

Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip

José Luis Jiménez Martín, José María Rodríguez Martín y Vicente González Posadas.

26 Noviembre 2011

Este artículo describe someramente los principios de diseño y realización de una antena impresa en tecnología *microstrip*¹. Además se describirá el funcionamiento de un tipo de antena. Las citadas antenas son fáciles de implementar con materiales de bajo coste adquiribles en cualquier ferretería. Estas antenas presentan buenas características en adaptación en bandas no muy anchas y con diagramas de radiación estables en frecuencia, por contra el principal inconveniente que presenta la citada antena es una baja ganancia, aproximadamente en término medio de unos 6 dBi, aunque dependerá de la geometría, materiales utilizados y del conocimiento que sobre la misma tengamos. Este artículo incide sobre la relevancia de estas antenas y utilidad de las mismas.

Uno de los principios fundamentales en cualquier problema de ingeniería es la búsqueda de soluciones sencillas y económicas, y que no penalicen en exceso la idea o diseño deseado. Las antenas de parche son cada más frecuentes dado que los sistemas y servicios cada vez necesitan antenas con buenas propiedades de radiación, peso ligero y conformables a las estructuras a las que pretenden dar servicio. Este artículo describe estas antenas y debe abrir la mente aquellos neófitos que se enfrenten con el problema de construir o diseñar una antena, enuncia y describe una posible solución a la necesidad de tener antenas de bajo coste con prestaciones no exigentes en ganancia y diagramas de radiación por tanto no muy directivos. En una primera parte, se recuerda someramente los principios de funcionamiento de estas antenas, para pasar posteriormente a la descripción de los pasos necesarios para la construcción de parches que pueden utilizarse en las distintas aplicaciones.

Introducción

Las antenas *microstrip* datan de los años 50² aunque no recibieron gran atención hasta los años 70³. La investigación en el campo de las antenas *microstrip* vino motivada por la necesidad de antenas cada vez más ligeras y compactas para las nuevas aplicaciones operando en frecuencias de microondas que se iban desarrollando.

Estas premisas han dado lugar a que en la actualidad exista una actividad febril en este campo y, fruto de ello, las antenas *microstrip* aparecen en numerosas aplicaciones y en infinidad de libros, manuales y recopilaciones sobre antenas (aparte de las referencias anteriores

¹ A lo largo de todo el texto se emplea el término anglosajón “*microstrip*” o parche para hacer referencia a los elementos de microondas en tecnología *microstrip*.

² G. A. Deschamps. *Microstrip microwave antennas*. In *Third USAF Symposium on Antennas*, 1953

³ J. Q. Howell. *Microstrip antennas*. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, pages 177–180, Williamsburg, VA, December 1992. Institute of Electrical and Electronics Engineer (IEEE); and R. E. Munson. *Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays*. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 22(2):74–78, January 1974

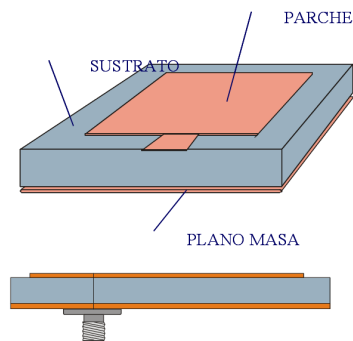


Figura 1: Antena microstrip de parche rectangular alimentada por línea microstrip

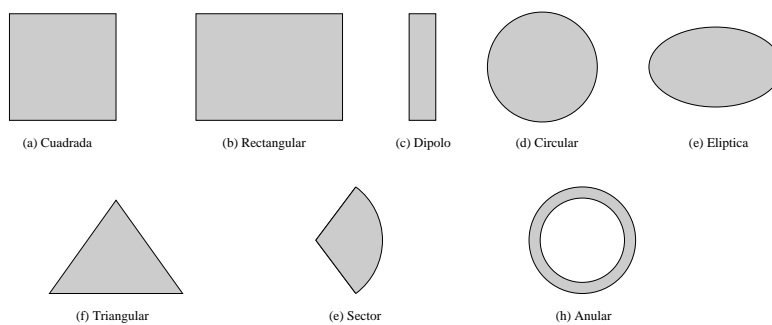


Figura 2: Ejemplos de diferentes geometrías para las antenas microstrip

cabría destacar como ejemplo de las mismas las citas ⁴ constituyen un buen ejemplo ⁵).

La configuración básica de una antena microstrip es una superficie metálica (denominada comúnmente parche) impresa sobre un sustrato dieléctrico de espesor muy pequeño en términos de longitudes de onda. La estructura se completa con un plano metálico en la parte posterior del sustrato dieléctrico. La Figura 1 muestra un ejemplo de antena microstrip. Aunque en la figura aparece un parche de geometría rectangular, existen parches de geometrías muy variadas: circular, triangular, anular, elíptica, etc. Véase la Figura 2.

Las principales ventajas de las antenas microstrip son su bajo peso y perfil, la posibilidad de realizar antenas conformes a superficies (ej. aplicaciones aeronáuticas), su facilidad de fabricación mediante las técnicas habituales de circuitos impresos, y la facilidad de integración en arrays así como con otros circuitos de microondas (incluyendo los dispositivos en tecnología monolítica—MMIC⁶—). Sin embargo, las antenas microstrip presentan varias desventajas inherentes a su configuración, destacando su baja eficiencia y el estrecho ancho de banda en frecuencia (en torno al 5 %-10 %). Otras desventajas de las antenas microstrip, al menos en su configuración básica, son

⁴ C. A. Balanis. *Antenna Theory. Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 1997; K. Chang. *Handbook of Microwave and Optical Components*, volume 1. Microwave Passive and Antenna Components. John Wiley & Sons, Inc., 1989; and D. M. Pozar and D. H. Schaubert. *Microstrip Antennas. The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. IEEE Press, 1995

⁵ Disponibles en la biblioteca de la EUITT de Madrid

⁶ Monolithic Microwave Integrated Circuits.

la baja pureza de polarización, las radiaciones espúreas debidas a la alimentación y los problemas debido a las tolerancias de sus componentes. Las investigaciones en los últimos años en el campo de las antenas microstrip se han centrado en paliar los inconvenientes mencionados anteriormente, lo que ha llevado consigo su utilización en un gran número de aplicaciones: recepción de señales de satélite (GPS, INTELSAT, etc), radares, sistemas de telemetría, biomedicina, comunicaciones móviles, etc.

Funcionamiento de la Antena de Parche Rectangular

En esta sección se describe el funcionamiento básico de las antenas microstrip como elemento radiante. Para ello, se elige como ejemplo de antena microstrip la antena de tipo parche rectangular y posteriormente se introducen las antenas con geometrías diferentes a la rectangular. Igualmente, se comentan los diversos métodos de análisis existentes para este tipo de antenas.

Considérese el parche rectangular de la Figura 1. El parche puede verse como una sección ancha de línea microstrip acabada en circuito abierto en ambos extremos. En definitiva, se trata de un circuito resonante a las frecuencias tales que la longitud b sea cercana a un múltiplo de media longitud de onda, es decir:

$$b \cong n \frac{\lambda_d}{2} \quad (1)$$

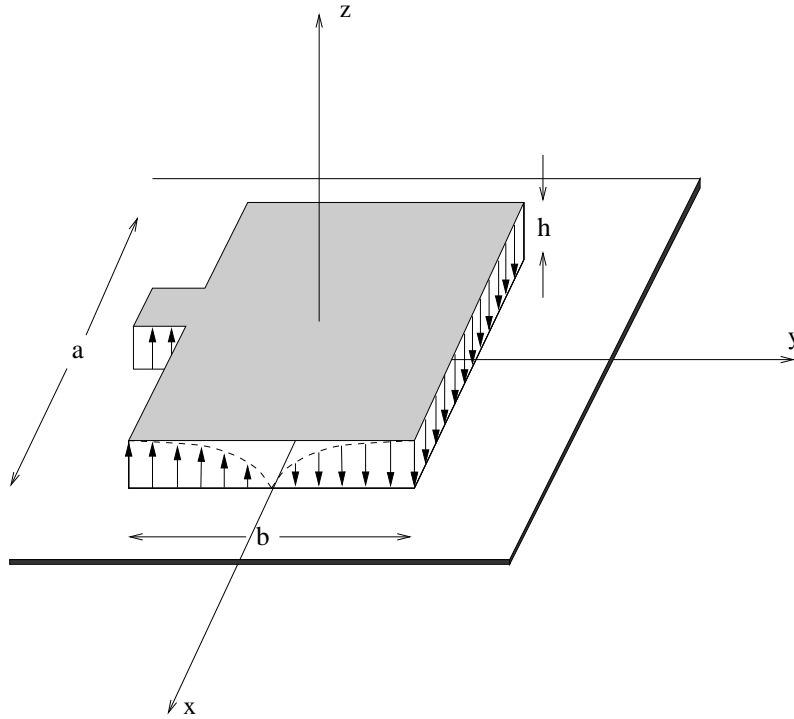
donde n es un número entero y λ_d denota la longitud de onda en el dieléctrico (de constante dieléctrica ϵ_r):

$$\lambda_d = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

c_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

La configuración del campo eléctrico en el parche correspondiente a la primera resonancia ($n = 1$) aparece reflejada en la Figura 3. La dirección del campo eléctrico es normal al parche y al plano metálico inferior del sustrato, al igual que sucede en una línea microstrip. En primera aproximación, el campo eléctrico en la dirección vertical (eje z) es constante. Dicha aproximación es tanto más válida cuanto más pequeño sea eléctricamente el espesor h del sustrato. La variación del campo eléctrico a lo largo de la dirección b del parche (eje y) es sinusoidal con máximos en valor absoluto en los extremos (circuitos abiertos) y un nulo en el centro. Nótese que el sentido del campo E_z es de signos contrarios en los extremos. Por otro lado, la variación del campo en la dirección a del parche (eje x) es nula.

Con las hipótesis anteriores, es fácil deducir que el campo magnético está orientado en la dirección a del parche (eje x) y que su

Figura 3: Campo eléctrico en una antena de parche rectangular ($n = 1$)

variación en la dirección b del parche (eje y) es sinusoidal con nulos en los extremos y un máximo en el centro. Al igual que sucedía con el campo eléctrico la variación del campo magnético en la dirección a (eje x) es nula.

En definitiva, en primera aproximación la configuración del campo en el parche se puede expresar de la forma siguiente:

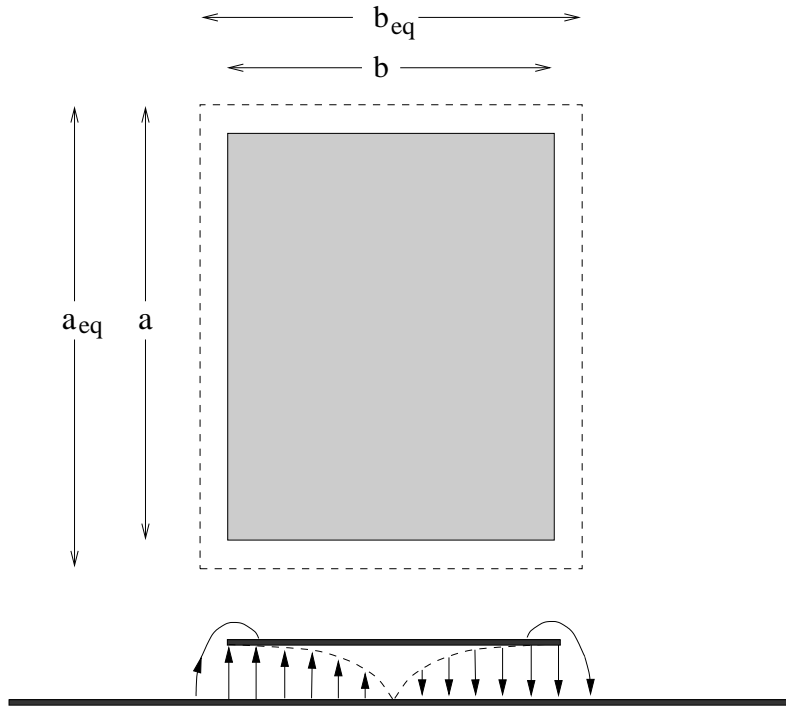
$$E = E_z \hat{z}; \quad |E_z| = E_0 \cos \frac{\pi(y + b/2)}{b} \quad (3)$$

$$H = H_x \hat{x}; \quad |H_x| = H_0 \sin \frac{\pi(y + b/2)}{b} \quad (4)$$

Conviene hacer notar que en la Figura 3 se ha dibujado el campo de forma que “termina” exactamente en los bordes del parche, es decir, que sólo existe campo debajo del parche. Esto no es rigurosamente cierto. Al igual que ocurre en una línea microstrip, existe campo (los denominados *fringing fields*) más allá de los límites marcados por la metalización impresa en el sustrato. Su efecto es un alargamiento efectivo de las dimensiones del parche, de modo que a todos los efectos el parche se puede considerar de dimensiones equivalentes a_{eq} ($a_{eq} \geq a$) y b_{eq} ($b_{eq} \geq b$) (véase la Figura 4).

De ahí que en la expresión (1) no aparezca el símbolo de igual sino de “aproximadamente igual” dado que b (la dimensión física) debe

Figura 4: Alargamiento efectivo de las dimensiones de un parche rectangular



elegirse ligeramente inferior a $\lambda_d/2$ (o un múltiplo de ésta) con objeto de tener en cuenta el alargamiento efectivo de las dimensiones del parche producido por el campo en los bordes de éste. La expresión (1) que determina la frecuencia de funcionamiento del parche puede reescribirse entonces de la forma siguiente:

$$b = q n \frac{\lambda_d}{2} \quad (5)$$

donde q es un número real menor que la unidad aunque próximo a ésta.

Una vez conocido el alargamiento efectivo $\Delta b = b_{eq} - b$, el cálculo del factor q es inmediato dado que $b_{eq} = n\lambda_d/2$. El alargamiento efectivo Δb puede calcularse de forma rigurosa mediante la resolución de las ecuaciones de Maxwell del problema o mediante aproximaciones como las empleadas habitualmente en la obtención de los parámetros de transmisión de las líneas microstrip.

Diagrama de Radiación

La pregunta que cabe hacerse a continuación es ¿cual es la expresión del campo radiado por la antena de parche?

Antes de abordar de forma más o menos rigurosa la cuestión del cálculo del diagrama de radiación haciendo uso de la teoría de antenas, conviene apuntar algunas ideas intuitivas sobre como radia el parche. Se ha mostrado como al excitar el parche, se consigue tener una cierta configuración de campo (la de la Figura 3) confinado entre dos conductores, los correspondientes al parche superior y al plano inferior. Por tanto, la radiación debe producirse forzosamente por los lados, dado que en las caras superior e inferior se tienen conductores. En este punto conviene recalcar que aunque la radiación se produce “por los lados” del parche, eso no significa que la radiación se produzca “hacia los lados”. Es decir, el máximo del diagrama de radiación no tiene por qué estar situado en direcciones coplanares al parche. De hecho, y como se muestra a continuación, el parche rectangular en su modo habitual de funcionamiento tiene el máximo del diagrama de radiación en la dirección *broadside* (eje z).

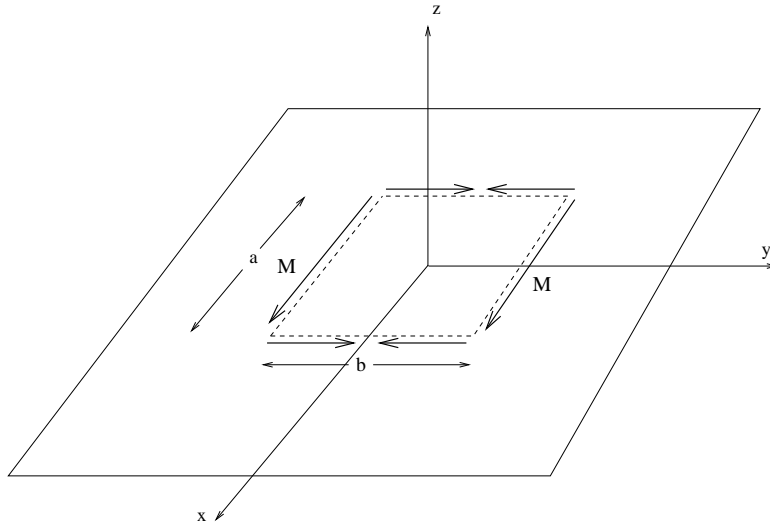
A la vista del campo presente en el parche se deduce que la contribución de todos los lados no va a ser igual. A lo largo de la dirección a del parche (eje x) el campo E_z es constante, mientras que a lo largo de la dirección b del parche (eje y) el campo E_z es antisimétrico respecto del centro. De esta modo, en campo lejano la radiación producida por una mitad del lado b tiende a compensarse con la producida por la otra mitad del lado. Por ello, en primera aproximación la radiación del parche viene dada exclusivamente por el campo presente en los dos lados de longitud a (orientados en la dirección del eje x).

A continuación se describe un procedimiento para la obtención del diagrama de radiación de las antenas de parche. Es sabido de teoría electromagnética que el campo radiado por una determinada estructura se puede obtener a partir de las componentes tangenciales de campo sobre una superficie arbitraria S que englobe a la estructura en cuestión⁷. Las componentes tangenciales de los campos eléctrico y magnético constituyen las denominadas fuentes equivalentes del problema: corrientes magnéticas en el caso del campo eléctrico ($M = E \times \hat{n}$) y corrientes eléctricas en el caso del campo magnético ($J = \hat{n} \times H$), donde \hat{n} se refiere al vector unitario normal a S (en dirección saliente). Una vez se tienen las corrientes J y M se calculan los potenciales vectores auxiliares A y F , y de éstos se obtienen las expresiones del campo lejano radiado por dichas fuentes. En el cálculo del campo radiado por las mencionadas fuentes el medio interior a la superficie S se puede elegir el vacío. Nótese entonces que si la superficie S se elige de forma que la región exterior sea el vacío, las fuentes equivalentes calculadas sobre S se encuentran radiando en el espacio libre, con lo que se simplifica enormemente el problema. El cálculo del campo radiado en el espacio libre por corrientes eléctricas y/o magnéticas es muy sencillo (véase cualquier libro de electromag-

⁷ Es el denominado Principio de Equivalencia. Véase cualquier libro de electromagnetismo, ej. .

C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, Inc., 1989; and R. F. Harrington. *Time Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, Inc., 1961

Figura 5: Distribución de corrientes magnéticas equivalentes en una antena de parche rectangular ($n = 1$)



netismo o teoría de antenas).

En nuestro caso, la estructura a estudio es la antena de parche rectangular de la Figura 3 y la superficie elegida para el análisis es justamente aquella que delimita a la zona de campo no nulo, es decir, aquella formada por los planos $z = 0^+$, $z = h^+$, $x = \pm a^+/2$, $y = \pm b^+/2$. Considerando los campos eléctrico y magnético dados por las expresiones (3) y (4), es fácil comprobar que la corriente eléctrica J es idénticamente nula en toda la superficie elegida, a la vez que la corriente magnética M es no nula sobre los laterales de S ($x = \pm a^+/2$, $y = \pm b^+/2$). En particular, M es constante (como lo es E_z) en los lados orientados en la dirección del eje x , mientras que varía de forma sinusoidal en los lados orientados en la dirección del eje y con distribución antisimétrica respecto de $y = 0$ (véase la Figura 5).

Como se comentó anteriormente, las contribuciones al campo radiado correspondientes a la distribución de M sobre $y = [-b/2, 0]$ y $y = [0, b/2]$ tiende a compensarse, de forma que el diagrama de radiación de la antena corresponde solamente al de los dos dipolos magnéticos paralelos separados la distancia b , tal y como se muestra en la Figura 6.

Nótese que el plano metálico inferior ("plano de masa") es externo a la superficie elegida por lo que las fuentes calculadas no radian en el espacio libre sino en la presencia de dicho plano de masa. Si el plano es suficientemente grande eléctricamente éste puede considerarse infinito y aplicar el teorema de las imágenes. De este modo, la presencia del plano de masa paralelo a los dipolos magnéticos

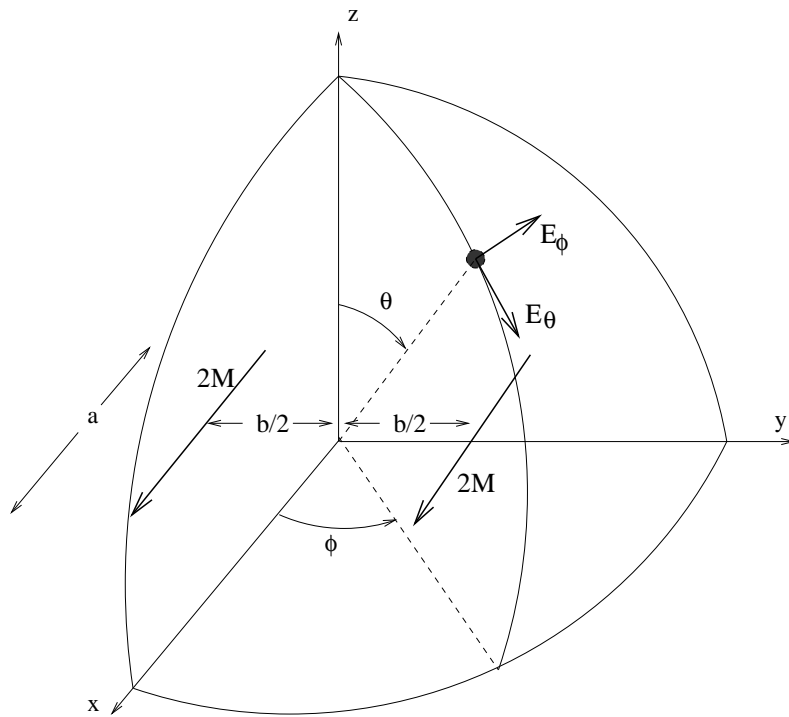


Figura 6: Representación de la antena de parche rectangular haciendo uso del teorema de las imágenes ($n = 1$)

se traduce en la multiplicación por 2 de los valores de la corriente magnética $M = E \times \hat{n}$. De ahí que aparezca el valor $2 \cdot M$ en la Figura 6. Este fenómeno es el dual del que ocurre en el caso de dipolos eléctricos orientados perpendiculares a un plano metálico infinito. Es importante no olvidar que el modelo de la Figura 6 sólo es válido para el campo radiado en la región $z \geq 0$ y que el campo radiado en $z < 0$ es nulo (debido al plano de masa). Las expresiones del campo lejano radiado por los dos dipolos magnéticos de la Figura 6

Sin embargo, no es necesario obtener las expresiones del campo lejano para poder extraer algunas conclusiones cualitativas sobre el diagrama de radiación del parche.

Los dos dipolos magnéticos de la Figura 6 constituyen un array de dos elementos donde el elemento radiante es el dipolo magnético (véase la Figura 7). Por tanto, el diagrama de radiación de los dos dipolos es la multiplicación del diagrama de radiación del dipolo magnético por el factor de array a lo largo del eje y correspondiente a elementos radiantes en $(0, -b/2, 0)$ y $(0, b/2, 0)$. Lo primero que se puede concluir es que la polarización es lineal y tal que el vector campo eléctrico está contenido en el plano $x = 0$ y el vector campo magnético está contenido en el plano $y = 0$. Es decir, $x = 0$ es el plano E y $y = 0$ es el plano H. En particular, justo en la dirección

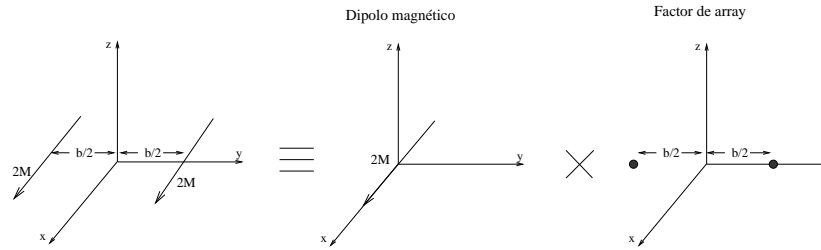


Figura 7: Equivalencia entre los dos dipolos magnéticos de la Figura 6 y un dipolo magnético centrado en el origen por el factor de array

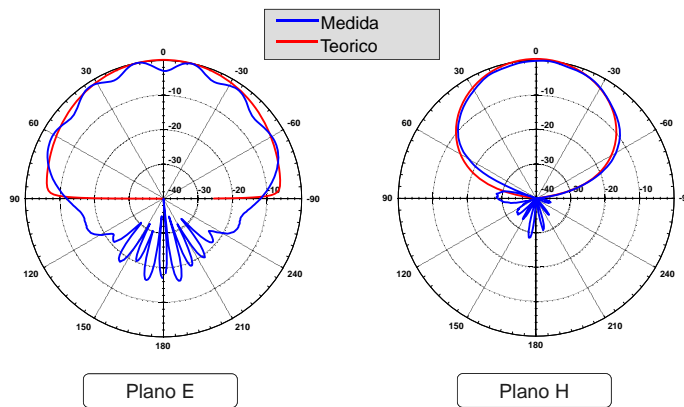


Figura 8: Diagramas de radiación del modo TM_{01}

perpendicular al parche (*broadside*) el campo eléctrico lejano está polarizado en la dirección \hat{y} y el magnético en la dirección $-\hat{x}$.

Dado que el array es lineal en la dirección del eje y , la variación espacial del campo en el plano $y = 0$ (plano H) se debe tan sólo al diagrama de radiación del dipolo magnético. Como es sabido, dentro del plano $y = 0$ (plano H) el módulo del campo de un dipolo magnético orientado en la dirección del eje x es máximo en $\theta = 0^\circ$ y nulo en $\theta = \pm 90^\circ$. En la Figura 8 (modo $(0,1)$) se puede observar el corte del diagrama de radiación correspondiente al plano H (plano X-Z) de una antena de parche rectangular típica.

Por otro lado, el módulo del campo del dipolo en el plano $x = 0$ (plano E) es constante. Sin embargo, en el caso de los dos dipolos existe variación del módulo del campo debido al factor de array. Es fácil ver en la Figura 6 que las contribuciones de los dos dipolos se suman coherentemente en *broadside* ($\theta = 0^\circ$) y, por tanto, se tiene un máximo del campo. A medida que nos alejamos de la dirección

broadside la diferencia de caminos (fases) entre el punto de observación y los dos dipolos hace que el campo total sea menor que el máximo obtenido en broadside. Nótese que la distancia eléctrica entre los dos dipolos es $\lambda_d/2$, que es menor o igual que $\leq \lambda_o/2$, por lo que el módulo del campo decrece monóticamente fuera del broadside hasta alcanzar las direcciones $\theta = \pm 90^\circ$ donde existe un mínimo. En el caso en que el sustrato dieléctrico sea el vacío ($\epsilon_r = 1$) la distancia entre los dos dipolos es $\lambda_o/2$ y las contribuciones de los dos dipolos en $\theta = \pm 90^\circ$ están en contrafase, con lo que el campo total es nulo. De este modo, a medida que el valor de la constante dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r) aumenta, el mínimo de campo que se produce en las direcciones $\theta = \pm 90^\circ$ es menos profundo. En la Figura 8 (modo (0,1)) se puede observar el corte del diagrama de radiación correspondiente al plano E (plano Y-Z) de una antena de parche rectangular típica.

Nótese que para ser consecuente con lo comentado anteriormente, las dimensiones que deberían aparecer en la Figura 6 y en las expresiones (3)–(4) son a_{eq} y a_{eq} , en vez de a y b . Sin embargo, a efectos del cálculo del diagrama de radiación la diferencia entre a_{eq} , b_{eq} y a , b es despreciable, a diferencia de lo que ocurría para el cálculo de la frecuencia de funcionamiento de la antena.

Nótese igualmente que la distribución de corrientes de la Figura 6 y su correspondiente diagrama de radiación corresponden al caso de $n = 1$ en (1), es decir, a frecuencias tales que b es aproximadamente $\lambda_d/2$ en términos de longitud eléctrica. Sin embargo, el parche puede funcionar como antena a otras frecuencias: aquellas a las que b sea $2\lambda_d/2$, $3\lambda_d/2$, etc. Sin embargo, es importante destacar que la distribución de campo en cada caso es diferente, por lo que la distribución de corrientes equivalentes y, por tanto, el diagrama de radiación de la antena será diferente en cada caso.

La directividad de la antena puede calcularse integrando numéricamente las expresiones de campo lejano. De esta manera se obtiene la potencia total radiada y, con ella, la intensidad de radiación correspondiente a la antena isotrópica equivalente. La directividad de la antena se calcula como el cociente entre el máximo de intensidad de radiación de la antena y la intensidad de radiación de la antena isotrópica equivalente.

En cualquier caso, a partir del diagrama de radiación es posible obtener algunas conclusiones sobre la directividad de la antena. En primer lugar, es fácil deducir que a medida que se incrementa la longitud a de las aristas no radiantes la directividad aumenta. Esto es consecuencia del aumento de la apertura de cada uno de los dipolos magnéticos que son responsables de la radiación del parche. En la práctica, a partir de relaciones “ancho/largo” mayores que

$a/b = 2$ la eficiencia de la apertura empieza a disminuir. Por otro lado, como sucede en un array, la directividad aumenta al aumentar la separación entre los elementos, que en este caso corresponde a la dimensión b . Nótese que el efecto de aumentar a se deja notar principalmente en el plano H, mientras que el efecto del incremento de la dimensión b lo hace en el plano E.

Conviene no olvidar que en el análisis del parche se ha considerado éste sobre un plano de masa infinito. Si el parche no es lo suficientemente grande en términos de longitudes de onda, la directividad de la antena disminuye como consecuencia de la potencia radiada en la región correspondiente al semiplano inferior ($90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$).

Es importante no confundir la directividad de una antena con su ganancia. Está última incluye las diversas pérdidas de la antena. La ganancia está relacionada con la directividad a través de la eficiencia de la antena, definida como el cociente entre la potencia radiada por la antena y la potencia que entra a la antena. En el caso de las antenas microstrip puede suceder por una deficiencia en el diseño que las pérdidas sean relativamente elevadas, por lo que la ganancia difiere de forma significativa de la directividad.

Alimentación. Impedancia de Entrada

Hasta ahora se había dado por supuesto que existía algún mecanismo de alimentación de forma que se excitaba una determinada configuración de campo en el parche. A partir de dicha configuración se ha razonado el funcionamiento del parche como antena. En esta sección se aborda la cuestión de la alimentación de la antena, es decir, de la excitación de una determinada configuración de campo en el parche.

Dado el carácter resonante del parche la excitación de campo en el parche tan sólo es posible en la cercanía de las frecuencias de resonancia de éste. O lo que es lo mismo, en las proximidades de la frecuencia de resonancia correspondiente el circuito equivalente del parche es el que aparece en la Figura 9, es decir, un circuito RLC sintonizado a la frecuencia de funcionamiento de la antena. De este modo, la impedancia de entrada es real solamente a las frecuencias de resonancia del parche. Fuera de dichas frecuencias la impedancia es compleja y, por tanto, el coeficiente de reflexión a la entrada del parche (referido a la impedancia característica de la línea de transmisión correspondiente) es muy alto, es decir, no se excita campo en el parche.

En este sentido se puede definir un ancho de banda de funcionamiento de la antena basado en un criterio de VSWR mínimo en la

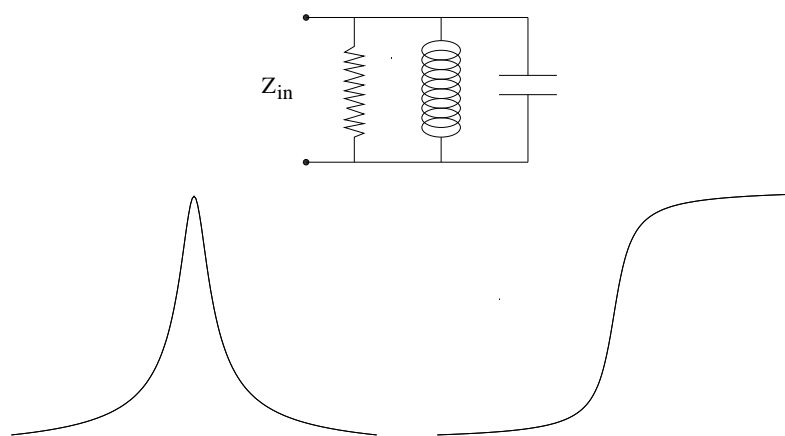


Figura 9: Circuito equivalente de antena microstrip válido en las cercanías de una de las frecuencias de funcionamiento del parche

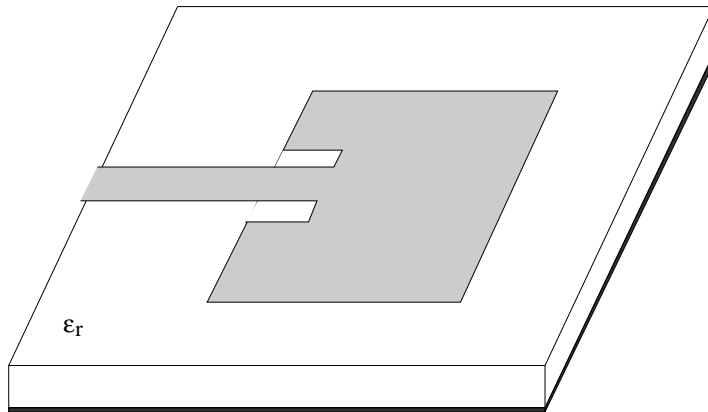
puerta de excitación de la antena. Es importante resaltar que este ancho de banda referido a la impedancia de entrada de la antena es comúnmente el factor que limita el ancho de banda de funcionamiento de las antenas microstrip. Así, el diagrama de radiación de la antena se conserva dentro de unos determinados criterios de funcionamiento en unos márgenes de frecuencia mayores que los correspondientes a criterios equivalentes de VSWR por parte de la impedancia de entrada. Lo mismo ocurre con otros parámetros de funcionamiento de la antena. Por tanto, mediante una simple adaptación de la impedancia de entrada de las antenas microstrip es posible aumentar el ancho de banda de funcionamiento de éstas. Como se verá posteriormente, en algunos casos la red de adaptación se puede integrar en la misma estructura empleada para alimentar la antena.

En la Figura 1 la antena microstrip era excitada mediante una línea microstrip impresa sobre el mismo sustrato que aloja al parche. Sin embargo, este tipo de alimentación no es ni mucho menos el único empleado. Por el contrario, existe una gran variedad de configuraciones posibles para alimentar las antenas microstrip. A continuación se describen algunas de ellas junto con las principales ventajas y desventajas que se derivan de su utilización.

Línea impresa en el plano del parche

La excitación mediante línea microstrip en una de las aristas del parche (como la de la Figura 1) tiene como ventaja su simplicidad, dado que el circuito de alimentación del parche y el propio parche se construyen en el mismo proceso. Sus inconvenientes son consecuencia justamente de residir el circuito de alimentación de la antena en el mismo plano y sustrato que la antena. Al residir la alimentación

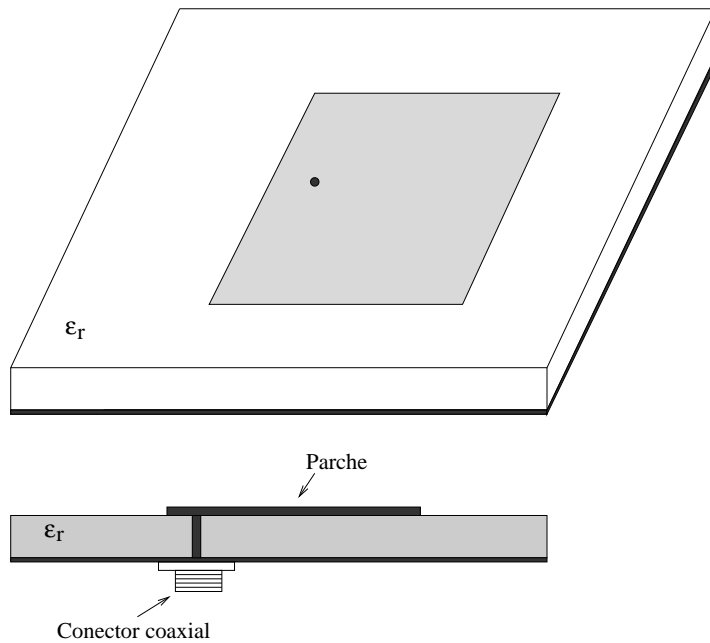
Figura 10: Alimentación mediante línea impresa en el plano del parche



en el mismo plano que el parche, ésta puede influir en el diagrama de radiación de la antena, sobre todo a frecuencias elevadas (en la banda de milimétricas). Por otro lado, al ser el sustrato el mismo para el circuito de alimentación y la antena, es necesario llegar a un compromiso en la elección del tipo y espesor del sustrato. Ello es debido a que las características que debe tener el sustrato para realizar la función de guiado (líneas de transmisión) son diferentes de las necesarias para realizar la función de radiación (antena). De hecho, las características son opuestas: para hacer una buena línea microstrip el sustrato debe ser de ϵ_r alta y de espesor pequeño a fin de concentrar los campos, mientras que en una antena se pretende justamente el efecto contrario y, por tanto, se requieren sustratos con ϵ_r baja y espesores mayores. Además el ancho de banda en frecuencia de las antenas microstrip con sustratos de ϵ_r bajas y espesores altos es mayor.

Como se explica posteriormente, la impedancia de entrada vista en el borde del parche es alta (del orden de unos pocos cientos de ohmios) y va decreciendo hasta ser nula en la mitad del parche ($y=0$). Si se excita en el borde del parche es necesario, por tanto, realizar una adaptación de impedancias, siendo habitual emplear un tramo de línea de un cuarto de longitud de onda. La otra posibilidad es hacer un “rebaje” en el parche de forma que no se excita en el borde del parche, sino en una región interior (véase la Figura 10) donde la impedancia es mas baja.

Figura 11: Alimentación mediante sonda coaxial



Sonda coaxial

Otra manera de excitar el parche es mediante sonda coaxial⁸ tal y como se muestra en la Figura 11. El conductor interior del coaxial atraviesa el substrato y se suelda al parche mientras el conductor exterior se suelda al plano de masa inferior. Como se observa en la mencionada figura, el circuito de alimentación se encuentra aislado del parche microstrip debido al plano metálico de masa. De este modo, no existen radiaciones espúreas debidas a la alimentación. Otra ventaja es que es una configuración fácil de analizar de forma teórica. Sin embargo, su fabricación es compleja (implica varios procesos) y poco fiable en grandes series (debido a las soldaduras). Por tanto, su utilización resulta inviable en el caso de arrays con un número elevado de elementos. Otra desventaja proviene de la generación de modos superiores en el parche, especialmente con substratos altos.

En esta configuración se obtienen fácilmente diferentes niveles de impedancia colocando la sonda en posiciones diferentes en el parche. La explicación es la siguiente. El acoplamiento de la sonda al parche es del tipo eléctrico, de modo que si se coloca la sonda en cualquiera de los extremos ($y = \pm b/2$) (donde el campo eléctrico es máximo) el nivel de impedancia obtenido es alto. Por el contrario, si se coloca la sonda en cualquier punto del eje $y = 0$ la impedancia

⁸ Este es el tipo de excitación que se empleará en la realización de la práctica.

es nula dado que el campo eléctrico es nulo en el centro del parche. La variación del acoplamiento eléctrico entre la sonda y el campo en el parche es del tipo sinusoidal, de manera que la impedancia de entrada varía como $R_T \cos^2(\pi(y + b/2)/b)$ donde R_T es el valor de impedancia máximo (que corresponde a la impedancia obtenida con la sonda en los extremos). En el modelo de cavidad R_T corresponde a la resistencia del circuito RLC (Figura 9) que representa a la antena. R_T depende de varios factores: dimensiones del parche, y espesor y tipo de sustrato. Valores típicos se encuentran en el intervalo de $100\Omega - 300\Omega$.

Es importante resaltar que en el eje $y = 0$ el campo en el parche microstrip es nulo pero referido al modo concreto de funcionamiento visto aquí, es decir, variación en la dirección del eje y y $n = 1$. La configuración de campo de otros modos no tiene en general un nulo en $y = 0$. Por tanto, la colocación de la sonda en un punto del eje $y = 0$ (por ejemplo $(a/3, 0)$), aunque no excita a la antena en el modo de funcionamiento que se ha descrito en detalle aquí, puede hacerlo en algún otro.

En particular, si el parche es cuadrado ($a = b$), existe un modo asociado a la variación de campo en la dirección del eje x de media longitud de onda ($n = 1$) que tiene exactamente la misma frecuencia de resonancia que el modo que aparece en la Figura 3. Si, por ejemplo, la sonda se colocara en $(a/3, 0)$ no se excitaría el modo con variación en la dirección del eje y visto hasta ahora; sin embargo, se excitaría el modo ortogonal (con variación en la dirección del eje x) y, en consecuencia, el parche radiaría. La polarización de la antena funcionando con este modo es igualmente lineal pero en la dirección ortogonal (dirección \hat{x} en broadside).

Este efecto se emplea para diseñar antenas microstrip de polarización circular. En dichos diseños se excitan los dos modos ortogonales del parche (el de variación en x y el de variación en y) simultáneamente en cuadratura. Los 90° de desfase se obtienen de diversas formas. Una de ellas consiste en el uso de dos alimentaciones ortogonales y un híbrido de 3dB y 90° .

También es posible obtener los dos modos en cuadratura mediante una única sonda en la diagonal del parche perturbando ligeramente la geometría de éste. En estos casos el ancho de banda de funcionamiento de la antena viene limitado por la relación axial. La relación axial obtenida en el primer caso (dos alimentaciones e híbrido) es mejor que en el segundo caso con una única sonda.

Línea impresa en plano inferior al del parche

Como se comentó anteriormente, el ancho de banda y eficiencia de las antenas microstrip aumenta con el espesor del sustrato. Sin embargo, a medida que se aumenta el espesor del sustrato aparecen efectos indeseados. Además de las cada vez mayor generación de ondas de superficie⁹ que interfieren en el diagrama de radiación de la antena y degradan la eficiencia de la antena, se produce un deterioro del diagrama de radiación debido a la radiación espúrea causada por los circuitos de alimentación de la antena. En el caso del empleo de sonda coaxial la alimentación de la antena no interfiere en el diagrama de radiación de ésta debido al aislamiento producido por el plano de masa. Sin embargo, al aumentar el espesor del sustrato la generación de modos superiores en el parche empieza a ser importante. Además, la inductancia de la sonda aumenta igualmente con el espesor del sustrato lo que degrada la adaptación de la impedancia de entrada.

⁹ Las ondas de superficie (*surface waves* en la terminología anglosajona) son soluciones de las ecuaciones de Maxwell asociadas a la interface entre dos medios. En el caso de las antenas microstrip las ondas de superficie van asociadas a la interface dieléctrico-aire.

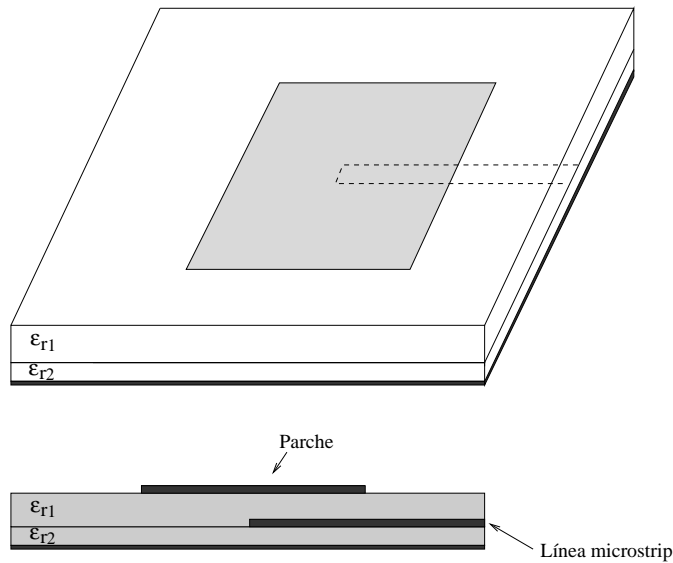
Con objeto de mitigar estos efectos se han desarrollado otros tipos de alimentaciones de antenas microstrip basados en acoplamiento electromagnético (entre la línea de alimentación y el parche). Además, este tipo de alimentaciones cuenta con grados de libertad adicionales en su diseño lo que permite sintetizar redes de adaptación integradas *in situ* en el circuito de alimentación de la antena. De este modo, se aumenta el ancho de banda de funcionamiento de la antena (anchos de banda de hasta el 10 %-15 %).

Una configuración que hace uso del acoplamiento electromagnético consiste en la excitación del parche mediante una línea microstrip impresa en un nivel inferior al del parche, de modo que el plano conductor inferior actúa de plano de masa para la línea y el parche (véase la Figura 12). El acoplamiento entre la línea y el parche es del tipo eléctrico. La ventaja de este tipo de alimentación es que el sustrato correspondiente a la línea puede hacerse de espesor pequeño sin perjudicar las características de la antena dado que el sustrato entre la línea y el parche puede ser de un espesor mayor. Como desventajas cabe citar la dificultad de integración de elementos activos y la escasa disipación de calor de la estructura.

Apertura en plano de masa

Otra alimentación mediante acoplamiento electromagnético es la excitación del parche a través de una apertura en el plano de masa (véase la Figura 13). En esta configuración, a diferencia de la anterior, la alimentación se encuentra en un sustrato diferente del empleado para el parche, y aislado de éste mediante el plano conductor que sirve de plano de masa para la antena. De este modo, los elementos

Figura 12: Alimentación mediante línea impresa en plano inferior al del parche



activos se pueden integrar fácilmente con la circuitería de alimentación sin deteriorar el diagrama de radiación de la antena y con una buena disipación del calor. Esta configuración permite emplear un sustrato delgado de ϵ_r alto para la alimentación y un sustrato de espesor alto y ϵ_r bajo para el parche. Como inconveniente cabe citar la posibilidad de que se produzca radiación espúrea en la dirección $\theta = 180^\circ$ a través de la apertura practicada en el plano de masa.

Antenas de Parche con Geometrías Diferente de la Rectangular. Modelo de Cavidad

Aunque hasta ahora la descripción del funcionamiento de las antenas microstrip se ha centrado en el caso particular de antenas de geometría rectangular. De este modo, el funcionamiento de las antenas microstrip se ha descrito en base al modelo de línea de transmisión, es decir, la antena como un tramo de línea microstrip acabada en ambos extremos en sendos circuitos abiertos. Sin embargo, existen antenas de geometrías muy variadas: circular, triangular, anular, elíptica, etc. Véase la Figura 14.

En estos casos el modelo de línea de transmisión no es válido y es preciso recurrir a otros modelos de análisis. Uno de estos modelos es el denominado modelo de cavidad, en el que la distribución de campo en la antena se obtiene considerando a ésta como una ca-

Figura 13: Alimentación mediante apertura en el plano de masa

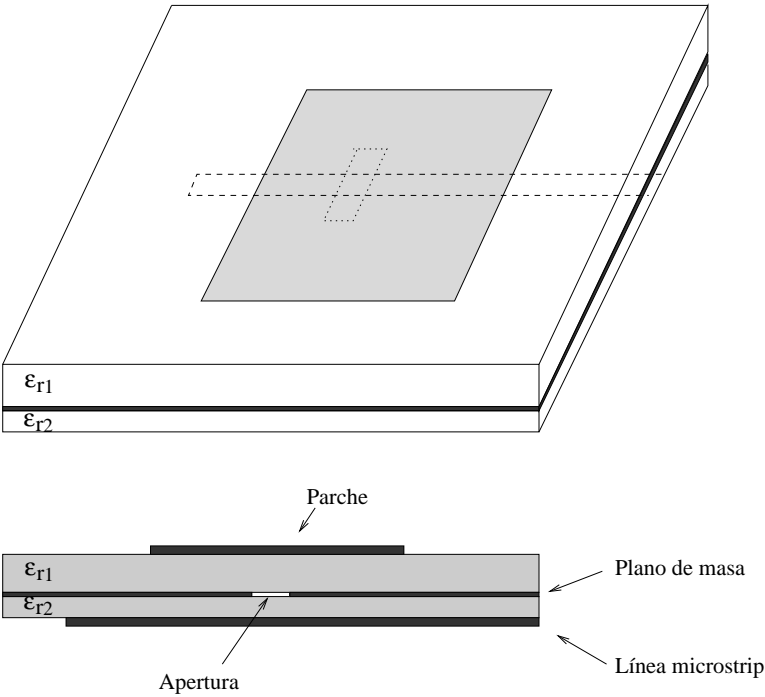
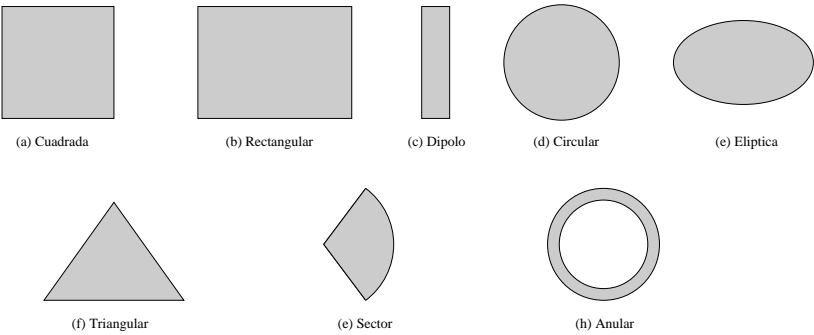


Figura 14: Ejemplos de diferentes geometrías para las antenas microstrip



vidad, es decir, las posibles configuraciones de campo en la antena corresponden con las de los modos de dicha cavidad.

Nótese que, en definitiva, es lo que se hizo en el caso del parche rectangular: la cavidad en este caso venía delimitada verticalmente por los dos planos metálicos (paredes eléctricas) y horizontalmente por los circuitos abiertos (paredes magnéticas). En el caso de antenas con otras geometrías, el parche se analiza igualmente como una cavidad delimitada verticalmente por paredes eléctricas y horizontalmente por paredes magnéticas. La única diferencia es que ahora la forma de la cavidad no es rectangular sino circular, elíptica, etc.

En el caso de cavidades con dimensión vertical muy pequeña (como es el caso de las antenas microstrip que nos ocupan) la variación del campo (eléctrico y magnético) en el sentido vertical es nula: $\partial/\partial z = 0$. De este modo, el campo eléctrico vertical E_z es constante y el campo magnético vertical H_z es nulo. Nótese que H_z no puede ser constante debido a que debe ser nulo en $z = 0$ y $z = h$ (planos conductores). Es decir, los modos son modos TM respecto de la dirección vertical, TM_z . Igualmente, y como consecuencia de las ecuaciones de Maxwell, es fácil mostrar que el campo eléctrico transversal E_t (plano xy) es nulo. En resumen las únicas componentes no nulas son E_z y H_t . La obtención de los modos TM (frecuencia de resonancia y configuración de campo) de la cavidad puede hacerse de forma analítica en el caso de algunas geometrías (circular, anular, etc) o mediante métodos numéricos en el caso general.

En el caso rectangular, la notación empleada para los modos es TM_{mn} , donde m y n se refieren al número de medias longitudes de onda en las direcciones de los ejes x e y , respectivamente. La Figura 15 muestra los primeros modos del parche rectangular y un esquema de los diagramas de radiación correspondientes. El modo que se ha considerado en la descripción anterior del funcionamiento del parche rectangular es el primero: $(0, 1)$, es decir, variación nula en la dirección del eje x y “una” variación (media longitud de onda) en la dirección del eje y .

La frecuencia de resonancia correspondiente al modo (m, n) es:

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eq}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eq}}\right)^2} \quad (6)$$

donde se ha tenido en cuenta el efecto del alargamiento efectivo de las dimensiones del parche a través del empleo de a_{eq} y b_{eq} en sustitución de a y b .

La forma del campo viene dada por las expresiones siguientes:

$$|E_z| = E_o \cos \frac{m\pi(x + a_{eq}/2)}{a_{eq}} \cos \frac{n\pi(y + b_{eq}/2)}{b_{eq}} \quad (7)$$

$$|H_x| = H_o \sin \frac{m\pi(x + a_{eq}/2)}{a_{eq}} \sin \frac{n\pi(y + b_{eq}/2)}{b_{eq}} \quad (8)$$

Como ejemplo de antena con geometría diferente de la rectangular, considérese una antena de parche circular de radio a (Figura 16). Los modos de la cavidad formada por el parche circular se denotan como modos TM_{nm} , donde n y m se refieren aquí a la variación azimutal y radial, respectivamente:

$$|E_z| = E_o J_n(k_d \rho) \cos n\phi \quad (9)$$

$$|H_\rho| = H_{o\rho} J_n(k_d \rho) \sin n\phi \quad (10)$$

$$|H_\phi| = H_{o\phi} J'_n(k_d \rho) \cos n\phi \quad (11)$$

En las expresiones anteriores k_d denota el número de onda en el dieléctrico ($k_d = k_o \sqrt{\epsilon_r}$), J_n es la función de Bessel de primer tipo y orden n , y J'_n su primera derivada. El parche se considera situado sobre el plano $x - y$ y centrado en el origen. ρ, ϕ, z constituyen un sistema de coordenadas cilíndricas.

En las expresiones anteriores el parche se ha considerado alimentado en un punto del eje x , es decir, en $\phi = 0$. De esta forma se ha podido escribir la variación con ϕ como $\cos n\phi$. Si se hubiera elegido un punto correspondiente a $\phi = \phi_o$ la variación con ϕ sería de la forma $\cos n(\phi - \phi_o)$. Nótese que, dada la simetría de revolución del parche (todos los ϕ 's son iguales), es preciso determinar de algún modo la "orientación" de los campos dentro del parche. Y esta condición viene dada por el punto de alimentación que corresponde a un ángulo donde la función coseno es la unidad.

La condición de pared magnética (circuito abierto) en $\rho = a$ implica el cumplimiento de $J'_n(k_d a) = 0$, es decir, $k_d a$ debe ser una raíz de la derivada primera de la función de Bessel de orden n . El índice m se emplea para numerar las raíces de J'_n . De este modo, la frecuencia de resonancia correspondiente al modo $TM_{n,m}$ es:

$$f_{nm} = \frac{c_o}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\chi_{nm}}{a_{eq}} \quad (12)$$

donde χ_{nm} se refiere a las sucesivas raíces de J'_n (véase la Tabla 1).

Nótese que de forma análoga a como se hizo con el parche rectangular, en el cálculo de las frecuencias de resonancia se ha considerado un radio equivalente a_{eq} mayor que el radio físico del parche a para tener en cuenta el alargamiento efectivo del parche debido a la existencia de campo más allá del borde de éste.

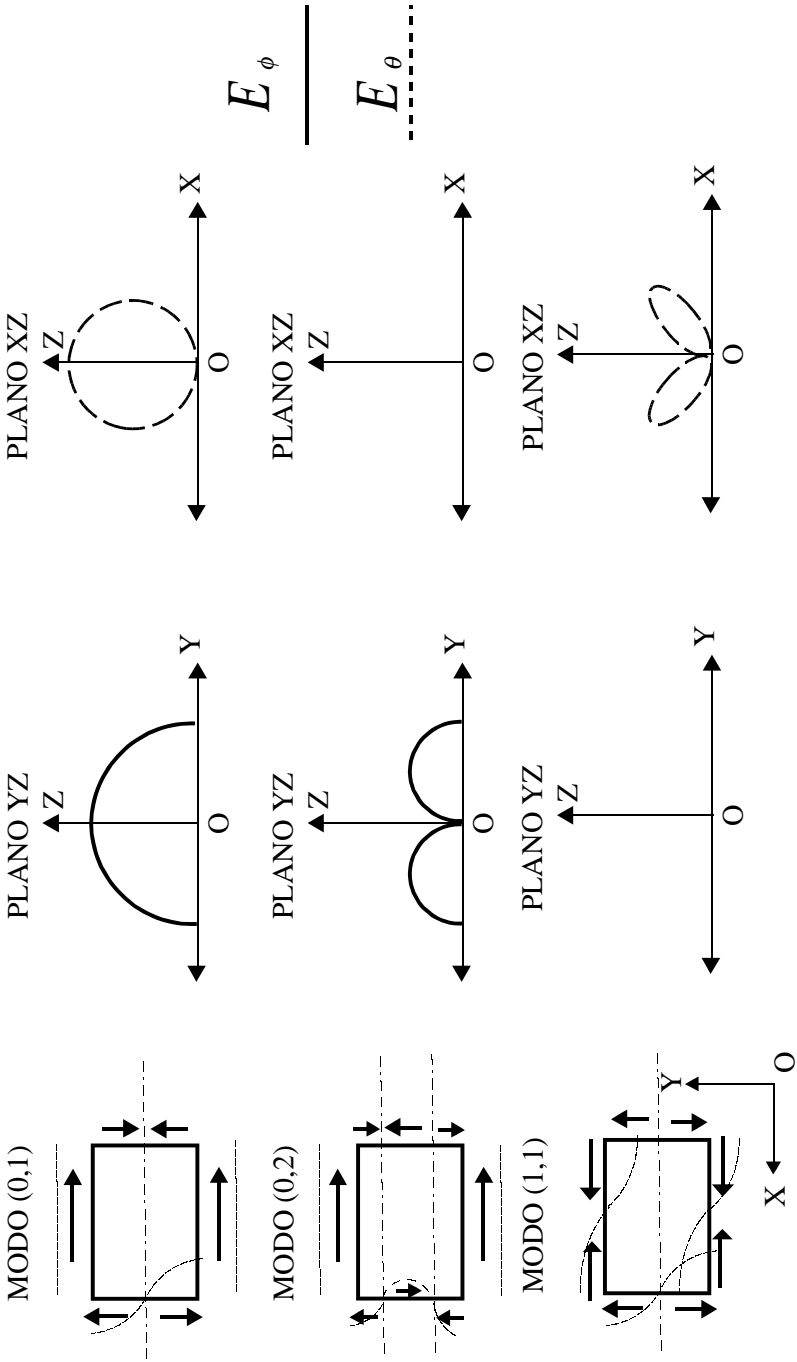
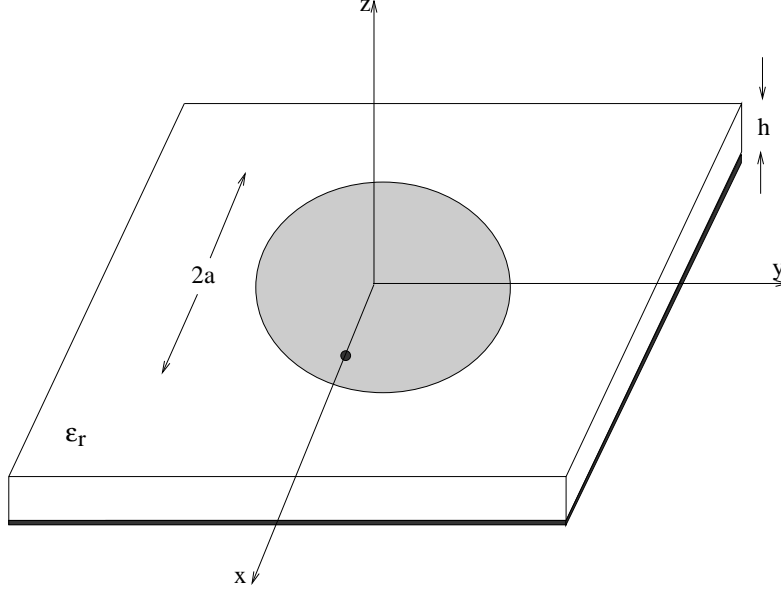


Figura 15: Distribución de corrientes magnéticas en el borde del parche rectangular y los diagramas de radiación correspondientes

Figura 16: Antena microstrip de parche circular



	1	2	3
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.969
3	4.201	8.015	11.346

Tabla 1: Valores de χ_{nm} tales que $J'_n(\chi_{nm}) = 0$.

Como se explicó anteriormente, cada modo (configuración de campo) lleva asociado un diagrama de radiación diferente. En la Figura 17 se muestran los primeros modos del parche circular y un esquema de los diagramas de radiación correspondientes.

Es importante resaltar que el modelo de cavidad (e igualmente el de línea de transmisión) no tiene en cuenta la radiación producida en la antena dado que una cavidad por definición no deja escapar energía. Nótese que en ambos modelos se supone que el campo es nulo fuera del parche cuando evidentemente no lo es (si lo fuera, la antena no radiaría). Los modelos de línea de transmisión y cavidad son, por tanto modelos aproximados que sirven para calcular una configuración de campo que es cercana a la que existe en la realidad. Como se vio anteriormente, esta configuración de campo, aunque aproximada, permite calcular con una precisión razonable algunos parámetros de la antena como el diagrama de radiación y obtener conclusiones (cualitativas, al menos) sobre la alimentación de la antena. Si se desea resolver el problema sin aproximaciones es preciso resolver

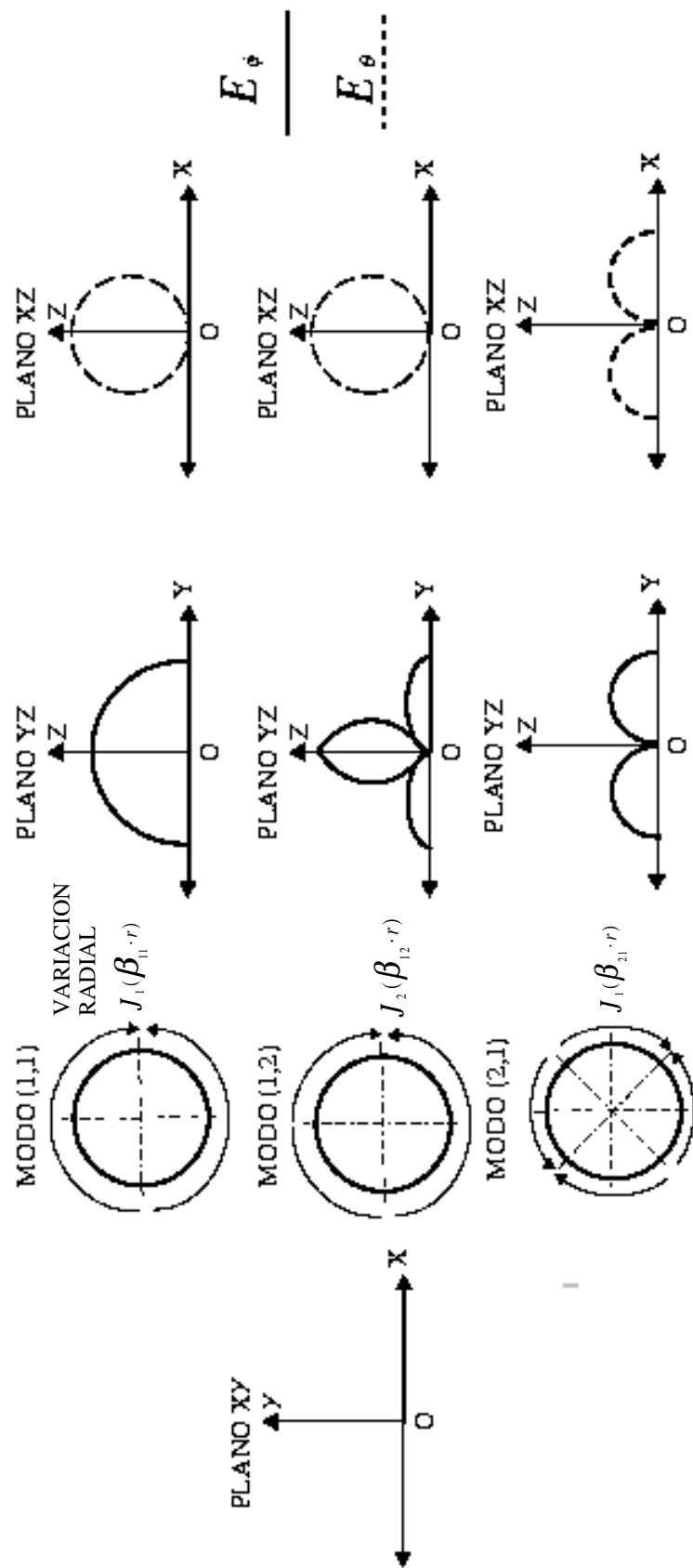


Figura 17: Distribución de corrientes magnéticas en el borde del parche circular y los diagramas de radiación correspondientes

las ecuaciones de Maxwell correspondientes a la antena radiando en el espacio libre. Para ello se recurre habitualmente a métodos numéricos del tipo del método de los elementos finitos, método de los momentos, método de las diferencias finitas, etc. De este modo se pueden analizar los acoplos entre antenas (de aplicación en arrays), caracterizar de forma rigurosa la impedancia de entrada de antenas con configuraciones de alimentación complejas, etc. Sin embargo, en muchas aplicaciones el modelo de cavidad se muestra suficiente para el diseño de antenas sencillas.

Diseño de una Antena de Parche Rectangular Alimentada por Sonda Coaxial

En las secciones anteriores se ha descrito el funcionamiento de las antenas microstrip de una forma general y, sobre todo, cualitativa. En esta sección, por el contrario, se proporciona información cuantitativa para el correcto diseño de una antena concreta: la antena de parche rectangular excitada mediante sonda coaxial operando en el modo TM_{01} . El diseño comprende varias fases.

Elección del substrato

Como se ha visto anteriormente, conviene que el substrato dieléctrico elegido para alojar el parche sea de constante dieléctrica relativa ϵ_r baja a efectos del ancho de banda, y también la eficiencia, de la antena (véase la Figura 18). En la sección se puso de manifiesto como en algunos tipos de alimentación, el substrato empleado en el parche aloja igualmente a las líneas de transmisión que alimentan el parche. En estos casos no es posible elegir un substrato de ϵ_r tan baja como sería deseable. En nuestro caso, la alimentación mediante sonda coaxial no tiene esta desventaja, por lo que se pueden elegir substratos con constantes dieléctricas relativas bajas (en el intervalo $\epsilon_r = 1 - 3$).

Otras característica importante del material empleado como substrato es la tangente de pérdidas $\tan \delta$ que convendrá que sea lo más pequeña posible (del orden de 10^{-4}). Igualmente importantes son las tolerancias de la constante dieléctrica y la estabilidad en temperatura. Nótese que la frecuencia de funcionamiento de la antena viene fijada por ϵ_r y las dimensiones del parche de modo que un pequeño cambio de éstas afecta grandemente a la frecuencia de resonancia. En particular, se tiene que:

$$\frac{\delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \quad \frac{\delta f}{f} = -\frac{\delta b}{b} = -\alpha_T \delta T \quad (13)$$

donde α_T denota el coeficiente de expansión térmica.

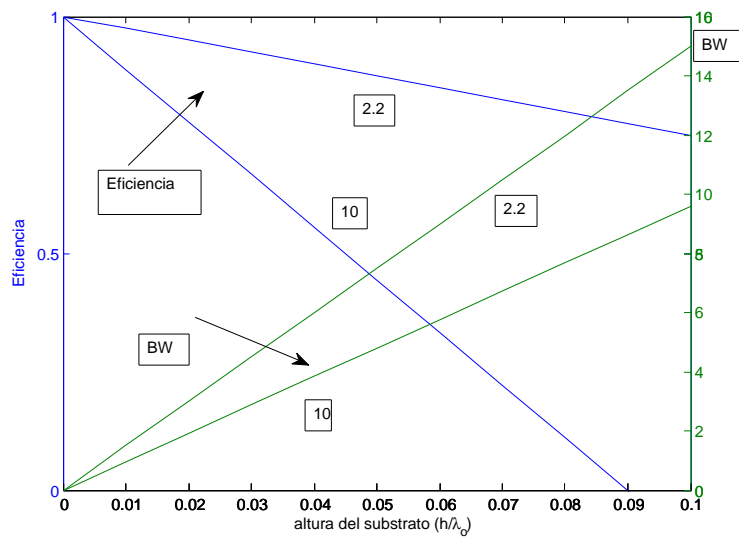


Figura 18: Ejemplo de eficiencia y ancho de banda para antena de parche rectangular

A efectos del ancho de banda de la antena, el espesor del sustrato debe ser alto (véase la Figura 18). Sin embargo, a partir de ciertos valores, las pérdidas debido a las ondas de superficie degradan la eficiencia de la antena. En la Figura 19 se pueden observar las diferentes contribuciones a las pérdidas de la antena (las correspondientes al dieléctrico, a las metalizaciones, y a las ondas de superficie). De la observación de la mencionada figura se deduce que una buena elección de la altura del sustrato se encuentra alrededor de valores 0.02 veces la longitud de onda en el vacío. Como ejemplo, a $f=1.575$ GHz 0.02 veces la longitud de onda en el vacío corresponden a 3.8mm.

Es importante no olvidar que en el análisis que se ha hecho del parche se ha presupuesto que el espesor del sustrato era lo suficientemente pequeño como para considerar que no existía variación del campo en la dirección vertical. Si no es así, el análisis se complica y aparecen algunos efectos que han de tenerse en cuenta en el diseño. Sin embargo, el funcionamiento de la antena es básicamente el mismo que el visto aquí.

Elección de las dimensiones del parche

Como se vio en la sección , la “longitud” del parche, b , se elige (para el caso del modo TM_{01}) de forma que corresponda aproximadamente a $\lambda_d/2$ a la frecuencia de funcionamiento de la antena. Debido al efecto de los *fringing fields* la longitud física b se elige un poco más

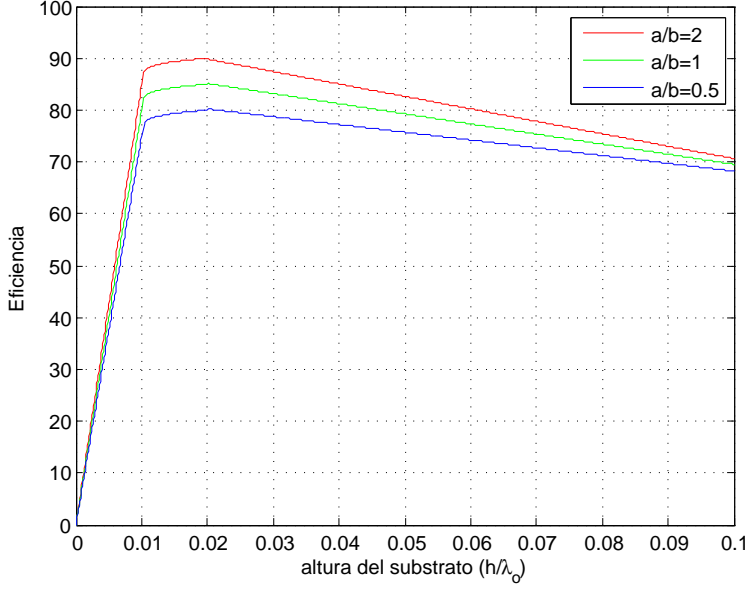


Figura 19: Diferentes contribuciones a las pérdidas de una antena de parche

pequeña de $\lambda_d/2$ (véase (5)), de manera que $b + \Delta b = \lambda_d/2$, es decir:

$$b + \Delta b = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

$b + \Delta b$ es lo que se ha denominado b_{eq} a lo largo del texto.

El alargamiento Δb se puede calcular haciendo uso de la aproximación siguiente:

$$\frac{\Delta b/2}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3)(a/h + 0,264)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)(a/h + 0,8)} \quad (15)$$

donde ϵ_{reff} se refiere a la constante dieléctrica efectiva que puede aproximarse como sigue:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{a}{h} \right]^{-1/2} \quad (16)$$

De este modo, (14), junto con (15), permite obtener b a partir de un sustrato dado. Nótese que en las expresiones anteriores aparece a , es decir, la “anchura” del parche. La elección de a depende de varios factores. Por ejemplo, en el caso de antenas con polarización circular a se elige igual a b , o muy próximo a éste. En el caso de polarización lineal, a se elige teniendo en cuenta su influencia en el diagrama de radiación y la directividad de la antena (véase la sección). Es corriente elegir valores de a de forma que la relación de aspecto a/b se encuentre en el intervalo $1/2 \leq a/b \leq 2$. Un valor de a que da lugar a una buena eficiencia de radiación¹⁰ es:

¹⁰ I. J. Bahl and P. Bhartia. *Microstrip Antennas*. Artech House, 1980

$$a = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (17)$$

Una vez fijado a , se puede calcular el alargamiento Δb mediante (15) que, sustituido en (14), proporciona el valor buscado de b . En el caso que a venga dado como una relación fija de a/b (por ejemplo, $a/b=1$ en algunas antenas de polarización circular) las expresiones para el alargamiento Δb o la ϵ_{reff} quedan en función de b , que es justamente la magnitud que se desea calcular, es decir, (14) y (15) forman un sistema de ecuaciones trascendente. En estos casos, hay que realizar un proceso iterativo para la obtención de b . Se parte de un valor inicial de b , $b=\lambda_d/2$, que tras ser sustituido en (15) permite obtener Δb . A partir de Δb se calcula un nuevo b haciendo uso de (14) y el proceso continúa hasta que los valores de b y Δb convergen. La convergencia es muy rápida dado que Δb es pequeño en comparación con b .

El error cometido en la aproximación de las dimensiones haciendo uso del procedimiento anterior es del orden del 1 %, lo que repercute directamente (véase (13)) en el error en frecuencia. Como ejemplo, el error cometido en la banda L es del orden de 10 MHz. Si se construye el parche, se mide la frecuencia de resonancia y no resulta idéntica a la esperada, es posible calcular el parámetro q de (5) y con éste unas nuevas dimensiones del parche, que esta vez darán un error en frecuencia mucho menor que el anterior.

- Ejemplo: $f=1.575$ GHz, substrato *CuClad 2.17* ($\epsilon_r=2.17$), $h=3.048$ mm, $a/b=1$.

Eligiendo $b = c / (2f \sqrt{\epsilon_r}) = 64,652$ mm en (15) se obtiene $\Delta b=3.2122$ mm. Sustituyendo $\Delta b=3.2122$ mm en (14), $b=61.439$ mm, lo que a su vez proporciona un valor de $\Delta b=3.2102$ mm y $b=61.442$ mm. El proceso converge en la tercera iteración (con precisión de la milésima de milímetro) a los valores anteriores.

Imagínese que se construye el parche y la frecuencia de resonancia medida resulta ser 1.585 GHz, en vez de 1.575 GHz. Despejando q de (5) con $\lambda_d(f=1.585$ GHz) y $b=61.442$ mm, se obtiene $q=0.95638$. Por tanto, para que la antena funcione a 1.575 GHz, $b=0.95638\lambda_d(f=1.575$ GHz)/2=61.832mm.

Elección del punto de excitación

Por último, falta decidir la posición de la sonda coaxial en el parche. Como se vio en la sección , la antena, a efectos de su impedancia de entrada, se comporta como un circuito resonante (véase la Figura 9). Por tanto, a las frecuencias de funcionamiento de la antena

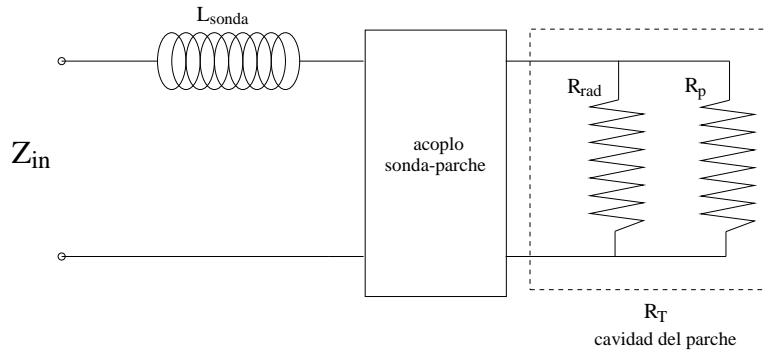


Figura 20: Circuito equivalente de la antena microstrip en las frecuencias de funcionamiento del parche

(frecuencias de resonancia) la impedancia de entrada es real. En el caso de que la antena no tuviera pérdidas (pérdidas disipativas debido a los conductores y al dieléctrico) la impedancia real correspondería exclusivamente a la denominada resistencia de radiación R_{rad} . Si se incluyen las pérdidas la impedancia real de la antena corresponde no sólo a la resistencia de radiación R_{rad} , sino también a una resistencia de pérdidas R_p , tal y como se muestra en la Figura 20. Por tanto, la resistencia total de la cavidad es el paralelo de R_{rad} y R_p , magnitud que denominaremos R_T . En la Figura 20 aparece igualmente una inductancia en serie con el circuito equivalente del parche propiamente dicho. Dicha inductancia corresponde al efecto de la longitud de la sonda coaxial y que, por tanto, es despreciable en el caso de substratos de espesor pequeño.

Volviendo al tema del cálculo de la impedancia de entrada de la antena, es importante resaltar que la impedancia de entrada vista desde el coaxial no es directamente R_T . Al igual que ocurre en cualquier cavidad resonante la impedancia de entrada depende del acoplamiento de la línea de transmisión (en nuestro caso, el coaxial) y la cavidad.

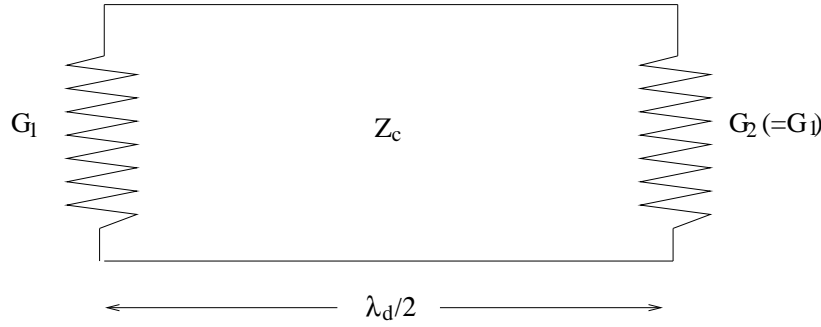
En la sección se vio como el acoplamiento entre la sonda y la cavidad depende de la posición de la sonda coaxial en el parche, siendo máximo en los extremos ($y = \pm b/2$) y nulo en el centro ($y = 0$). La variación de la impedancia de entrada del parche R_{in} con la posición de la sonda es de la forma siguiente:

$$R_{in} = R_T \cos^2(\pi(y + b/2)/b) \quad (18)$$

Nótese cómo se ha despreciado la contribución de la inductancia de la sonda a la impedancia de entrada de la antena. En el caso de substratos altos habría que añadir la impedancia correspondiente a la inductancia de la sonda a la impedancia de entrada de la antena.

El diseño se reduce a elegir la posición en el eje y tal que la re-

Figura 21: Modelo de línea de transmisión del parche



sistencia de entrada R_{in} de (18) corresponda al valor deseado. La posición de la sonda en el eje x se elige en el centro ($x=0$), es decir, la sonda se sitúa en un punto del eje y . De este modo, se reduce la generación de modos superiores en el parche. Para poder elegir la posición y es preciso conocer antes el valor de R_T , es decir, el valor de la resistencia de radiación R_{rad} y las pérdidas (representadas por la resistencia de pérdidas R_p).

La resistencia de radiación se define de forma que la potencia disipada en ella corresponda a la potencia radiada por la antena:

$$\frac{1}{2} \frac{V^2}{R_{rad}} = P_{rad}; \quad \text{donde } V = |E_z|h \quad (19)$$

Por tanto, es inmediato calcular R_{rad} a partir de la potencia radiada por la antena. Esta última puede obtenerse integrando el campo radiado por la antena. Es habitual encontrar en la literatura ¹¹ el cálculo de R_{rad} a partir de la conductancia de radiación G_1 de uno de los dipolos magnéticos responsables de la radiación del parche (véase la Figura 21). En este caso se calcula la potencia radiada por un sólo dipolo (*slot*) integrando las expresiones del campo radiado por éste. La Figura 22 muestra los valores de G_1 para diferentes valores de la anchura eléctrica del parche a/λ_o .

Los valores asintóticos de G_1 son:

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{a}{\lambda_o} \right)^2 & a \ll \lambda_o \\ \frac{1}{120} \left(\frac{a}{\lambda_o} \right) & a \gg \lambda_o \end{cases} \quad (20)$$

Una vez se tiene G_1 correspondiente a uno de los dipolos, el valor de la resistencia de radiación es $R_{rad} = 1/(2G_1)$ dado que las dos

¹¹ C. A. Balanis. *Antenna Theory. Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 1997; and K. Chang. *Handbook of Microwave and Optical Components*, volume 1. Microwave Passive and Antenna Components. John Wiley & Sons, Inc., 1989

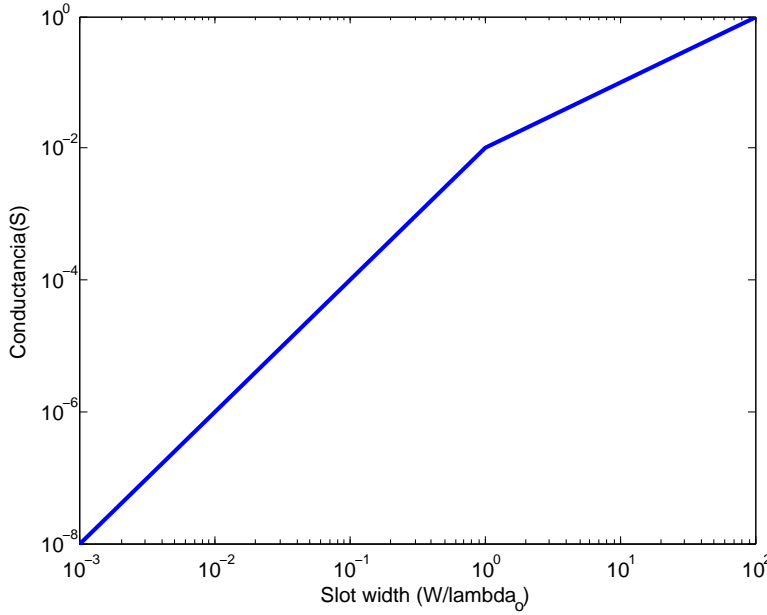


Figura 22: Conductancia G_1 en función de la anchura eléctrica a/λ_0 (W/λ_0 en el gráfico)

conductancias de los dos *slots* son iguales y la distancia entre ambos es de media longitud de onda.

El valor de R_{rad} puede calcularse igualmente a partir del factor de calidad de la cavidad formada por el parche. Dado que R_{rad} se refiere a la resistencia de radiación, el factor de calidad que interviene es el correspondiente a las “pérdidas” por radiación. A este factor de calidad debido a las pérdidas por radiación le denominaremos Q_r . De este modo, puede escribirse que:

$$R_{rad} = \frac{Q_r 2h}{2\pi f \epsilon_0 \epsilon_{reff} a b} \quad (21)$$

donde ϵ_0 denota la permitividad del vacío.

El factor de calidad Q_r puede estimarse ¹² haciendo uso de la siguiente expresión:

$$Q_r = \frac{c\sqrt{\epsilon_{reff}}}{4hf} - \frac{\epsilon_{reff}\Delta b/2}{h} \quad (22)$$

Por último, se evalúan las pérdidas de la antena propiamente dichas que, como se comentó anteriormente, se tienen en cuenta en la representación circuital mediante una resistencia en paralelo R_p con la resistencia de radiación R_{rad} .

Por un lado, las pérdidas de la antena traen consigo que la eficiencia de la antena no sea la unidad (100 %): cuanto mayores sean

¹² K. Güney. Radiation quality factor and resonance resistance of rectangular microstrip antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 7(9):427–430, June 1994

las pérdidas menor será la eficiencia de la antena. La eficiencia de la antena se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia total introducida en la antena:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_p} \quad (23)$$

P_p se refiere a la potencia disipada en la antena debido a las pérdidas en el dieléctrico y los conductores.

Por otro lado, el efecto de las pérdidas de la antena se refleja también en la impedancia de entrada de la antena y, por tanto, en la elección del punto de excitación. Teniendo en cuenta el modelo circuital de la Figura 20:

$$\eta = \frac{G_{rad}}{G_{rad} + G_p} \quad (24)$$

G_{rad} y G_p son las conductancias de radiación y de pérdidas, respectivamente, es decir, $G_{rad} = 1/R_{rad}$ y $G_p = 1/R_p$.

Dado que R_T es el paralelo de R_{rad} y R_p , se tiene que:

$$R_T = R_{rad} \eta \quad \text{o equivalentemente} \quad R_{rad} = \frac{R_T}{\eta} \quad (25)$$

Nótese cómo la impedancia real de la cavidad formada por el parche R_T no es R_{rad} como sucede en el caso sin pérdidas, sino algo menor. Por tanto, la posición y de la sonda en el parche en el caso con pérdidas corresponde a un punto más alejado del centro del parche que el punto correspondiente al caso de no existir pérdidas. De este modo, se compensa el efecto de la disminución de la impedancia real del parche debido a las pérdidas y la impedancia medida a la entrada de la antena es la esperada.

En definitiva, el punto de excitación de la sonda y se elige haciendo uso de (18) con $R_T = R_{rad} \eta$. Para ello, es preciso conocer R_{rad} y η . El cálculo de R_{rad} se vio anteriormente y el de la eficiencia se indica a continuación.

De acuerdo con (23), la eficiencia de la antena viene dada por:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_c + P_d} = \frac{P_{rad}}{P_T} \quad (26)$$

donde P_c , P_d representan los valores de potencia disipada en los conductores y el dieléctrico, respectivamente. P_T es la potencia total introducida en la antena $P_T = P_{rad} + P_c + P_d$.

Considerando la antena como una cavidad resonante puede escribirse:

$$\eta = \frac{Q_T}{Q_r} \quad (27)$$

donde Q_T se refiere al factor de calidad completo:

$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}} \quad (28)$$

es decir, incluyendo la contribución debida a las pérdidas en los conductores Q_c y la contribución debida a las pérdidas del dieléctrico Q_d .

Para substratos de espesor pequeño en términos de longitud de onda el factor de calidad debido a las pérdidas en los conductores, Q_c , es independiente de las dimensiones del parche, e igual a:

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu_o \sigma} \quad (29)$$

donde μ_o denota la permeabilidad del vacío y σ la conductividad de la metalización.

Por otro lado, el factor de calidad debido a las pérdidas en el dieléctrico, Q_d , es:

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (30)$$

donde $\tan \delta$ representa la tangente de pérdidas del dieléctrico.

Con el factor de calidad Q_r de (22) y los factores de calidad Q_c y Q_d de (29) y (30) se obtiene el factor de calidad completo Q_T . La relación entre el factor de calidad debido a la radiación de la antena Q_r y el factor de calidad completo Q_T (expresión (27)) proporciona la eficiencia de la antena. Con la eficiencia se calcula la resistencia total R_T (expresión (25)) y despejando en (18) se obtiene finalmente la posición y de la sonda en el parche.

- Ejemplo: $f=1.575$ GHz, substrato fibra de vidrio ($\epsilon_r=4.5$, $\tan \delta = 10^{-2}$, metalización con cobre $\sigma = 5.7610^7$, $h=1.5$ mm), $a = b = 61.442$ mm, $R_{in}=50\Omega$.

Haciendo uso de (22), (29) y (30), se obtienen los factores de calidad siguientes: $Q_r = 61.2$, $Q_c = 897.7$ y $Q_d = 100$. De (28) $Q_T = 36.4$ y, por tanto, $\eta = 0.6$ (60 %).

La resistencia de radiación R_{rad} correspondiente a $Q_r = 61.2$ es 129.4Ω (expresión (21)). Con una eficiencia del 60 %, la resistencia total R_T es igual a $R_T=129.4*0.60=77.6\Omega$.

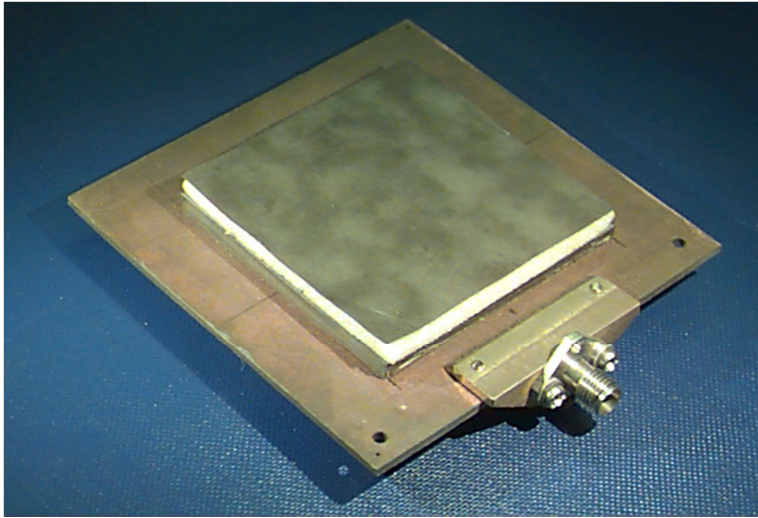
Finalmente, haciendo uso de (25) se obtiene la posición de la sonda coaxial en el eje: $y = -18.2$ mm. Nótese que es igualmente válido colocar la sonda en $y=18.2$ mm.

Construcción

La realización de la antena parche, como cualquier otro tipo de estructura radiante constará de una fase diseño, una sencilla construcción y una posterior medida si fuera posible del citado parche operando en el modo TM_{01} y alimentada por sonda coaxial. La frecuencia de funcionamiento de la antena dependerá de nuestras necesidades o utilidad que se le pretenda dar.

- Diseño Para el diseño se seguirá la metodología descrita en la sección con las siguientes consideraciones: el sustrato debe de ser de baja permitividad las espumas serían un sustrato ideal pero presenta por contra una baja robustez en el prototipo. El grosor del sustrato debe estar entorno a un décimo de la longitud de onda de diseño, aunque con ayuda de las tablas podrá ser más alto que correspondería a una mayor eficiencia de la antena (demasiado alto puede provocar problemas de aparición de modos espurios) o menor con las consiguientes pérdidas. La relación a/b será de dos para no provocar la aparición de lóbulos ni modos indeseados, en frecuencias cercanas al óptimo de funcionamiento.
- Realización La construcción del parche se hará empleando las técnicas habituales para circuitos impresos. El conector SMA se emplea como sonda coaxial. Para ello, se hace un taladro en el parche (de diámetro igual al del conductor activo del conector) en el punto elegido para excitar la antena. El conector se introduce por el lado del plano de masa de forma que el conductor activo sobresalga por la parte superior del parche. A continuación se suelda el conector al plano de masa inferior. Por último, se corta la parte del conductor activo que sobresalga del plano del parche y se suelda el conductor activo al parche. Es importante no olvidar indicar en el layout el punto de excitación (puede hacerse mediante un pequeño círculo) para tener una referencia a la hora de hacer el taladro en el parche.
- Medida(si esta fuera posible) Se medirá la ganancia y el diagrama de radiación mediante las técnicas habituales, y la impedancia de entrada con el analizador de redes. Se deben comparar los cortes del diagrama de radiación obtenidos con los teóricos. Para medir la ganancia y el diagrama de radiación, es útil construir dos antenas exactamente iguales, dado que facilita estas medidas.
- Material Necesario El equipo necesario se compone de:
 - Conectores SMA.
 - Sustrato de baja permitividad, en su defecto utilizar fibra de vidrio.
 - Analizador de Espectros, Analizador escalar o vectorial.
 - Cámara anecoica.
- Duración El tiempo orientativo de realización de este tipo de antenas de forma artesanal se puede estimar entre 2 a 4 horas.

Figura 23: Ejemplo de antena de parche construida



Conclusiones

Se ha presentado las características más sobresalientes de los parches de forma rigurosa, pero a su vez con conceptos básicos para la elaboración de las mismas tal y como muestra en el prototipo final mostrado de la figura 23. Los parches son sencillos de trabajar y tal vez una de las antenas más versátiles y sencillas de construir y entender.

Referencias

- I. J. Bahl and P. Bhartia. *Microstrip Antennas*. Artech House, 1980.
- C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- C. A. Balanis. *Antenna Theory. Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 1997.
- K. Chang. *Handbook of Microwave and Optical Components*, volume 1. Microwave Passive and Antenna Components. John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- G. A. Deschamps. Microstrip microwave antennas. In *Third USAF Symposium on Antennas*, 1953.
- K. Güney. Radiation quality factor and resonance resistance of rectangular microstrip antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 7(9):427–430, June 1994.
- R. F. Harrington. *Time Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, Inc., 1961.
- J. Q. Howell. Microstrip antennas. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, pages 177–180, Williamsburg, VA, December 1992. Institute of Electrical and Electronics Engineer (IEEE).
- R. E. Munson. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 22(2):74–78, January 1974.
- D. M. Pozar and D. H. Schaubert. *Microstrip Antennas. The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. IEEE Press, 1995.

