

Capítulo 2.

Antenas Microstrip.

2.1. Introducción

La idea de utilizar la tecnología microstrip para construir radiadores se remonta al comienzo de los años 50, destacando personalidades como Deschamps [1], Gutton y Baissinot [2].

Sin embargo, la publicación de este nuevo concepto no implicó mucha actividad en el desarrollo de antenas durante más de 15 años, excepto algunos trabajos no publicados por Kaloi para la Armada Estadounidense. Esto fue debido principalmente por la falta de buenos sustratos de microondas.

Por esos tiempos el foco de interés se puso en los circuitos y antenas stripline como alternativa a los componentes de guías de ondas. Stripline soporta ondas transversales electromagnéticas (TEM), haciendo mucho más fácil el diseño y análisis de componentes.

Por otra parte, la falta de componentes activos semiconductores propició que la mayoría de circuitos fueran estructuras pasivas. La estructura “sándwich” de stripline es bastante idónea para esos circuitos, pero no para dispositivos activos que requieren espacio para conectar varios hilos.

2.1.1. Definición

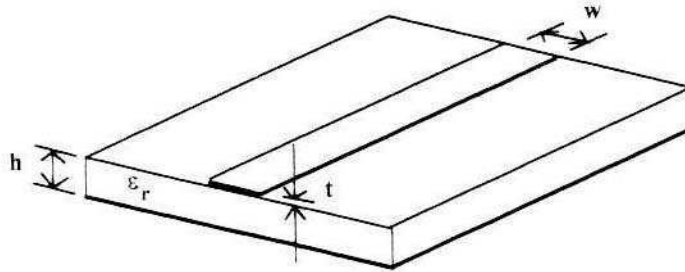


Figura 2.1. Configuración de una línea de transmisión microstrip

Las antenas microstrip son una extensión de las líneas de transmisión en tecnología planar. La estructura básica de una línea microstrip se muestra en la figura 2.1. Vemos que está compuesta por un sustrato dieléctrico delgado, y una superficie cubierta completamente por una metalización, normalmente de cobre, que sirve como plano de tierra.

- El espesor típico del dieléctrico(h) se encuentra entre $50\text{ }\mu\text{m}$ y los 6.5 mm o superiores. Para circuitos de microondas, los materiales usados en el sustrato pueden ser: alúmina, cuarzo, teflón, etc.
- La línea microstrip se forma por la eliminación de todo el metal de la superficie superior, excepto una tira de un ancho w y de espesor t . Este espesor está comprendido normalmente entre $1.5\text{ }\mu\text{m}$ y $4\text{ }\mu\text{m}$.
- El sustrato está eléctricamente caracterizado por su constante dieléctrica relativa ϵ_r y una tangente de pérdidas $\tan \delta$.

La tira y el plano de tierra forman una línea de transmisión que guía la energía a través de una onda cuasi-TEM. El espesor del sustrato es una fracción muy pequeña de la longitud de onda, sobre unos 0.02λ o menos.

Siempre y cuando las dimensiones físicas y la constante dieléctrica relativa de la línea de transmisión permanecen constantes, virtualmente no ocurre la radiación. La microtira radiará gracias a la presencia de una discontinuidad de la línea como vemos en la figura 2.2, la cual ilustra una antena parche rectangular. La antena se muestra alimentada por una línea microstrip, pero serían posibles otras técnicas de alimentación como discutiremos más adelante.

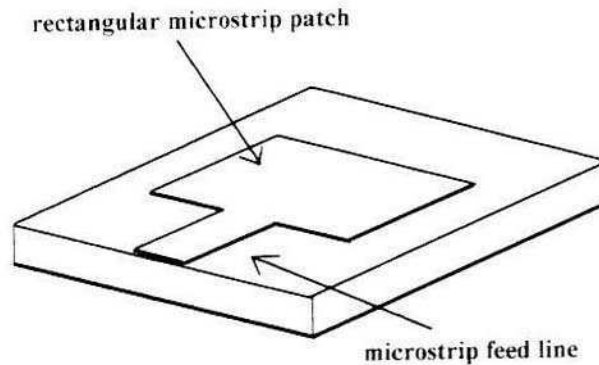


Figura 2.2. Configuración de una antena parche rectangular

El cambio en el ancho de la línea introduce en esa unión una discontinuidad que provocará radiación. Esta radiación también ocurrirá en la otra terminación, donde la metalización del parche termina bruscamente. En realidad, los bordes laterales del parche también radian, pero el nivel de radiación de estos lados es despreciable.

Todas las antenas microstrip son esencialmente discontinuidades (en varias dimensiones físicas) que radian. La forma de la discontinuidad se elige de forma que consigamos unos patrones de radiación bien definidos. Una forma de parche elegida adecuadamente resulta en un comportamiento de la impedancia con respecto a la frecuencia, que se aproxima a un circuito paralelo RLC. La frecuencia de operación se determina cuando se entra en resonancia, haciéndose la impedancia puramente real.

2.1.2 Ventajas e inconvenientes

Si comparamos las antenas microstrip con otras antenas de microondas, podemos observar varias ventajas.

- Las antenas microstrip son conformables, ocupan muy poco volumen, son delgadas y pesan poco.
- Son ideales para la producción de grandes tiradas, principalmente debido a que su proceso de fabricación se realiza mediante técnicas fotolitográficas estándares. Son antenas de bajo perfil porque su coste de fabricación es reducido en comparación con otras tecnologías. Además, con estos procesos se asegura una exactitud de las tiradas de producción bastante aceptable.
- Por esta razón, las antenas microstrip son perfectamente compatibles con la fabricación simultánea de circuitos integrados de microondas, incluyéndose las propias líneas de alimentación de la antena y las redes de adaptación de impedancia.
- Pueden fabricarse antenas con polarización lineal y circular, antenas con polarización doble y de doble frecuencia de una forma bastante sencilla.

Sin embargo, también tienen limitaciones. Podemos destacar las siguientes:

- La principal desventaja es que presentan un ancho de banda estrecho. Las antenas microstrip se comportan básicamente como una cavidad resonante, por lo que tienen un factor de calidad bastante alto. El comportamiento de la impedancia de la antena respecto a la frecuencia limita bastante el rango de operación.
- Tienen una ganancia algo baja (un parche básico alcanza unos 6dB) y una menor capacidad para radiar una potencia elevada ($\approx 100W$), debido a las limitaciones de disipación térmica de los substratos.
- La mayoría de antenas microstrip solo radian hacia un semiespacio, y aunque proporcionarle una polarización determinada es algo bastante fácil, lo difícil es conseguir polarizaciones puras.

- Las alimentaciones y las uniones provocan radiaciones espurias, además de que presentan excitación de ondas de superficie no radiativas, que degradan la eficiencia.
- La construcción de arrays de antenas microstrip presentan una red de alimentación bastante compleja, además de que se incurre en pérdidas óhmicas considerables.

Sin embargo existen diferentes técnicas para minimizar los efectos de las limitaciones que hemos citado. Por ejemplo, el ancho de banda puede incrementarse de varias formas, como incrementando el tamaño de la antena, grosor o volumen, o también usando técnicas avanzadas de alimentación y de adaptación de impedancias.

Otra limitación, como la de reducida ganancia y escasa potencia puede abordarse mediante el uso de arrays. Y las limitaciones asociadas a las ondas de superficie se pueden reducir usando estructuras fotónicas.

2.1.3. Aplicaciones

En muchas aplicaciones, las ventajas que proporcionan este tipo de antenas superan con creces a las limitaciones.

Inicialmente las antenas microstrip se comenzaron a utilizar en sistemas militares como radares, misiles, torpedos, aviones y satélites. Pero poco a poco, estas antenas han ido colonizando el mercado de sistemas comerciales, sustituyendo a otro tipo de antenas, sobre todo debido al bajo coste que precisa su fabricación (bajo coste del material y bajo coste del proceso).

Uno de los principales usos de la antena microstrip reside en los sistemas de comunicaciones móviles, que requieren antenas pequeñas, con bajo peso y bajo coste. Como ejemplo, podemos encontrarlas en equipos portátiles como teléfonos, paginadores UHF y radares, instalados en coches, barcos y aeronaves.

También es habitual encontrarlas en sistemas de comunicaciones por satélite. En estos casos se requieren antenas con patrones de radiación circularmente polarizados, y esto puede realizarse fácilmente con tecnología microstrip, por ejemplo alimentando a la antena por dos puntos.

Otras aplicaciones de notable mención en las que se usan este tipo de antenas son: radares doppler, altímetros, sistemas de control y telemetría, sensores remotos, antenas integradas, detectores de personas, radares biomédicos, etc.

2.2. El Radiador Microstrip: Principio de funcionamiento.

Aunque las antenas microstrip son estructuras relativamente simples, su análisis es bastante complicado. El primer factor que lo hace complejo es la presencia de un sustrato dieléctrico apoyado en el plano de tierra conductor. A partir de los años 60, han ido apareciendo diversas investigaciones buscando el desarrollo de modelos y técnicas de análisis. No sorprende que los primeros modelos sean relativamente simples, proporcionando información básica de diseño para ciertas geometrías de parches, pero incapaces de tener en cuenta todos los fenómenos. Las técnicas mejoradas que se desarrollaron con posterioridad expandieron el rango de formas y configuraciones que podían ser analizadas, pero todavía no proporcionaban soluciones rigurosas.

Los modelos rigurosos basados en formulaciones de ecuaciones integrales comenzaron a aparecer a comienzos de los años 80. Recientemente se han obtenido formulaciones con una mayor precisión usando ecuaciones diferenciales.

Aunque las técnicas rigurosas ofrecen una mejor exactitud, implican mucha carga computacional para resolverlas numéricamente. Como resultado, las técnicas

precedentes, aunque son más simples, son ampliamente utilizadas en los trabajos de ingeniería. En este capítulo, y en el siguiente se exponen algunos de esos primeros modelos, haciendo énfasis en desarrollar y entender la física de las antenas microstrip.

2.2.1. Líneas de transmisión microstrip

Antes de comenzar una discusión de varios modelos y principios de funcionamiento para antenas microstrip, es mejor mostrar algunos aspectos de las líneas de transmisión, debido a que ésta forma la base para entender las antenas. Por lo tanto, un conocimiento de su comportamiento puede ayudarnos.

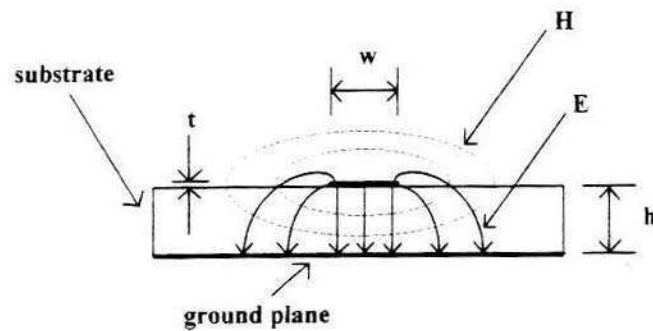


Figura 2.3. Sección cruzada de una línea microstrip con la distribución de campos

La figura 2.3. muestra la sección transversal de una línea microstrip con un esquema aproximado de la distribución transversal del campo en la dirección de la propagación, la cual se asume entrante al papel. Las líneas del campo eléctrico van desde la tira microstrip hacia el plano de tierra concentrándose en su mayor parte por debajo de la microtira. Algunas líneas se originan en las cargas que se sitúan en el borde y en la parte superior de la microtira, y por lo tanto, parcialmente, se extienden al espacio que se encuentra por encima del substrato. Por otra parte, las líneas del campo magnético rodean la línea microstrip y se extienden también por encima del substrato.

El hecho de que se extiendan los campos por encima del substrato tiene varias implicaciones. La primera es que la onda que soporta la línea no es TEM. Hay

componentes del campo longitudinal, esto es, a lo largo de la dirección de propagación, que no se muestran en la figura. Normalmente esas componentes son significativamente más pequeñas que las componentes transversales y pueden ser ignoradas en una primera aproximación.

Lo segundo es que la presencia de líneas de campo en el aire reducen la constante dieléctrica efectiva vista por las ondas que se propagan a lo largo de la línea. Si todos los campos existieran entre la línea y el plano de tierra, la constante dieléctrica sería la del propio sustrato. En vez de eso, es un tanto menor, y el cuánto menor depende del ancho de línea, de la constante dieléctrica del sustrato y en una menor medida, del espesor del mismo.

Otros parámetros como la impedancia característica y la velocidad de fase son dependientes de la frecuencia. Afortunadamente la dependencia con la frecuencia es muy pequeña para frecuencias por debajo de 8 GHz y para sustratos eléctricamente delgados.

Como ocurre con las antenas microstrip, existe un gran número de técnicas de análisis aplicadas a las líneas de transmisión microstrip. A causa de la importancia de la tecnología microstrip, se ha realizado un gran esfuerzo en desarrollar expresiones en forma cerrada para los parámetros de la línea de transmisión.

Los trabajos de Hammerstad [3], Bahl y Garg [4] alcanzan una gran aceptación, siendo suficientemente exactos para la mayoría de trabajos de diseño. De esta forma, la impedancia característica Z_0 y la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} están dadas por:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right\} \quad \text{para } W/h \leq 1 \quad (2.1)$$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W_e}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \quad \text{para } W/h \geq 1 \quad (2.2)$$

donde

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \leq 1/2\pi \quad (2.3)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \geq 1/2\pi \quad (2.4)$$

siendo

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{W}{h} \right) - C \quad (2.5)$$

donde

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \quad \text{para } W/h \leq 1 \quad (2.6)$$

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad \text{para } W/h \geq 1 \quad (2.7)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (2.8)$$

En las ecuaciones precedentes:

- η_0 es la impedancia de onda en el espacio libre, cuyo valor es de 377Ω .
- ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del sustrato.
- h y t son los grosores del sustrato y de la metalización respectivamente.
- W es el ancho de la tira.

Estas expresiones son independientes de la frecuencia y válidas cuando la dispersión puede ser ignorada. A partir de unos 8 GHz la dispersión debería ser incluida para proporcionar una mayor precisión en el diseño.

Aunque es posible obtener expresiones para el efecto de la dispersión, debido a las características en frecuencia del sistema GPS (1.575 GHz) nosotros no la tendremos en cuenta.

La impedancia característica y la constante dieléctrica son dependientes de la frecuencia se denotarán por $Z_0(f)$ y $\epsilon_r(f)$ respectivamente.

A menudo, en muchos circuitos, las longitudes de la línea microstrip suelen ser fracciones de la longitud de onda. La longitud de onda de la línea puede calcularse a partir de la longitud de onda en el espacio libre λ_0 .

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}(f)}} \quad (2.9)$$

De esta forma, podemos representar el desfase causado por una línea de una determinada longitud l :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi l}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{re}(f)} \quad (2.10)$$

Además de este desfase, las señales que viajan por la línea microstrip registran pérdidas. Estas pérdidas quedan recogidas en un coeficiente de atenuación que tiene dos componentes.

- α_c para las pérdidas en los conductores (tira y plano de tierra), causadas por la conductividad finita de las metalizaciones. Las expresiones para este coeficiente en decibelios por unidad de longitud son:

$$\alpha_c = 1.38A \frac{R_s}{hZ_0} \frac{(32 - W_e/h)^2}{(32 + W_e/h)^2} \quad \text{para } W/h \leq 1 \quad (2.11)$$

$$\alpha_c = 6.1 \cdot 10^{-5} A \frac{R_s Z_0 \epsilon_{re}}{h} \left[W_e/h + \frac{0.667 W_e/h}{W_e/h + 1.444} \right] \quad \text{para } W/h \geq 1 \quad (2.12)$$

donde

$$A = 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2\pi W}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \leq 1/2\pi \quad (2.13)$$

$$A = 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \text{para } W/h \geq 1/2\pi \quad (2.14)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (2.15)$$

y σ es la conductividad del conductor en Siemens por metro (S/m).

- α_d para las pérdidas en el dieléctrico. Las expresiones para este coeficiente en decibelios por unidad de longitud son:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{re} - 1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (2.16)$$

El coeficiente total de atenuación es $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$. De esta forma, si consideramos una señal de magnitud V_0 como entrada a una línea microstrip, después de viajar una distancia ℓ , la señal en el otro extremo será:

$$V = V_0 e^{-\alpha \ell} e^{-j\beta \ell} \quad (2.17)$$

Esto sigue la teoría convencional de líneas de transmisión. La señal es reducida en su magnitud por la atenuación (el término exponencial que contiene α) y experimenta un cambio de fase (la exponencial con β). Ambos términos se combinan para formar la constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$.

La mayoría de líneas microstrip tienen pérdidas insignificantes, por lo que podemos aproximar esta constante de propagación sólo por el término de fase, es decir $\gamma = j\beta$. De esta forma, tanto Z_0 como γ caracteriza completamente la línea.

Aunque no se ha dicho anteriormente, los resultados previos se aplican a una línea microstrip que presenta sólo el modo de propagación de menor orden o modo dominante. El sustrato dieléctrico puesto a tierra (sin la línea microstrip) también puede guiar energía. Esas ondas guiadas se conocen como ondas de superficie y se localizan mayoritariamente en el interior del dieléctrico, aunque algunas líneas de

campo se extienden al espacio libre por encima del sustrato, pero esos campos decaen exponencialmente a medida que nos alejamos verticalmente.

La onda de superficie del modo más bajo permitido para el sustrato no tiene frecuencia de corte, por lo cual puede ser excitada para cualquier frecuencia. Este es el modo TM_0 . Los otros modos de onda superficial tienen frecuencias de corte distintas de cero. Para sustratos eléctricamente delgados, esos modos superiores están por debajo de la frecuencia de corte y no se excitan realmente.

Las señales en circuitos microstrip pueden excitar ondas de superficie en el sustrato, normalmente el modo TM_0 . Esto implica una pérdida de potencia debido a que, por regla general, la onda de superficie se “marcha” de la línea microstrip. Esta onda de superficie continúa propagándose hasta que se encuentra una discontinuidad, como el borde del sustrato u otra línea microstrip. Cuando la onda superficial golpea la discontinuidad, puede radiar o acoplar energía a la discontinuidad. Esos efectos son indeseables porque pueden degradar el rendimiento de la antena o del circuito. La excitación del modo TM_0 se minimiza si se escogen espesores finos del sustrato y constantes dieléctricas bajas. Para una constante dieléctrica dada, el espesor debería elegirse de forma que se satisfaga la restricción de las frecuencias de corte de modos superiores.

$$f_c|_{TE_n} = \frac{(2n+1)c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} > f \quad \forall n \geq 1 \quad \Rightarrow \quad h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.18)$$

donde c es la velocidad de la luz ($3 \cdot 10^8$ m/s), y f es la frecuencia de operación.

El campo eléctrico bajo la línea microstrip como mostraba la figura 2.3. es prácticamente uniforme a lo largo de la línea. Cuando la frecuencia o el ancho de línea aumenta, es posible que se excite un modo resonante transversal en la línea. La línea microstrip se comporta esencialmente como un resonador, con una onda estacionaria excitada a lo largo del ancho de la línea. El campo eléctrico es máximo en el borde de la misma, y cae a cero en el centro, volviendo a ser máximo en el otro borde. Obviamente esto es indeseable debido a que la potencia se pierde en este modo. También puede ocurrir distorsión de la señal a causa de que la energía es dividida en

dos modos que viajan a diferente velocidad. Para un sustrato y un ancho de línea w dado, la frecuencia de corte para el modo transversal viene dado por la expresión (2.19).

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r [2w + 0.8h]}} \quad (2.19)$$

El máximo ancho de línea que puede usarse es aquel en el que la frecuencia de corte dada por (2.19) está bastante por encima de la máxima frecuencia de interés.

2.2.2. Discontinuidades microstrip

Lógicamente, los circuitos microstrip consisten en más de una línea recta, y esto hace que se nos presenten discontinuidades, es decir, cambios abruptos en la geometría de la línea. En un circuito podemos encontrarnos con algunas de las siguientes discontinuidades:

- Esquinas. La topología del circuito y las limitaciones de área del sustrato, por ejemplo, provocan que las líneas tengan que doblarse.
- Cambios en los anchos de la línea para obtener diversos valores de impedancia característica.
- Uniones de tres y cuatro líneas microstrip.
- Stubs a circuito abierto para adaptar impedancias.
- Ranuras, etc.

Estas discontinuidades provocan alteraciones de las distribuciones del campo eléctrico y magnético e implican un almacenamiento de la energía, y a veces, si se dan las condiciones oportunas, una radiación en la discontinuidad. Normalmente el tamaño físico de una discontinuidad es mucho más pequeño que la longitud de onda. En este caso, la discontinuidad puede ser representada por un circuito consistente en elementos equivalentes, como condensadores o bobinas, y resistencias si hay radiación.

Los cambios del campo eléctrico en una discontinuidad producen una capacidad adicional mientras que cambios en el campo magnético introducen una inductancia. En muchos diseños, los efectos de las discontinuidades se deben tener en cuenta; si no fuese así, el funcionamiento no podrá ser el esperado. Por ejemplo, los stubs a circuito abierto de longitud $\lambda/4$ se usan a menudo para adaptación de impedancias. El truncado abrupto de la línea microstrip en este circuito abierto puede posibilitar la aparición de campos eléctricos de borde que se extienden más allá de la línea. Esos campos de borde almacenan energía y actúan como si fuera un condensador conectado al final de la línea. A causa de esta capacidad aislada, la línea es eléctricamente mayor que su longitud física.

Se han desarrollado varias técnicas para determinar los circuitos equivalentes de varias discontinuidades microstrip. Cerca de la frecuencia inferior de la banda de microondas, un análisis cuasi-estático proporciona normalmente la suficiente precisión para determinar los elementos equivalentes en la mayoría de los propósitos de diseño. La figura 2.4. muestra algunas discontinuidades comunes y sus circuitos equivalentes.

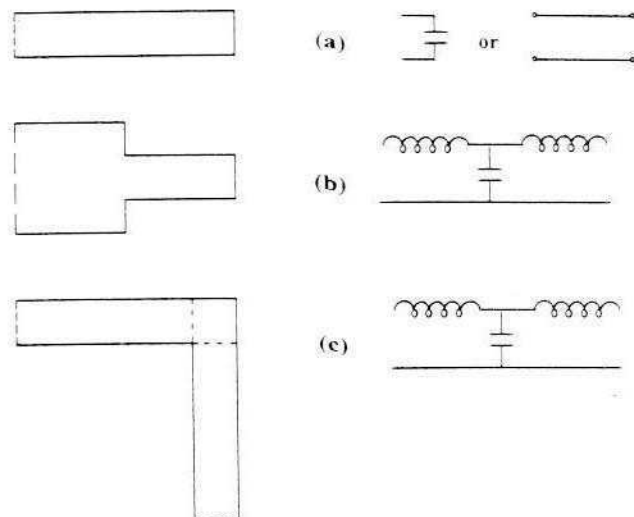


Figura 2.4. Algunas discontinuidades microstrip y sus circuitos equivalentes

La figura 2.4(a) muestra la línea microstrip a circuito abierto. Su circuito equivalente es un condensador a tierra, representando la energía almacenada en los

campos eléctricos de borde que van más allá de la terminación abierta de la línea. Esas líneas de campo van desde la línea microstrip hacia el plano de tierra. De hecho, en la teoría de líneas de transmisión se sabe que una capacidad puede ser representada por una sección de línea a circuito abierto. Efectivamente, la capacidad en paralelo hace que la línea a circuito abierto sea eléctricamente mayor que su longitud física. Al extenderse un poco más, el circuito abierto puede representarse como la línea original más una capacidad en paralelo o una nueva línea que es físicamente mayor. Las expresiones para esta extensión están dadas en la referencia [5], mientras [6] contiene expresiones para la capacidad equivalente.

La figura 2.4(b) muestra el cambio en el ancho de una línea. Este cambio provoca que los campos eléctrico y magnético sean alterados. El circuito equivalente contiene bobinas y condensadores. Las expresiones para éstas se dan en [5] y [6].

Una esquina o codo en una línea microstrip es también una discontinuidad. Además comparte el mismo circuito equivalente que una discontinuidad por cambio de ancho de línea, pero lógicamente los elementos equivalentes tienen valores distintos. El circuito equivalente para este caso representa el comportamiento eléctrico del área física definida por la esquina exterior y las líneas punteadas de la figura 2.4(c). Esas líneas punteadas son los planos eléctricos de referencia para la discontinuidad, mientras que en las figuras 2.4(a) y 2.4(b) tienen solo un plano de referencia, que se localiza en la posición física de la discontinuidad.

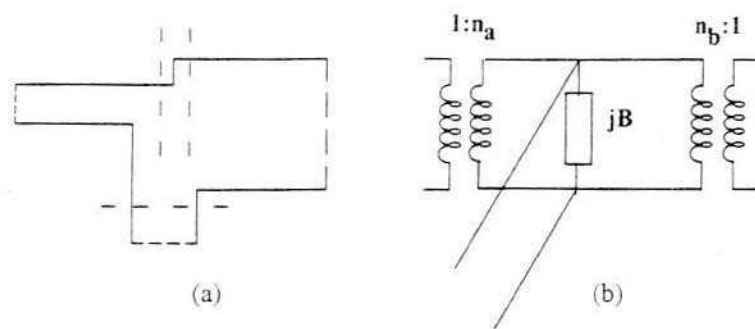


Figura 2.5: Unión en T microstrip y circuito equivalente.

Otra discontinuidad importante es la unión en T dada en la figura 2.5. Los posibles planos de referencia se muestran en líneas punteadas en la unión de la figura. Los transformadores del circuito equivalente representan los cambios en los niveles de impedancia, causados por los cambios en el ancho de la línea. La susceptancia en paralelo más el movimiento de los planos de referencia desde el centro hacia afuera de la unión se tienen en cuenta para el cálculo de la energía almacenada.

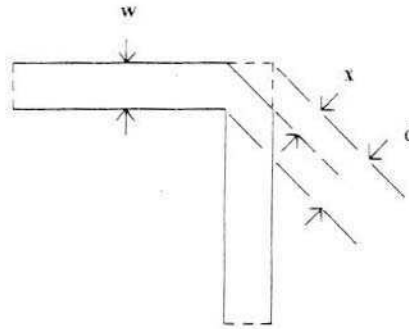


Figura 2.6: Esquina microstrip optimizada para minimizar la reactancia de la discontinuidad.

Las esquinas en los circuitos microstrip aparecen tantas veces que hacen difícil tener en cuenta continuamente las reactancias que introducen. Pero estas reactancias pueden ser minimizadas si sesgamos la esquina como muestra la figura 2.6. La cantidad a cortar depende de la siguiente expresión:

$$\frac{x}{d} = 0.52 + 0.65e^{-1.35\frac{w}{h}} \quad (2.20)$$

Un codo con este sesgado no crea prácticamente ningún desajuste y por eso parece transparente a todas las señales. La esquina sesgada es eléctricamente más corta que la distancia física a lo largo de la línea central del codo. Esta reducción de la longitud de la línea central es (2.21)

$$\frac{\Delta b}{D} = 0.16 \left[2 - \left(f / f_p \right)^2 \right] \quad (2.21)$$

donde $D = (\eta_0/\sqrt{\epsilon_r})h/Z_0$ y $f_p(\text{GHz}) = 0.4Z_0/h$ (mm).

2.2.3. Mecanismo de radiación de una antena microstrip

La radiación de una línea microstrip puede reducirse considerablemente si el sustrato empleado es delgado y con una constante dieléctrica relativa alta. Por lo tanto, la elección del sustrato de una antena microstrip, que básicamente se comporta como una línea, debería realizarse para que fomentase la radiación. Es decir, usaremos sustratos gruesos y de baja permitividad.

La radiación de una antena microstrip puede determinarse a partir de la distribución del campo entre el parche y el plano de tierra. Alternativamente, la radiación puede describirse en términos de la distribución de la corriente de superficie del parche. Es difícil realizar un cálculo preciso de la distribución de corriente o de la distribución del campo del parche; sin embargo, podemos usar aproximaciones no muy exactas para desarrollar un modelo práctico de una antena microstrip.

Consideremos una antena parche microstrip que se conecta a una fuente de microondas. La excitación del parche establecerá una distribución de cargas en ambas superficies del parche, y en la cara superior del plano de tierra, como podemos ver en la figura 2.7.

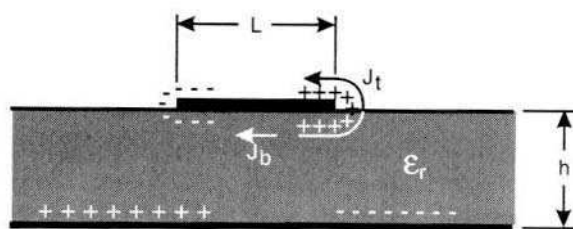


Figura 2.7: Distribución de carga y de densidad de corriente en una antena microstrip

La naturaleza positiva y negativa de la distribución de carga surge porque la longitud del parche es media longitud de onda en el modo dominante. Las fuerzas repulsivas entre las cargas de la superficie inferior del parche empujan a las cargas a la superficie superior, a través de los bordes. Este movimiento de cargas crea unas densidades de corriente $\mathbf{J}_b$ y $\mathbf{J}_t$ como muestra la figura 2.7.

Para la mayoría de antenas microstrip, el cociente h/W es pequeño. De esta forma, las fuerzas atractivas entre las cargas dominan, y la mayoría de la concentración de carga y del flujo de corriente permanecen bajo el parche. Una pequeña cantidad de flujo de corriente alrededor de los bordes del parche es la responsable de generar un campo magnético débil tangencial a los bordes. Entonces, podemos hacer una aproximación simple, igualando a cero el campo magnético tangencial, y situar paredes magnéticas en toda la periferia del parche. Como mencionamos que dominaban las fuerzas atractivas, esta hipótesis tendrá validez para sustratos delgados con alta permitividad. También, como el sustrato usado es bastante más delgado que una longitud de onda ($h \ll \lambda$), las variaciones del campo a lo largo de la altura puede considerarse constante, y el campo eléctrico prácticamente normal a la superficie del parche. Por consiguiente, el parche puede modelarse como una cavidad con paredes eléctricas (porque el campo eléctrico es normal a la superficie del parche) en la parte superior e inferior, y cuatro paredes magnéticas a lo largo de los bordes del parche (porque el campo magnético transversal es muy débil). Sólo los modos TM se soportan en esta cavidad. En la figura 2.8 se representa la distribución de campo eléctrico para el modo dominante TM_{100} .

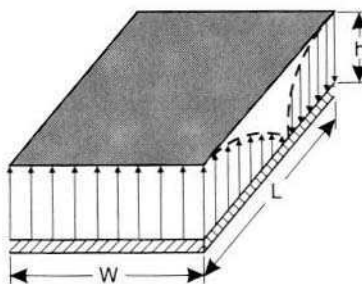


Figura 2.8: Distribución del modo TM_{100} en la cavidad microstrip.

Las cuatro paredes laterales de la cavidad representan cuatro aberturas estrechas o ranuras a través de las cuales se produce la radiación. Usando el principio de equivalencia electromagnética [7], el parche microstrip puede representarse por una densidad equivalente de corriente $\mathbf{J}_t$ en la superficie superior que tiene en cuenta la presencia del parche. Las cuatro ranuras laterales se representan por las densidades de corriente equivalente $\mathbf{J}_s$ y $\mathbf{M}_s$, correspondientes a los campos magnético y eléctrico $\mathbf{H}_a$ y $\mathbf{E}_a$ respectivamente. Las corrientes equivalentes se muestran en la figura 2.9(a) y se representan por:

$$\mathbf{J}_s = \hat{n} \times \mathbf{H}_a \quad (2.22)$$

$$\mathbf{M}_s = -\hat{n} \times \mathbf{E}_a \quad (2.23)$$

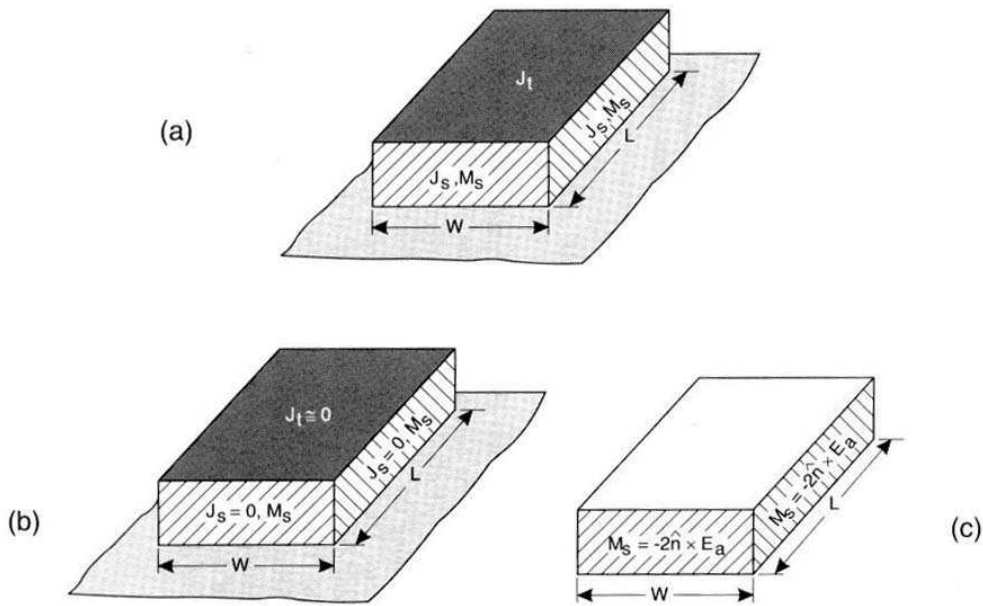


Figura 2.9. Densidades de corriente equivalentes en un parche rectangular microstrip.

Para substratos delgados, ocurre que la corriente J_t es mucho más pequeña que J_b . Por lo tanto la aproximaremos a cero para indicar que la radiación es despreciable a partir de la corriente del parche. Similarmente, los campos magnéticos a través del parche y su correspondiente densidad de corriente J_s será cero. Así, la única densidad

de corriente no nula es la densidad de corriente magnética equivalente $\mathbf{M}_s$, a lo largo de la periferia del parche. Esto se muestra en la figura 2.9(b).

La presencia del plano de tierra puede ser tenida en cuenta por la teoría de imágenes, la cual duplicará la densidad de corriente dada por (2.23). De esta forma, la radiación del parche puede atribuirse a los cuatro lazos de corriente magnética radiando en el espacio libre como muestra la figura 2.9c. La nueva densidad de corriente es:

$$\mathbf{M}_s = -2\hat{n} \times \mathbf{E}_a \quad (2.24)$$

El campo eléctrico de la ranura para el modo dominante se muestra en la figura 2.8 y es definido según (2.25) para las ranuras de longitud W y de altura h . De forma similar, para las otras dos ranuras de longitud L y altura h , el campo se define por (2.26).

$$\mathbf{E}_a = \hat{z}E_0 \quad (2.25)$$

$$\mathbf{E}_a = -\hat{z}E_0 \sin(\pi x / L) \quad (2.26)$$

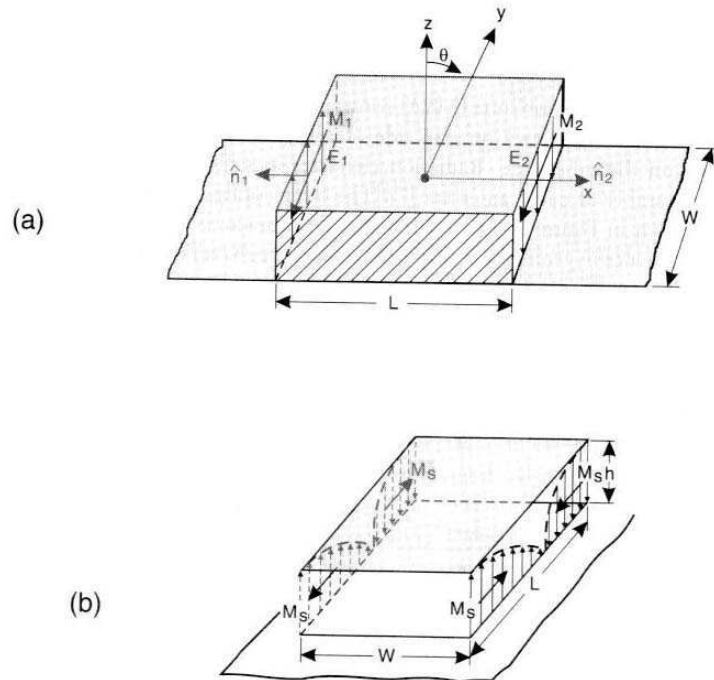


Figura 2.10. Distribución de densidad de corriente magnética para el modo TM₁₀₀ en los bordes radiantes.

Las densidades de corriente magnética en las ranuras se muestran en la figura 2.10 Usando el principio de equivalencia, cada ranura radia el mismo campo que un dipolo magnético con densidad de corriente $\mathbf{M}_s$. La radiación producida por las ranuras dispuestas en el eje x es casi nula debido a las distribuciones de corriente iguales y de sentido contrario en las ranuras. Sin embargo, las ranuras a lo largo del eje y forman un array de dos elementos con las densidades de corriente de la misma magnitud y fase, y están separadas por la longitud del parche L . Así, la radiación del parche puede describirse en términos de dos ranuras verticales.

Las ranuras verticales en un dieléctrico inhomogéneo de una antena microstrip son difíciles de analizar. Para ello, las ranuras verticales son sustituidas por dos ranuras planares equivalentes, como muestra la figura 2.11.

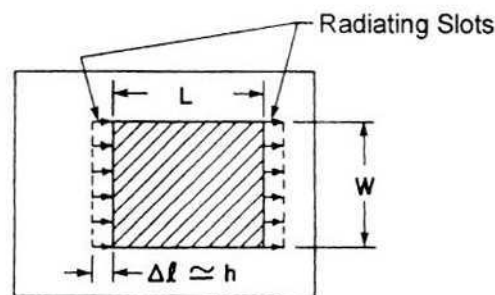


Figura 2.11. Antena parche rectangular con ranuras radiantes horizontales equivalentes.

Aunque hemos comentado el parche rectangular, otras configuraciones de antenas microstrip pueden representarse de una manera similar por ranuras equivalentes.

2.3. Configuraciones habituales

Las antenas microstrip se caracterizan por un gran número de parámetros físicos, como las antenas convencionales de microondas. Se pueden diseñar para que tengan muchas formas geométricas y dimensiones. Podemos clasificarlas en cuatro

categorías básicas: antenas parche microstrip, dipolos microstrip, antenas ranuradas y antenas microstrip de onda viajera.

2.3.1. Antenas parche

Una antena parche microstrip (MPA) consiste en un parche conductor de cualquier geometría planar o no planar en una de las superficies de un substrato dieléctrico, con un plano de tierra en la superficie opuesta. Las características de radiación de este tipo de antenas se han calculado para muchas geometrías distintas. Estas características de radiación son similares, a pesar de la diferencia en la forma geométrica, debido a que se comportan como un dipolo. Podemos ver las antenas parche más habituales en la figura 2.12. De entre ellas, las formas más utilizadas son el parche cuadrado y el parche circular. Típicamente tienen una ganancia entre 5 ó 6dB y exhiben un ancho de haz a 3dB entre 70° y 90° .

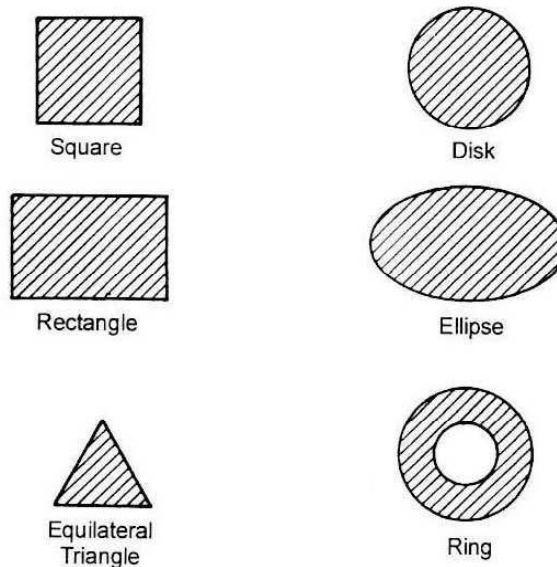


Figura 2.12. Formas básicas de antenas parche microstrip

2.3.2. Dipolos microstrip

Los dipolos microstrip difieren geoméricamente de las antenas parche en su relación ancho-longitud. El ancho de un dipolo es típicamente menor que $0.05\lambda_0$. Sin embargo, el patrón de radiación de un dipolo y de un parche son similares debido a que presentan longitudinalmente distribuciones similares de corriente.

Sin embargo, la resistencia de radiación, el ancho de banda y la radiación contrapolar varían significativamente.

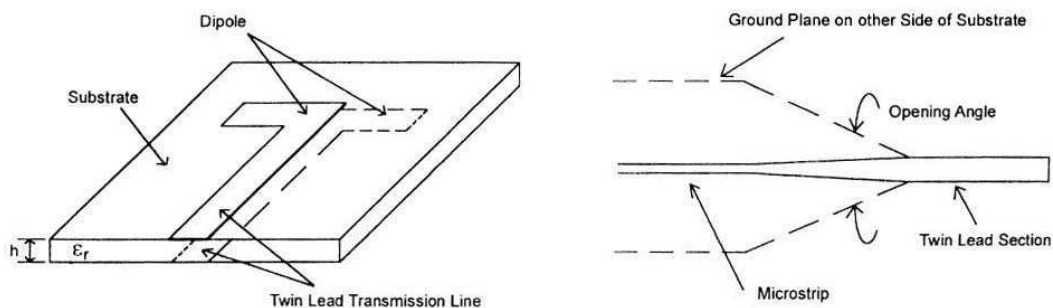


Figura 2.13. Dipolo microstrip y línea de alimentación

Los dipolos microstrip son elementos atractivos a causa de sus propiedades, como son el pequeño tamaño y su polarización lineal. Los dipolos son muy adecuados para altas frecuencias (bajas λ) en las que el sustrato puede ser eléctricamente grueso, y por tanto puede alcanzar un ancho de banda significativo.

La elección del mecanismo de alimentación es muy importante en los dipolos microstrip y debe ser incluido en el análisis.

2.3.3. Antenas ranuradas impresas

Una antena ranurada consta de una ranura en el plano de tierra, cuya forma puede ser variable. Teóricamente, muchas de las antenas pueden ser realizadas como

antena ranurada. Sin embargo, sólo se han estudiado unas pocas geometrías de ranuras. Podemos verlas en la figura 2.14

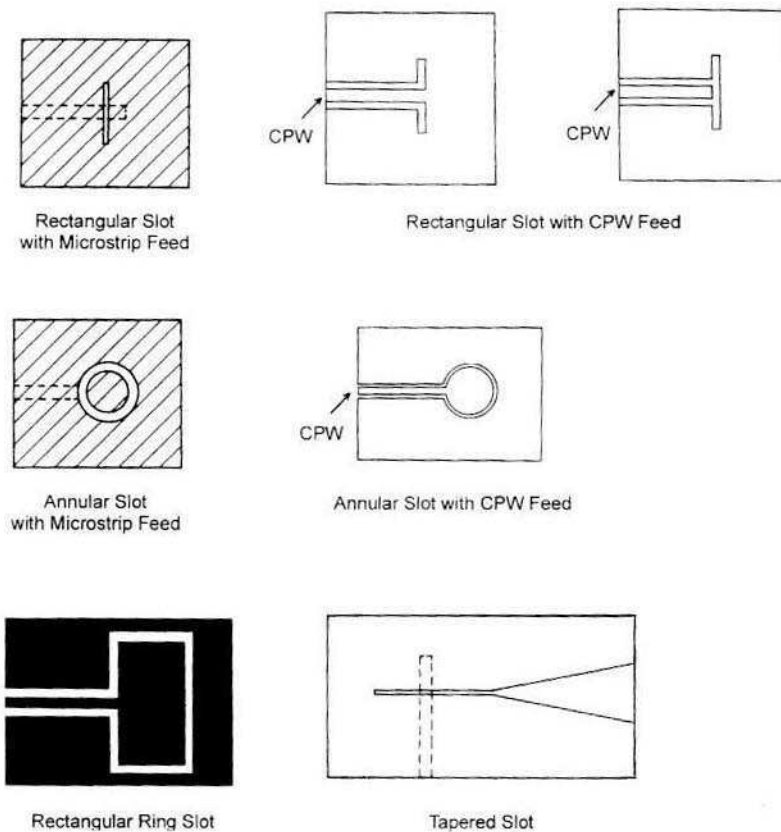


Figura 2.14. Algunas geometrías de antenas microstrip ranuradas

2.3.4. Antenas microstrip de onda viajera.

Una antena microstrip de onda viajera consiste en una estructura conductora periódica de línea microstrip lo suficientemente ancha como para excitar un modo TE. El otro extremo de la antena de onda viajera se termina en una carga resistiva adaptada para evitar ondas estacionarias. Estas antenas microstrip se diseñan para que el lóbulo principal se pueda apuntar en cualquier dirección, desde la dirección transversal hasta la dirección longitudinal. En la figura 2.15. se ilustran varias antenas de este tipo.

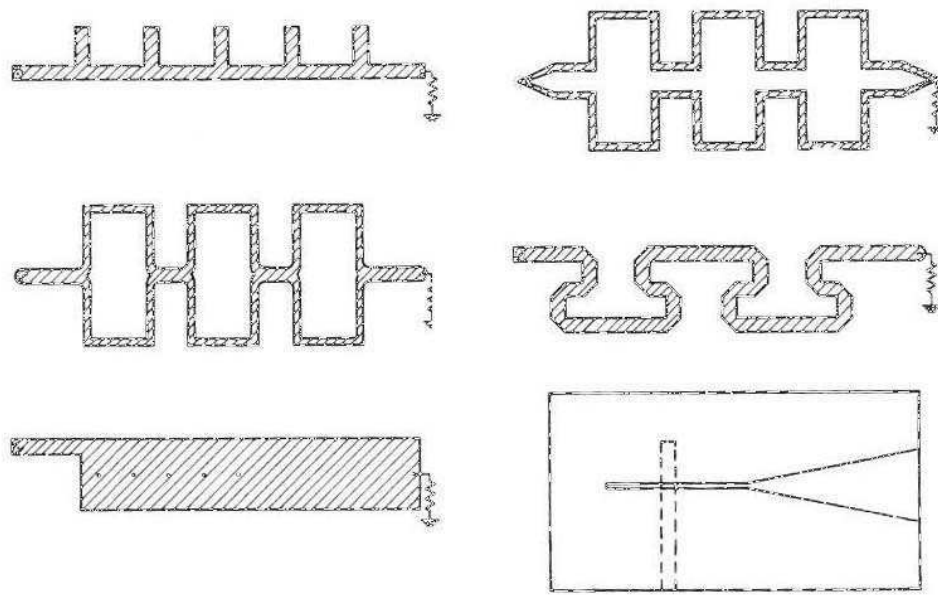


Figura 2.15. Algunas geometrías de antenas microstrip de onda viajera

En la tabla 2.1. se comparan las características de las antenas parche, dipolos y antenas ranurada:

Características	Antena Parche Microstrip	Antena Ranurada Microstrip	Dipolo microstrip
Perfil	Delgado	Delgado	Delgado
Fabricación	Muy fácil	Fácil	Fácil
Polarización	Lineal / Circular	Lineal / Circular	Lineal
Funcionamiento a dos frecuencias	Posible	Posible	Posible
Flexibilidad en la forma geométrica	Admite cualquier geometría	Normalmente circular y rectangular	Rectangular y triangular
Radiación espúrea	Existe	Existe	Existe
Ancho de banda	2-50%	5-30%	Aprox. 30%

Tabla 2.1. Comparativa entre los distintos tipos de antenas microstrip

2.4. Estructuras de alimentación

Las antenas microstrip tienen elementos radiantes en una de las superficies del substrato dieléctrico, y por este motivo las primeras antenas microstrip eran alimentadas o por una línea microstrip o por una sonda coaxial. Pero desde entonces se han ido desarrollando nuevas técnicas, como pueden ser la alimentación por acoplo electromagnético, las acopladas por abertura o la alimentación por guía de onda coplanar.

La selección de la técnica de alimentación está gobernada por varios factores. La consideración más importante es la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura de radiación y la estructura de alimentación, es decir, la adaptación de impedancias entre las dos. Asociadas con la adaptación están los transformadores multisección, esquinas, stubs, uniones, transiciones, etc. La radiación indeseada puede incrementar el nivel de lóbulo secundario y la amplitud contra-polar en el patrón de radiación. La minimización de las radiaciones espurias y sus efectos en el patrón de radiación es uno de los factores más importantes para la evaluación del alimentador a elegir. Otras consideraciones son, por un lado la aptitud del alimentador para la construcción de arrays de antenas, y por otro lado, elegir un esquema de alimentación de forma que podamos configurar varios parámetros según nuestras necesidades.

2.4.1. Alimentación por sonda coaxial.

El acoplo de potencia a través de una sonda es uno de los mecanismos básicos para la transferencia de potencia de microondas. La sonda puede ser el conductor interior de una línea coaxial o de una stripline, la cual se adapta a través de una ranura en el plano de tierra común. En la figura 2.16 se muestra una antena microstrip típica con un conector coaxial de tipo N.

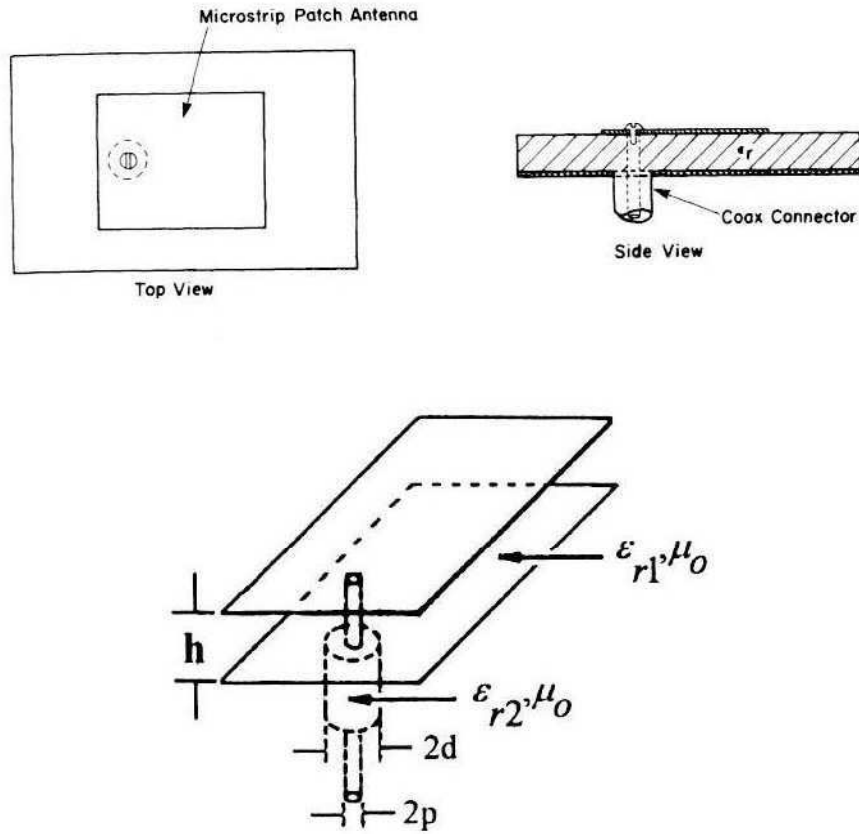


Figura 2.16. Alimentador por sonda coaxial

Podemos observar cómo el conector coaxial está unido al plano de tierra, y el conductor central del coaxial pasa a través del sustrato, quedando su extremo soldado a la metalización del parche. La excitación del parche se realiza principalmente a través del acoplo de la corriente de alimentación J_z al campo E_z del modo del parche. La constante de acoplo puede obtenerse como[11]:

$$Coupling \sim \iiint_V E_z J_z dv \sim \cos(\pi x_0 / L) \quad (2.27)$$

donde L es la longitud resonante del parche, y x_0 es el desplazamiento del punto de alimentación desde el borde del parche hacia el interior. La expresión (2.27) muestra que el acoplamiento es máximo para un punto de alimentación situado en el borde radiante del parche, es decir $x_0 = 0$ ó $x_0 = L$. Para más información sobre el modelado del alimentador, consultar la referencia [9].

2.4.2. Alimentación por línea microstrip.

La excitación de una antena a través de una línea microstrip sobre el mismo sustrato parece ser una elección natural porque el parche puede considerarse como una extensión de línea microstrip, y pueden fabricarse simultáneamente. Pero esta técnica tiene varias limitaciones.

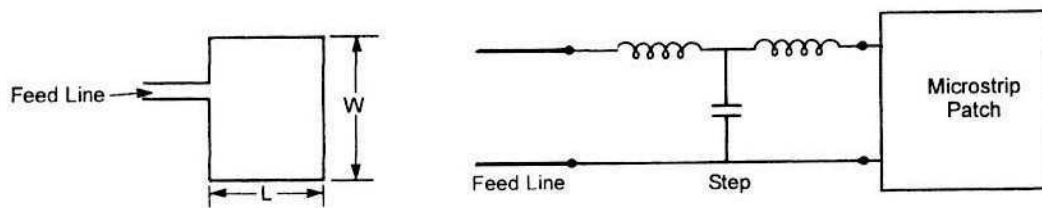


Figura 2.17. Alimentación por línea microstrip en el borde radiante.

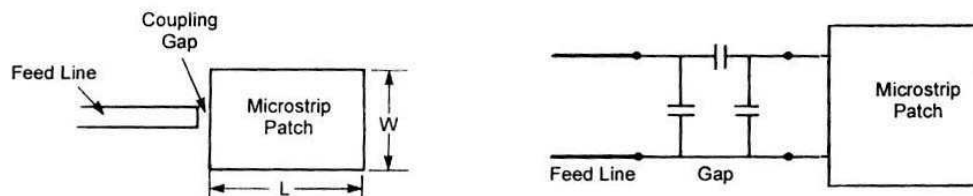


Figura 2.18. Alimentación por línea microstrip acoplada mediante separación.

El acoplamiento entre la línea microstrip y el parche puede realizarse mediante una conexión directa al parche como indica la figura 2.17, o a través de una pequeña separación entre ambos, que actúa como mecanismo de acoplo capacitivo, como en la figura 2.18. En ambas figuras se indica un modelo de circuito equivalente. La excitación del parche por línea microstrip acoplada en el borde, puede describirse en términos de una densidad de corriente eléctrica J_z asociada con el campo magnético H_y de la línea microstrip en el plano de unión, mostrado en la figura 2.19.

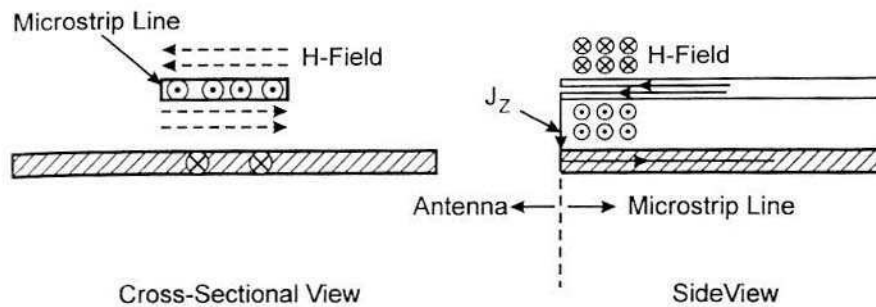


Figura 2.19. Representación del campo magnético tangencial en la interfaz entre el parche y la línea microstrip de alimentación por una densidad de corriente J_z .

El ancho de esta tira de corriente se toma para que sea el ancho efectivo de la línea microstrip. La corriente J_z se acopla con E_z de la antena parche, y el acoplamiento de la magnitud se determina usando (2.27), al igual que para la alimentación por sonda coaxial.

La alimentación unida al borde del parche descrita anteriormente sufre una limitación de adaptación de impedancias a causa de que la impedancia de entrada al parche en su borde radiante es muy alta comparada con la impedancia de 50Ω de la línea microstrip. Por lo tanto, hemos de usar un circuito externo de adaptación de impedancias entre el borde del parche y la línea de alimentación. El circuito de adaptación de impedancia aumenta la radiación espúrea, y no puede ser instalado en arrays debido a que no tenemos el suficiente espacio en el sustrato. Además, la línea microstrip bloquea la radiación de la porción del parche que está en contacto con ella, resultando en una reducción de la radiación.

El alimentador acoplado por el hueco entre parche y línea necesita una separación lo suficientemente estrecha como para acoplar la potencia de forma eficiente. Además la presencia de una terminación abierta en la línea microstrip aumentará la radiación espuria.

Una mejora de la alimentación por línea coplanar, que supera algunas de las deficiencias mencionadas, se muestra en la figura 2.20. Aquí, la línea microstrip es introducida dentro del propio parche. La posición de la alimentación se seleccionará de

forma que la impedancia de entrada de la antena se adapte a la de la línea Z_0 , normalmente de 50Ω . El punto de alimentación resultante es similar al usado para la alimentación coaxial; sin embargo, la sección de línea de transmisión de longitud ℓ debería modelarse como una guía de ondas coplanar con plano de tierra finito.



Figura 2.20. Alimentador por línea microstrip introducida en el parche

Otra configuración de alimentación directa por línea microstrip podemos verla en la figura 2.21, con su circuito equivalente, donde observamos que el punto de alimentación se selecciona en un borde no radiante del parche. La radiación contrapolar es alta en este caso, pero puede minimizarse a partir de una optimización de la relación de aspecto W/L sobre $3/2$.

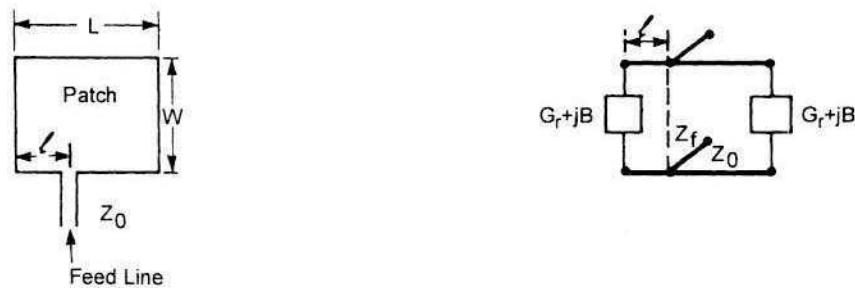


Figura 2.21. Alimentador por línea microstrip en el borde no radiante.

Como dijimos, los alimentadores microstrip coplanares son fáciles de diseñar y de fabricar, sin embargo, la línea de alimentación microstrip contribuye a una radiación espuria. Aún así, son bastante usadas en aplicaciones donde no se exige mucho perfeccionamiento. El ancho de banda proporcionado es alrededor del 3-5%.

2.4.3. Alimentación por acoplamiento electromagnético de línea microstrip.

Una configuración de este alimentador no coplanar y sin contacto directo se muestra en la figura 2.22. junto a su circuito equivalente. Usa un sustrato de dos capas con una línea microstrip en la capa inferior, terminada en circuito abierto y la antena parche en la capa superior. El acoplo entre el parche y la línea es capacitivo en su naturaleza. En el circuito equivalente podemos ver que hay un condensador C_c en serie con el circuito resonante RLC que representa al parche, el cual se diseña para adaptar la impedancia de la antena a la frecuencia de interés. La terminación a circuito abierto puede terminarse en un stub y los parámetros de este stub pueden usarse para ajustar el ancho de banda, de forma que podemos obtener hasta un 13% de ancho de banda.

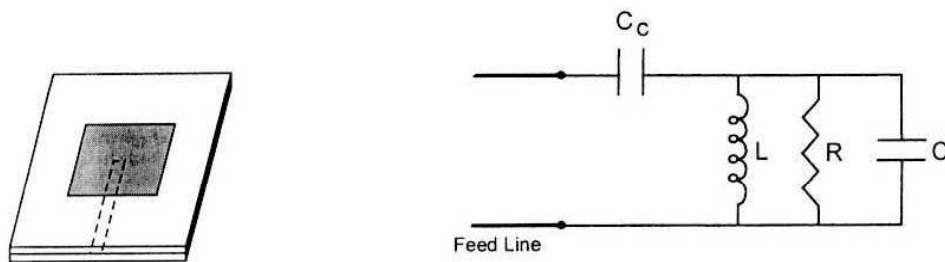


Figura 2.22. Alimentador microstrip por acoplamiento magnético.

Los parámetros del sustrato de las dos capas pueden seleccionarse para incrementar el ancho de banda, y para reducir la radiación espúrea del circuito abierto de la línea microstrip. Para esto, la capa inferior debería ser fina, mientras que si precisamos una mejora en el ancho de banda, podemos situar el parche sobre una capa doble.

La fabricación de esta alimentación es, sin embargo, más difícil a causa del alineamiento preciso entre el parche y la línea microstrip, aunque en este caso no necesita ninguna soldadura.

2.4.4. Alimentación microstrip acoplada por abertura

Una característica notable de esta configuración de alimentación es su mayor ancho de banda y la protección del parche radiante contra la radiación emanada por la estructura de alimentación. Podemos ver un ejemplo de esta alimentación en la figura 2.23.

Podemos observar que se usan dos capas de substrato, separadas por un plano de tierra común. En el substrato inferior se sitúa una línea microstrip, la cual está acoplada electromagnéticamente al parche a través de una abertura en el plano de tierra común. La abertura puede ser de cualquier forma y tamaño, y esos parámetros geométricos ofrecen grados de libertad para configurar la antenna.

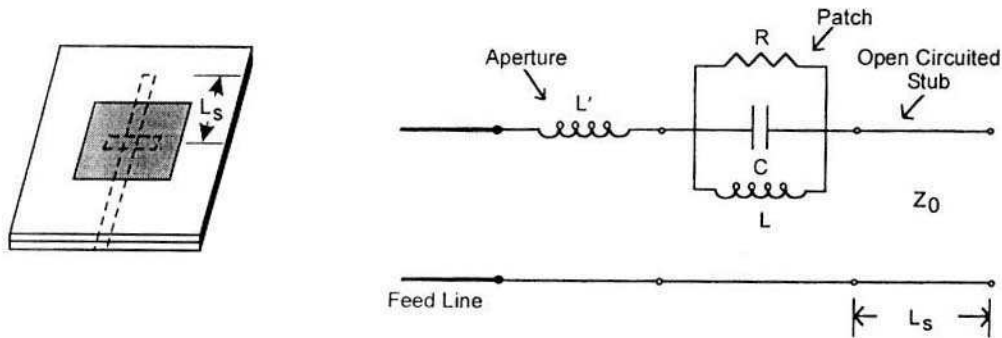


Figura 2.23. Alimentación microstrip acoplada por abertura

Los parámetros característicos de los dos substratos se eligen de forma que se optimicen la alimentación y la radiación por separado. Por ejemplo, el substrato para la línea de alimentación debería ser delgado y de una alta constante dieléctrica, mientras que el substrato para el parche puede ser grueso y de baja constante dieléctrica. Por otra parte, la radiación de la terminación abierta de la línea microstrip no interfiere con el patrón de radiación del parche a causa del apantallamiento del plano de tierra. Esta característica también mejora la pureza de la polarización. Si la ranura en el plano de tierra no es resonante, el lóbulo de radiación hacia atrás a través de la ranura está típicamente 15 o 20dB por debajo del lóbulo principal.

La abertura de acoplamiento se sitúa centrada con respecto al parche, donde el campo magnético del mismo es máximo. Este es un buen propósito para mejorar el

acoplamiento entre el campo magnético del parche y la corriente magnética equivalente cercana a la abertura. La amplitud de acoplo puede determinarse por la expresión (2.27) [11] donde x_0 es el desplazamiento de la abertura desde el borde del parche.

$$Coupling \sim \iiint_V \vec{M} \cdot \vec{H} dv \sim \sin(\pi x_0 / L) \quad (2.27)$$

En esta configuración de alimentación, la antena parche aparece en serie con la alimentación a causa del acoplamiento de la abertura, como podemos ver en la figura 2.23. La ranura no resonante se representa como una bobina en serie con el circuito RLC del parche. Para simplificar, el stub microstrip de longitud L_s podría sustituirse por un condensador C_s en paralelo, de forma que $1/\omega C_s = Z_0 \cot(\beta L_s)$, siendo Z_0 la impedancia característica y β la constante de propagación de la línea microstrip.

Este tipo de alimentador puede diseñarse para mejorar el ancho de banda ajustando la forma y la longitud de la ranura que define la abertura, el ancho de la línea de alimentación y la longitud del stub.

2.4.5. Alimentación por guía de onda coplanar

La guía de ondas coplanar (CPW) es la línea de transmisión preferida para los circuitos integrados monolíticos de microondas (MMICs). Tanto las CPW como las antenas microstrip pertenecen a la geometría coplanar. Por lo tanto, para integrar las antenas microstrip con los MMICs, es deseable alimentar a las antenas microstrip con una guía de ondas coplanar. Este tipo de técnica de alimentación se muestra en la figura 2.24.

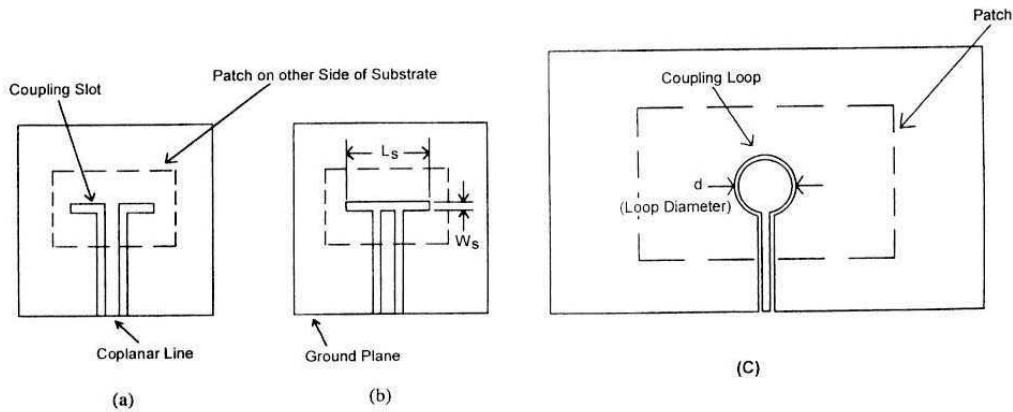


Figura 2.24. Alimentador por guía de ondas coplanar

Aquí, la CPW está unida al plano de tierra de la antena microstrip y el acoplo se lleva a cabo a través de una ranura. Se muestran tres posibilidades con esta excitación.

En la figura 2.24(a), el centro del conductor de la CPW divide la abertura de acoplo en dos. La CPW se transforma en una ranura de longitud L_s en la figura 2.24(b). El acoplo entre el parche y la CPW es inductiva para la figura 2.24(a) y capacitiva para la 2.24(b),. Esta disposición del acoplamiento es similar al acoplo por abertura que vimos en el apartado anterior; la única diferencia es que la abertura en el plano de tierra estaba alimentada por una línea microstrip. En algunas investigaciones experimentales de la excitación por CPW, se encontró que la radiación hacia atrás de la antena era alrededor de 10dB, algo bastante considerable; sin embargo, esta radiación puede reducirse convirtiendo la abertura lineal en un lazo circular centrado bajo el parche, como muestra la figura 2.24(c).

Una ventaja de la alimentación por CPW es que la radiación por la estructura de alimentación es despreciable porque la guía de ondas coplanar se excita en el modo impar. Debido a este modo, las corrientes magnéticas equivalentes en ambas aberturas radian casi en oposición de fase, haciendo despreciable la radiación. Esta característica de los alimentadores por CPW es muy útil en el diseño de arrays de antena, haciendo mínimo el acoplamiento mutuo entre líneas adyacentes.

Como resumen, la tabla 2.2. presenta una comparativa de las características de las distintas configuraciones de los alimentadores microstrip.

Esquemas de alimentación de antenas microstrip								
Características	Por sonda Coaxial	Por borde radiante	Por borde no radiante	Mediante separación	Alimentador insertado	Por acoplo electromagnético	Por apertura	Por guía de ondas
Radiación espúrea del alimentador	Alta	Baja	Baja	Alta	Alta	Alta	Alta	Baja
Pureza de la polarización	Pobre	Buena	Pobre	Pobre	Pobre	Pobre	Excelente	Buena
Facilidad de fabricación	Se necesitan soldaduras y taladros	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Se necesita alineación.	Se necesita alineación	Se necesita alineación
Fiabilidad	Pobre, debido a las soldaduras	Buena	Buena	Buena	Buena	Buena	Buena	Buena
Adaptación de impedancias	Fácil	Pobre	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de banda (relacionado con la adaptación de impedancias)	2-5%	9-12%	2-5%	2-5%	2-5%	13%	21%	3%

Tabla 2.2: Comparativa de varios tipos de alimentadores.

2.5. Campos radiados y parámetros característicos

Comentamos en apartados anteriores que el campo radiado por las antenas microstrip podría pensarse como las producidas por una corriente magnética de superficie en la periferia del parche. Equivalentemente, también se ha desarrollado una técnica alternativa, pero rigurosa, donde el campo radiado se ha determinado a

partir de una corriente eléctrica de superficie en el parche conductor de la antena. Sin embargo, el mecanismo de radiación basado en la corriente magnética de superficie es conceptualmente más simple. Este mecanismo es la base para un gran número de modelos teóricos de antenas microstrip.

La figura 2.11. muestra que la radiación de una antena microstrip puede entenderse bien en términos de la radiación debida a la terminación abierta microstrip. Este mecanismo de radiación ha sido muy bien descrito en la literatura. La radiación por discontinuidades microstrip fue examinada primeramente por Lewin [8], cuyo análisis estuvo basado en el flujo de corrientes de los conductores. El patrón de radiación de la terminación abierta de una línea microstrip es similar que la de un dipolo magnético hertziano. Este método fue usado para calcular el efecto de la radiación en el factor de calidad Q de los resonadores microstrip. El análisis de Sobol [10] se basó en los campos de la apertura formada por la terminación abierta y el plano de tierra. Usando el análisis, el efecto de la radiación de un resonador microstrip en el factor de calidad Q fue descrito como una función de las dimensiones del resonador, la frecuencia de operación, de la constante dieléctrica relativa y el grosor del substrato. Los resultados teóricos y experimentales muestran que a alta frecuencia, las pérdidas por radiación son mucho mayores que las del conductor y las del dieléctrico. Esto confirmó también que las líneas microstrip a circuito abierto radiaban más potencia cuando se fabricaban en substratos gruesos y de baja constante dieléctrica.

A continuación usaremos los vectores potenciales para determinara los campos radiados debidos a corrientes superficiales. Para ello haremos uso de teoría de campos equivalentes.

Primeramente, asumiremos que sólo existe corriente magnética. Los campos magnético y eléctrico en cualquier punto $P(r, \Phi, \theta)$ fuera de la antena microstrip, en la que hemos asumido y suprimido de la expresión la variación temporal, puede ser expresado como:

$$\mathbf{E}^m(r) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{H}^m(r) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) - j\omega\mathbf{F} \quad (2.29)$$

donde ϵ es la permitividad, μ es la permeabilidad del medio y ω es la frecuencia angular. El superíndice m denota los campos debidos a corrientes magnéticas.

Por otra parte, el vector potencial eléctrico $\mathbf{F}$ se define como:

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_S \mathbf{M}(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dS' \quad (2.30)$$

donde k_0 es el número de onda en el espacio libre y $\mathbf{M}(\mathbf{r}')$ es la densidad de corriente magnética en el punto $\mathbf{r}'$ desde el origen de coordenadas, tal y como se muestra en la figura 1.16. Como en la mayoría de la literatura, las coordenadas primas denotan la localización de las fuentes y las coordenadas sin prima se usan para los puntos a evaluar el campo.

Similarmente, usando un vector magnético potencial $\mathbf{A}$, los campos debidos a una corriente eléctrica pueden escribirse como:

$$\mathbf{E}^e(r) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - j\omega \cdot \mathbf{A} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{H}^m(r) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.32)$$

El vector potencial $\mathbf{A}$ se expresa como:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dS' \quad (2.33)$$

De esta forma, podemos representar el campo total debido a ambas fuentes de corriente como vemos en las expresiones (2.33) y (2.34).

$$\mathbf{E}(r) = \mathbf{E}^e + \mathbf{E}^m = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - j\omega \cdot \mathbf{A} - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{H}(r) = \mathbf{H}^e + \mathbf{H}^m = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) - j\omega \cdot \mathbf{F} + \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.34)$$

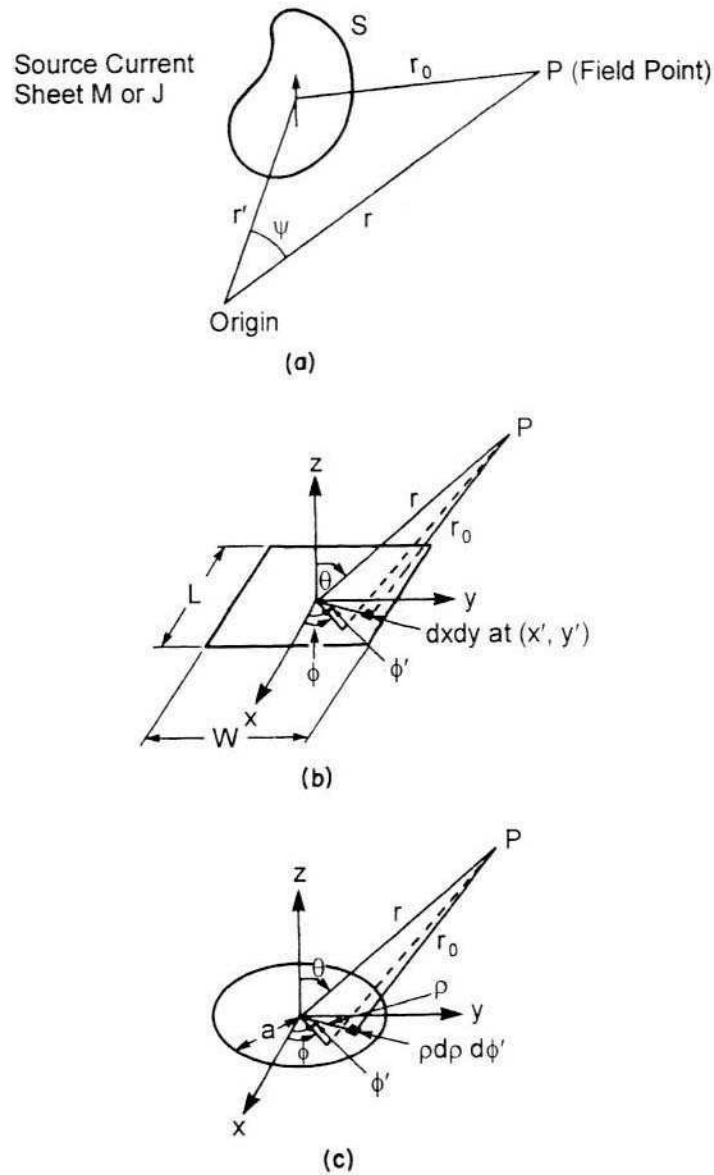


Figura 2.25. Representación de las fuentes de corriente

Las únicas componentes del campo significantes en el campo lejano son aquellas que transversales a la dirección de propagación., esto es, las componentes Φ y θ . Considerando sólo las corrientes magnéticas, se obtiene:

$$\begin{aligned} H_\theta &= -j\omega F_\theta \\ H_\phi &= -j\omega F_\phi \end{aligned} \quad (2.35)$$

y en el espacio libre:

$$\mathbf{E} = -\eta_0 \hat{r} \times \mathbf{H} = -\eta_0 (\hat{\phi} \mathbf{H}_\theta - \hat{\theta} \mathbf{H}_\phi) = j\omega \eta_0 (\hat{\phi} \mathbf{F}_\theta - \hat{\theta} \mathbf{F}_\phi) \quad (2.36)$$

donde η_0 es la impedancia en el espacio libre (120π ohmios). De igual forma, es posible considerar sólo las corrientes eléctricas, obteniendo:

$$\begin{aligned} E_\theta &= -j\omega A_\theta \\ E_\phi &= -j\omega A_\phi \end{aligned} \quad (2.37)$$

y en el espacio libre:

$$\vec{H} = -\eta_0 \hat{r} \times \vec{E} / \eta_0 \quad (2.38)$$

Los campos lejanos se dan por una condición tal que $r \gg r'$, o que $r^2 \geq 2L^2/\lambda_0$, donde L es la dimensión mayor de la apertura. De (2.30) y (2.33), con $|r - r'| = r - r' \cos \psi$ en el numerador, y $|r - r'| \approx r$ en el denominador, se obtienen las expresiones (2.39) y (2.40), donde ψ es el ángulo entre $\mathbf{r}$ y $\mathbf{r}'$ como muestra la figura 2.25(a).

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \iint_S \mathbf{M}(\mathbf{r}') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS' \quad (2.39)$$

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS' \quad (2.40)$$

Considerando distribuciones rectangulares y circulares de corriente, podemos obtener resultados específicos para los campos lejanos.

Campos lejanos producidos por una fuente de corriente magnética rectangular

Consideremos una corriente magnética rectangular bidimensional y el sistema de coordenadas mostrado en la figura 2.25(b). La expresión del vector potencial para las zonas lejanas puede expresarse según (2.41), con $r \cos \psi = x' \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi$ y $\mathbf{M}(x, y) = \mathbf{M}_x(x, y)\hat{x} + \mathbf{M}_y(x, y)\hat{y}$.

$$\begin{aligned} \mathbf{F} = \mathbf{F}_x + \mathbf{F}_y = \\ \frac{\epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} \mathbf{M}_x(x', y') e^{jk_0(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' + \\ + \frac{\epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} \mathbf{M}_y(x', y') e^{jk_0(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' \end{aligned} \quad (2.41)$$

De esta forma, podemos definir el campo eléctrico lejano en función de esos vectores $\mathbf{F}_x$ y $\mathbf{F}_y$, obteniéndose expresiones similares para el campo magnético en términos del vector potencial A.

$$E_\theta = j\omega\eta_0(F_x \sin \phi - F_y \cos \theta) \quad (2.42)$$

$$E_\phi = j\omega\eta_0(F_x \cos \theta \cos \phi - F_y \cos \theta \sin \phi) \quad (2.43)$$

Campos lejanos de una fuente circular de corriente eléctrica.

Consideremos una corriente eléctrica circular bidimensional como muestra el sistema de coordenadas de la figura 2.25(c).

Procediendo de manera similar al caso anterior se desprende los siguientes resultados para los campos:

$$\mathbf{E}_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_0^{2\pi} \int_0^\rho \mathbf{M}_\theta(\rho, \phi') \cos(\phi' - \phi) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.44)$$

$$\mathbf{E}_\phi = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos \theta \int_0^{2\pi} \int_\rho \mathbf{M}_\theta(\rho, \phi') \sin(\phi' - \phi) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.45)$$

Esta técnica sin embargo asume que se emplean funciones de Green en el espacio libre; sin embargo, las antenas microstrip emplean un sustrato característico en el cual se sitúa la antena. El efecto que presenta el sustrato y el plano de tierra, debería ser incluido de una manera rigurosa redefiniendo las funciones de Green, pero existen técnicas en la cual se incluyen estos efectos a partir de una serie de factores que modifican las expresiones dadas anteriormente [9].

Características de potencia y energía

A partir del análisis presentado en el apartado anterior, podemos calcular los patrones de radiación, y de esta forma evaluar las características en cuanto a lóbulos y ganancias. Sin embargo, para otras características de antenas como pérdidas, factor de calidad y eficiencia, se requieren ecuaciones adicionales.

Potencia Radiada

La potencia radiada por una antena microstrip se calcula a partir de la integración del vector de Poynting sobre la apertura radiante. Las antenas microstrip presentan el campo eléctrico entre el parche en dirección normal al conductor y al plano de tierra, y el campo magnético en dirección paralela al borde de la tira.

$$P_r = \frac{1}{2} \text{Re} \iint_{\text{apertura}} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{2\eta_0} \iint (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.46)$$

Potencia Disipada

La potencia disipada en una antena microstrip consiste básicamente en la suma de las pérdidas producidas por el conductor P_c , más las producidas en el dieléctrico P_d , cuyas expresiones son las mostradas por (2.47) y (2.48); donde S es la superficie del parche, V el volumen de la cavidad, ω frecuencia angular, R_s es la parte real de la impedancia superficial de la metalización y ϵ'' es la parte imaginaria de la permitividad compleja del substrato:

$$P_d = \frac{\omega\epsilon''}{2} \iiint_V |E|^2 dV \quad (2.47)$$

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint_S (\mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^*) dS \quad (2.48)$$

Para substratos delgados, la integral de volumen se aproxima a una integral de la superficie S , multiplicada por el grosor del substrato h .

Energía almacenada

La energía total acumulada en la antena es la suma de las energías magnética y eléctrica, y es:

$$W_T = W_e + W_m = \frac{1}{4} \iiint_V (\epsilon |E|^2 + \mu |H|^2) dV \quad (2.49)$$

donde μ es la permeabilidad. Esta integral, al igual que comentamos para la potencia disipada, puede aproximarse bajo las mismas condiciones que en el caso anterior.

Todos los apartados anteriores nos muestran aspectos generales de una antena microstrip: definición, ventajas e inconvenientes de su uso, aplicaciones y principio de funcionamiento. También hemos enumerado las distintas técnicas de construcción de antenas y las distintas estructuras de alimentación.

En el siguiente capítulo nos centraremos en un tipo de antena microstrip: el parche rectangular, de la cual detallaremos dos de los modelos representativos más significativos e intuitivos. Así, abordaremos los principales aspectos a tener en cuenta para el diseño, obteniendo expresiones de gran utilidad.

