2}\right)} \left(e^{jk_x \frac{d}{2}} - e^{-jk_x \frac{d}{2}} \right) \hat{z}$$

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{\left(k_z \frac{W}{2}\right)} 2 \cos\left(k_x \frac{d}{2}\right) \hat{z}$$



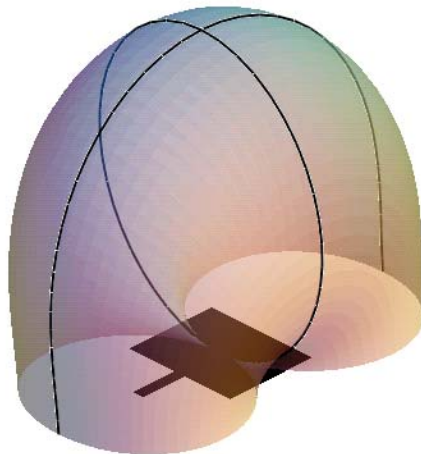
El potencial vector magnético es

$$\vec{F} = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L}$$

El problema es el dual de una agrupación de dos dipolos paralelos al eje z , en este caso la polarización será horizontal.

$$H_\theta = -j\omega F_\theta \quad E_\phi = -j\omega\eta F_\theta$$

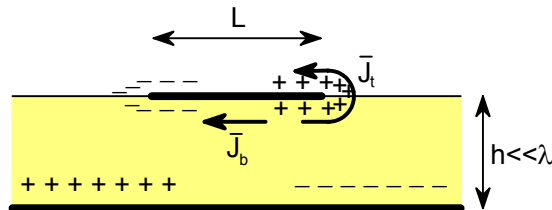
Los campos radiados tienen polarización lineal. El plano E es el plano XY, y su diagrama es el debido a la agrupación de dos antenas separadas una distancia inferior a media longitud de onda. El plano H es el ortogonal al anterior, YZ, y el diagrama es el debido a la corriente magnética uniforme de longitud W.



El modelo de línea de transmisión permite analizar las antenas de forma rectangular. Para estudiar otras estructuras o bien los modos superiores de funcionamiento, es necesario un modelo más completo, como es el de cavidad.

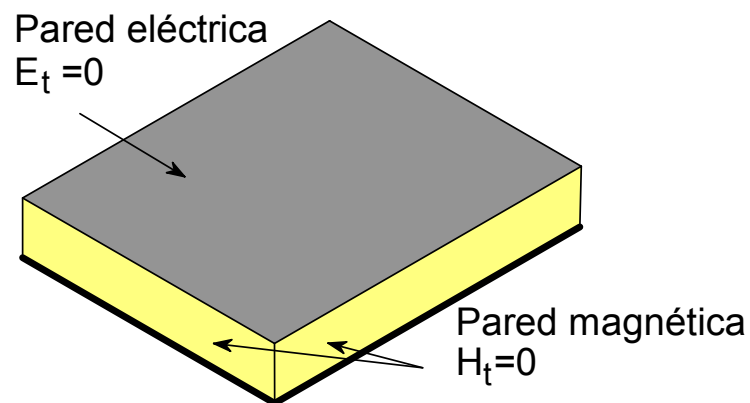
Modelo de cavidad

Las antenas microstrip se comportan como una cavidad resonante.



En el interior de la "cavidad" se producen ondas estacionarias entre las paredes eléctricas y magnéticas

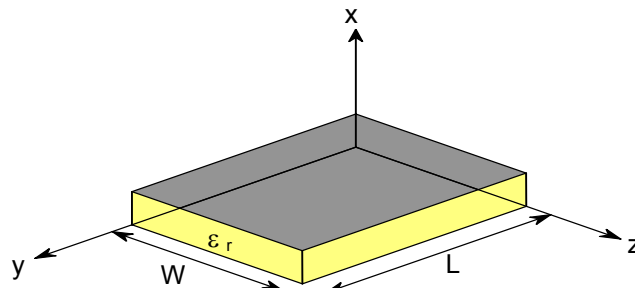
Para analizar los campos en el interior de la cavidad hay que resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales.



El parche admite varias distribuciones de campo (modos) de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0$$

Junto con las condiciones de contorno para los campos tangenciales en las paredes eléctricas y magnéticas



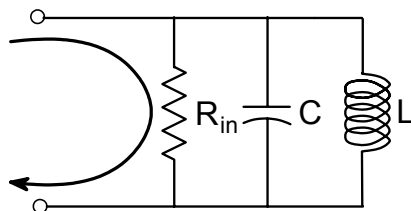
La solución de la ecuación diferencial es

$$A_x = A_{0np} \cos\left(\frac{n\pi}{L} y'\right) \cos\left(\frac{p\pi}{W} z'\right)$$

La frecuencia de resonancia depende del modo

$$(f_r)_{0np} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}$$

El comportamiento de la antena es similar a un circuito resonante con pérdidas



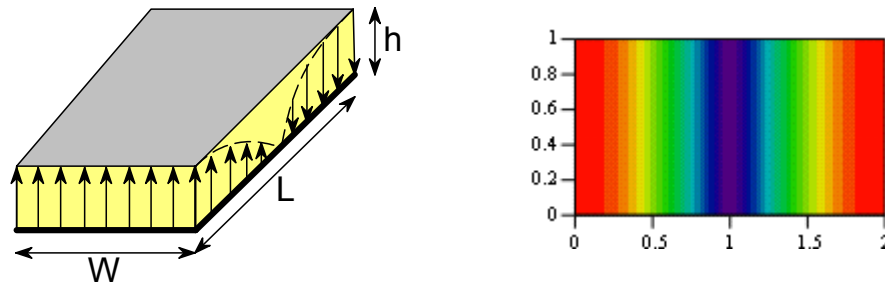
A la frecuencia de resonancia la potencia se consume en la resistencia de radiación.

El modo dominante coincide con la frecuencia de resonancia más baja, que aparece cuando la longitud L equivale a media longitud de onda en el dieléctrico.

La frecuencia de resonancia del modo 010 es

$$(f_r)_{010} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}$$

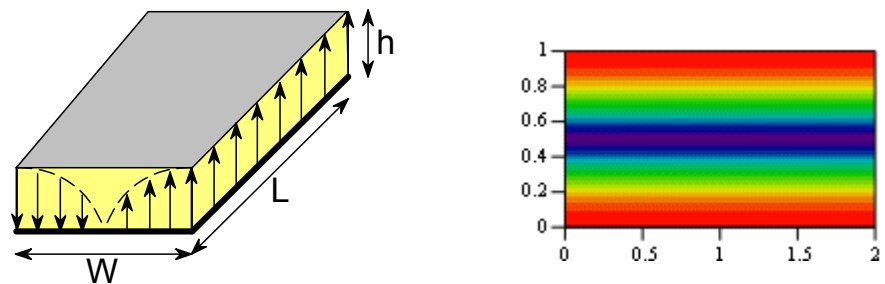
La distribución del campo eléctrico en el modo fundamental tiene una variación en la dirección y, siendo constante en la dirección z



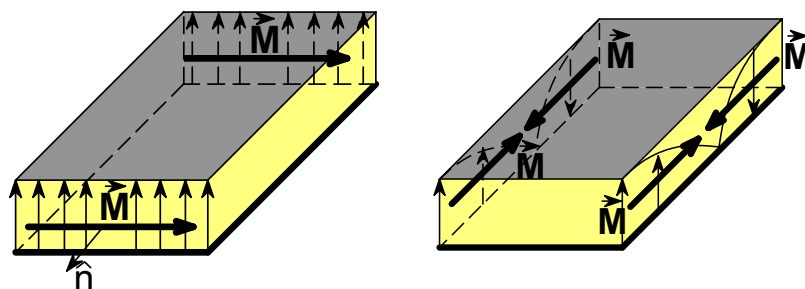
Si las dimensiones de W son superiores a media longitud de onda, el modo 001 tiene la frecuencia de resonancia

$$(f_r)_{001} = \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}}$$

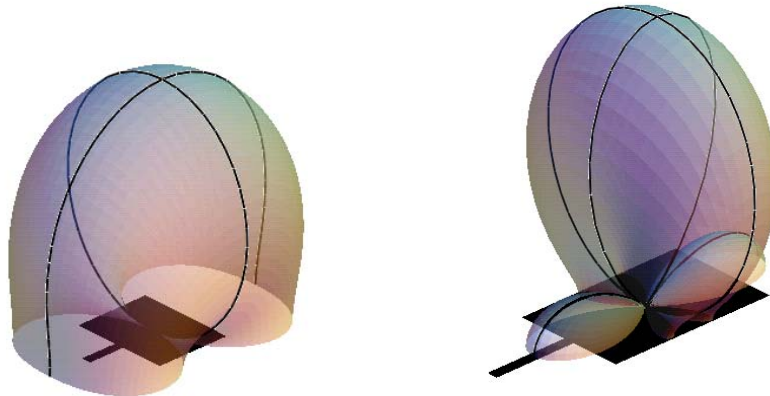
La distribución del campo E_z es



Para calcular el diagrama de radiación es necesario considerar las corrientes magnéticas equivalentes en el contorno de la cavidad. Las paredes de la cavidad que contribuyen a la radiación son aquellas en las que las corrientes magnéticas no se cancelan entre sí.



Los diagramas de radiación del modo dominante (TM₀₁₀) y del primer modo de orden superior (TM₀₂₀) son



Antenas circulares

Asimismo en el parche circular, los modos de resonancia se obtienen resolviendo la ecuación de onda en coordenadas cilíndricas

$$\nabla^2 \Omega + k^2 \Omega = 0$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \Omega}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \Omega}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \Omega}{\partial z^2} + k^2 \Omega = 0$$

Mediante separación de variables se obtiene la solución

$$\Omega_{n,k_z} = J_n(k_\rho \rho) e^{jn\phi} e^{jk_z z}$$

$$k^2 = k_\rho^2 + k_z^2$$

En las antenas no existe variación según el eje z , y el campo eléctrico E_z es máximo en el contorno.

$$E_z = E_0 J_n(k_i \rho) e^{jn\phi}$$

Las resonancias aparecen para aquellos valores que anulan la derivada de la función de Bessel en el contorno de la antena. El modo fundamental corresponde a

$$k_1 a = 1.841$$

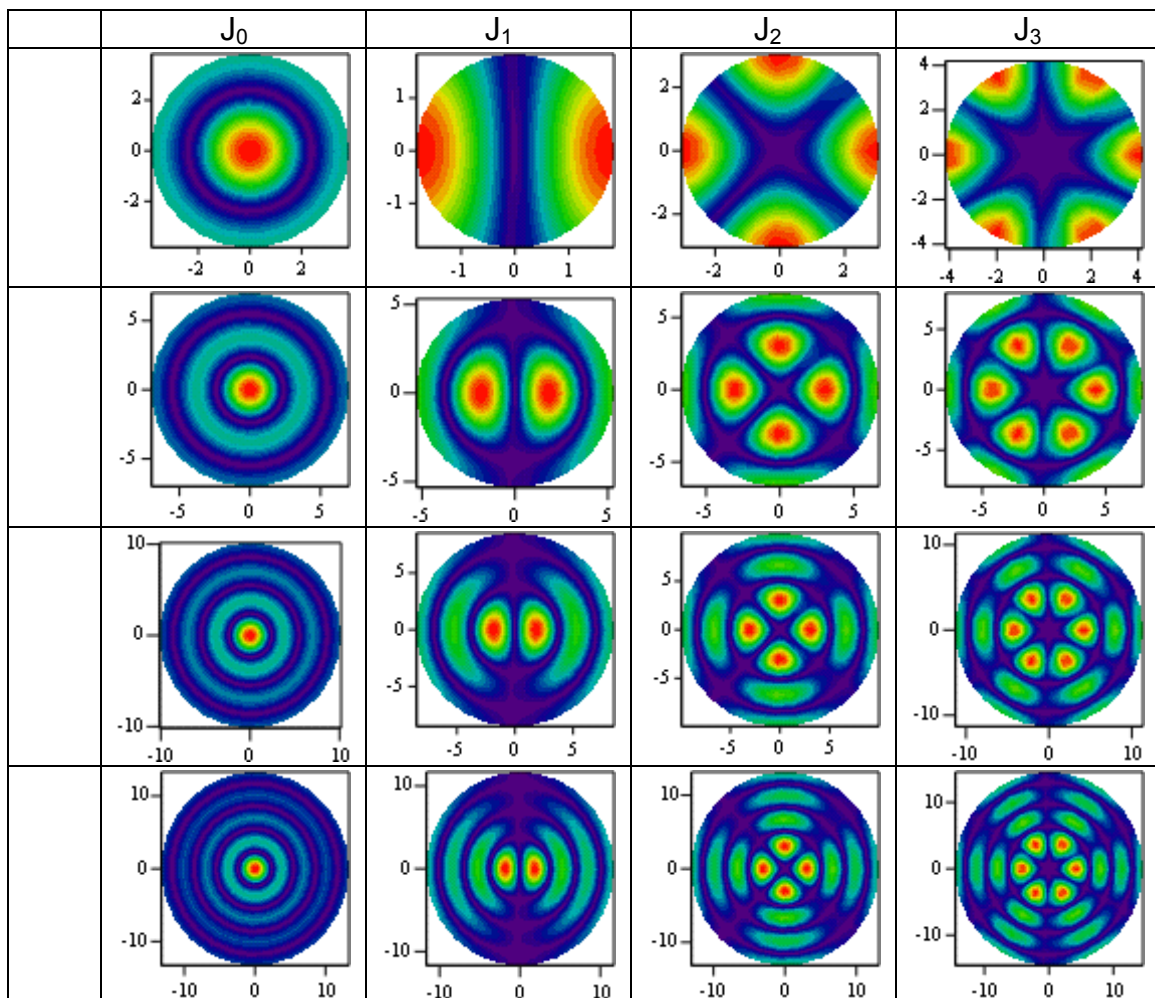
El campo en el contorno equivale a una espira de corriente magnética con variación angular de la forma

$$\vec{M}_s = e^{jn\phi'} \hat{\phi}'$$

Los ceros de las derivadas de las funciones de Bessel $J_n'(k_\rho a) = 0$ se encuentran tabulados, y se pueden obtener de forma simple a partir de métodos numéricos, los primeros son

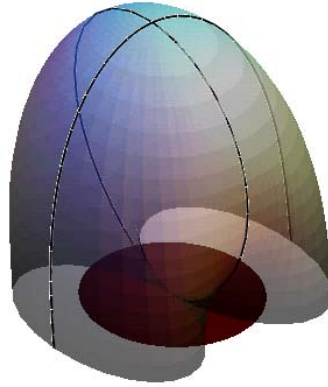
Función	J'_0	J'_1	J'_2	J'_3
ceros				
1º	3.8317	1.8412	3.0542	4.2012
2º	7.0156	5.3314	6.7061	8.0152
3º	10.1735	8.5363	9.9695	11.3459
4º	13.3237	11.7060	13.1703	14.5858

Los modos correspondientes son



Para calcular los campos radiados es suficiente el análisis de la espira circular no uniforme

El campo radiado por el modo fundamental tiene el máximo en la dirección perpendicular a la antena.

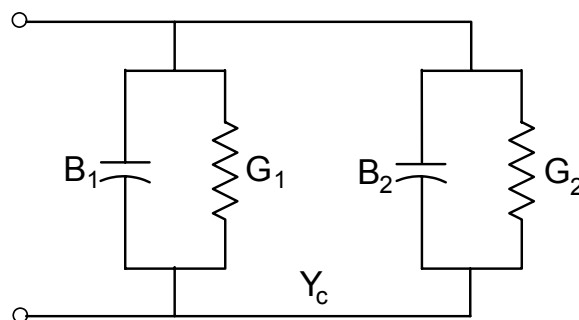


En la figura se puede observar el diagrama tridimensional y los tres cortes correspondientes a los planos E y H y el plano de la antena.

Parámetros característicos

Resistencia de entrada

Utilizando el modelo de línea de transmisión en la antena rectangular, el circuito equivalente es



A la frecuencia de resonancia

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1}$$

La conductancia de radiación se puede calcular a partir de la potencia total radiada, integrando el diagrama de radiación.

Para conseguir una buena adaptación es necesario que coincidan la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia de entrada de la antenna. Esto se puede conseguir teniendo en cuenta que la distribución de tensiones en la antenna es proporcional al campo eléctrico vertical $V \propto E_z$

En el modo fundamental el campo tiene una variación cosenoidal

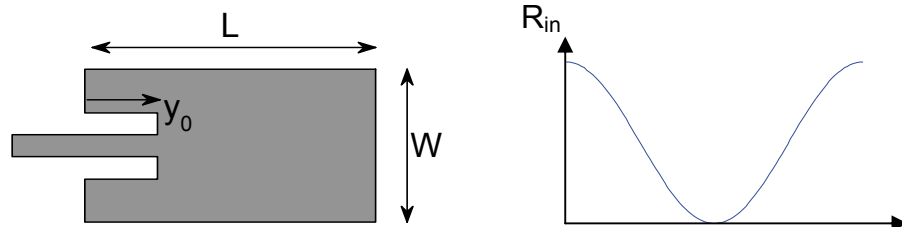
$$E_z = E(y=0) \cos\left(\frac{\pi}{L}y\right)$$

Realizando un balance de potencias

$$W_{rad} = \frac{V^2(y=0)}{R_{in}} = \frac{V^2(y=y_0)}{R_{in}(y=y_0)}$$

Se llega a la conclusión de que la impedancia de entrada depende del punto de alimentación

$$R_{in}(y=y_0) = R_{in}(y=0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right)$$



Factor de calidad y ancho de banda

La potencia consumida por la antenna se reparte entre las pérdidas por radiación, las pérdidas en el dieléctrico y las pérdidas por conducción en el metal.

El factor de calidad se define como

$$Q = \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Potencia disipada}}$$

El factor de calidad está relacionado con los parámetros de la cavidad, especialmente con el grosor (h) y con la constante dieléctrica (ϵ_r).

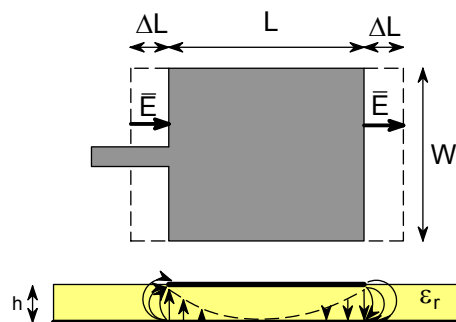
Para aumentar las pérdidas por radiación es conveniente aumentar el grosor y disminuir la constante dieléctrica. En estas condiciones aumenta el ancho de banda.

Por el contrario, para espesores pequeños o constantes dieléctricas elevadas se favorece el almacenamiento de energía en la cavidad, y el factor de calidad aumenta, disminuyendo el ancho de banda.

$$\frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f_0}$$

Polarización

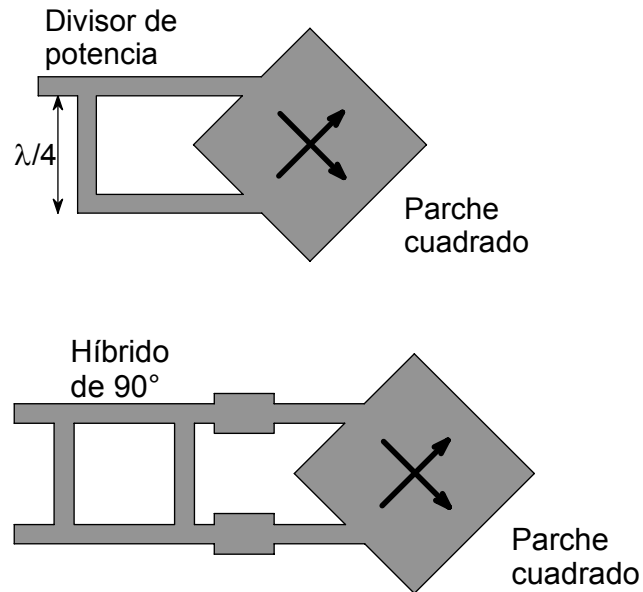
Las antenas en su modo fundamental equivalen a corrientes magnéticas con polarización lineal



Para conseguir polarización circular es necesario combinar un modo vertical y un modo horizontal en cuadratura.

$$\vec{E}(t) = \cos(\omega t)\hat{x} + \text{sen}(\omega t)\hat{y}$$

El desfase se puede conseguir mediante líneas de alimentación de distinta longitud o bien mediante circuitos híbridos que consiguen el mismo efecto.



Aplicaciones de las antenas de parche

Las antenas de parche se pueden utilizar en forma de agrupaciones, con alimentación serie o paralelo. En general el ancho de banda que se consigue es muy reducido, y las características de radiación son relativamente malas. Sus ventajas más importantes son su reducido peso y dimensiones y la facilidad de integrarlas con circuitos de microondas.