

## 3 ANTENA MICROSTRIP

### 3.1 Introducción

En el capítulo anterior estuvimos introduciendo WiMAX y sus ventajas como tecnología inalámbrica. En nuestro objetivo buscamos una agrupación de antenas que funcionen para dicha tecnología. Como veremos en este capítulo las antenas microstrip son unas buenas candidatas.

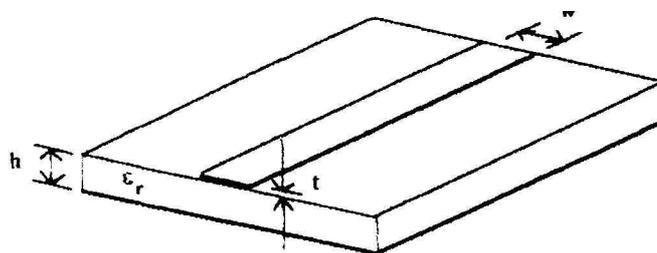


Figura 3.1: Antena Microstrip.

### 3.2 Definición

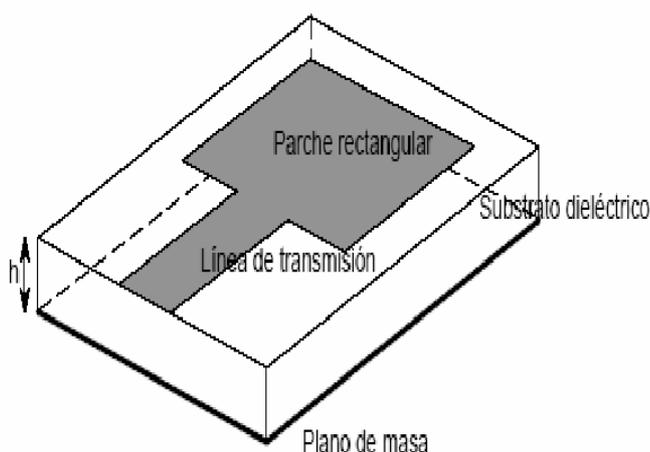
Las antenas microstrip son una extensión de las líneas de transmisión en tecnología planar. La estructura básica de una línea microstrip se muestra en la figura 3.1. Vemos que está compuesta por un sustrato dieléctrico delgado, y una superficie cubierta completamente por una metalización, normalmente de cobre, que sirve como plano de tierra. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.

- El espesor típico del dieléctrico ( $h$ ) se encuentra entre 0.25 mm y los 2 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  $18\ \mu\text{m}$  y  $36\ \mu\text{m}$ .
- El substrato está eléctricamente caracterizado por su constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$ , que toma valores típicos de 2 a 12, 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 substrato es una fracción muy pequeña de la longitud de onda, sobre unos  $0.02\lambda$  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 3.2, 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 3.2: Configuración de 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.

### **3.2.1 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 convencionales. 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 impedancias.

- Pueden fabricarse antenas con polarización lineal y circular, antenas con polarización doble y de frecuencia dual 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 6 dB) y una menor capacidad para radiar una potencia elevada ( $\ll 100\text{W}$ ), debido a las limitaciones de disipación térmica de los substratos.
- La mayoría de antenas microstrip sólo 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 radiactivas, 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 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 un diseño cuidadoso.

### **3.2.2 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).

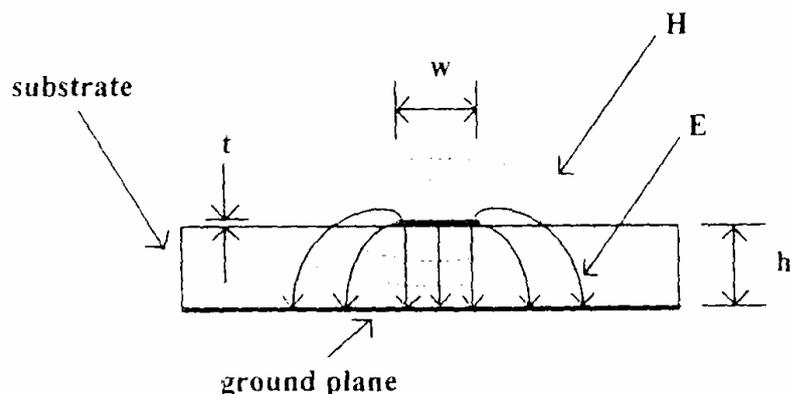
Uno de los principales usos de la antena microstrip reside en los sistemas de comunicaciones móviles, que requieren antenas pequeñas, con bajo peso y bajo coste. Como ejemplo, podemos encontrarlas en equipos portátiles como teléfonos paginadores UHF y radares, instalados en coches, barcos y aeronaves.

También es habitual encontrarlas en sistemas de comunicaciones por satélite. Un ejemplo ampliamente extendido es el de los terminales del sistema GPS. 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, dispositivos biomédicos portables, etc.

### 3.3 Líneas de Transmisión Microstrip

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



**Figura 3.3: Sección transversal de una línea microstrip con la distribución de campos.**

En la figura 3.3 se muestra la sección transversal de una línea microstrip con un esquema aproximado de la distribución transversal del campo. 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 en la parte superior de la microtira, y por lo tanto, parcialmente, se extienden al espacio que se encuentra por encima del sustrato. Por otra parte, las líneas del campo magnético rodean la línea microstrip y se extienden también por encima del sustrato.

El hecho de que se extiendan los campos por encima del sustrato 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 (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 reduce la constante dieléctrica efectiva vista por las ondas que se propagan a lo largo de la línea, Si todos 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 cuanto menor depende de la constante dieléctrica del sustrato y en una menor medida de la relación entre el ancho de la línea y el espesor del sustrato.

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 8GHz 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 semiempíricas para los parámetros de transmisión.

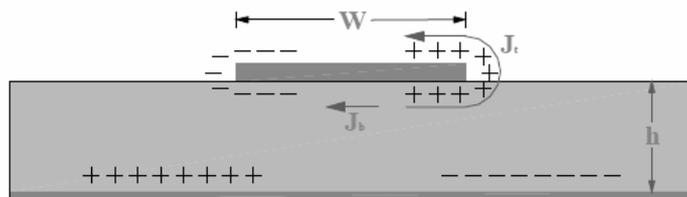
Los trabajos de Hammerstad [9], Bahl y Garg [10] alcanzan una gran aceptación, siendo suficientemente exactos para la mayoría de trabajos de diseño. Las distintas expresiones que rigen el comportamiento de las líneas microstrip siguen la teoría convencional de líneas de transmisión y podemos encontrarlas en las referencias anteriores.

### **3.4 Mecanismos de Radiación de Antenas 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, se recomienda usar 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 3.4.

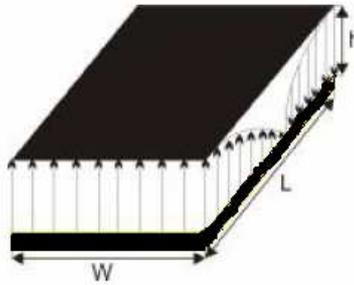


**Figura 3.4:** Distribución de carga y de densidad de corriente en una antena microstrip.

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  $J_b$  y  $J_t$  como muestra la figura anterior.

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 permanece 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. También, como el substrato 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 3.5 se representa la distribución de campo eléctrico para el modo dominante  $TM_{100}$ .

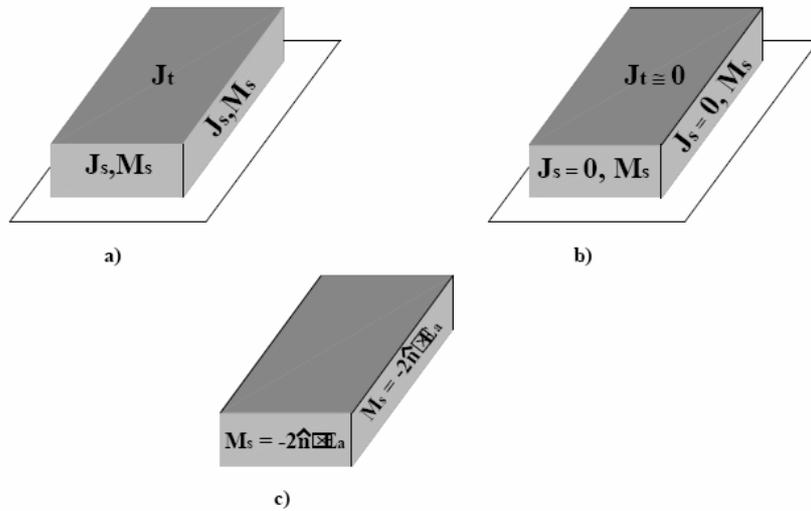


**Figura 3.5: Distribución del modo  $TM_{100}$  en la cavidad microstrip.**

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 [11], el parche microstrip puede representarse por una densidad equivalente de corriente  $J_t$  en la superficie superior que tiene en cuenta la presencia del parche. Las cuatro ranuras laterales se representan por las densidades de corriente equivalente  $J_s$  y  $M_s$ , correspondientes a los campos magnético y eléctrico  $H_a$  y  $E_a$  respectivamente. Las corrientes equivalentes se muestran en la figura 3.6 y se representan por:

$$J_s = \hat{\mathbf{n}} \times H_a \quad (3.1)$$

$$M_s = -\hat{\mathbf{n}} \times E_a \quad (3.2)$$



**Figura 3.6: Densidades de corrientes 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  $J_s$  serán cero. Así, la única densidad de corriente no nula es la densidad de corriente magnética equivalente  $M_s$ , a lo largo de la periferia del parche. Esto se muestra en la figura 3.6 (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 (3.1). 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 3.6 (c). La nueva densidad de corriente es:

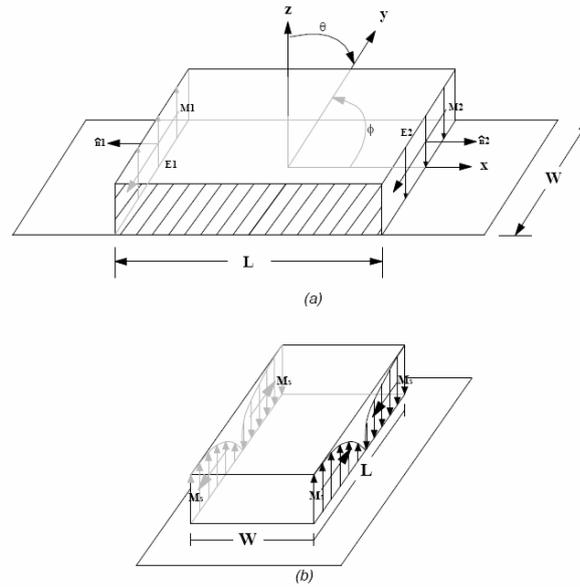
$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \quad (3.3)$$

El campo eléctrico de la ranura para el modo dominante se muestra en la figura 3.5 y es definido según (3.4) 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 (3.5).

$$E_a = \hat{z} \times E_0 \quad (3.4)$$

$$E_a = \hat{z} E_0 \sin \pi x / L \quad (3.5)$$



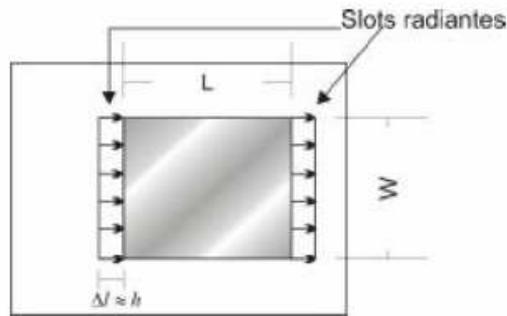
**Figura 3.7: Distribución de densidad de corriente magnética para el modo  $TM_{100}$  en los bordes radiantes.**

Las densidades de corriente magnética en las ranuras se muestran en la figura 3.7. Usando el principio de equivalencia, cada ranura radia el mismo campo que un dipolo magnético con densidad de corriente  $M_s$ . 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  $y$  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 no homogéneo de una antena microstrip son difíciles de analizar. Para simplificar la deducción las ranuras

verticales son sustituidas por dos ranuras planares equivalentes, como muestra la figura 3.8.

Según este modelo sencillo, el análisis de los campos radiados por una antena de parche rectangular se reduce a la consideración de una agrupación formada por dos ranuras idénticas, que estudiaremos en el siguiente apartado.



**Figura 3.8: 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.

### **3.5 Modelado de las Antenas Parche Microstrip**

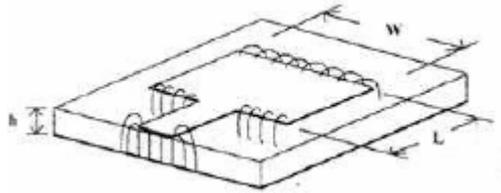
A continuación presentaremos dos de los modelos más extendidos para el estudio de las antenas parche microstrip (MPA): el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.

#### **3.5.1 Modelo de Línea de Transmisión**

El modelo más simple y precoz de un radiador rectangular microstrip se basó en un tratamiento de la antena como una línea de transmisión que radia por dos de sus bordes. Incluso hoy en día el modelo de línea de transmisión es

todavía muy común en trabajos de diseño debido a que se basa en un esquema de radiación simplificado pero relativamente exacto y simple.

El modelo como tal proporciona una visión bastante inteligible del funcionamiento de la antena. Posteriormente el modelo se extendió para intentar cubrir otras geometrías de parche distintas de la rectangular.



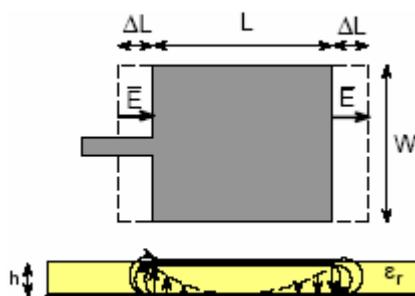
**Figura 3.9: Mecanismo de radiación de una antena parche microstrip, descrito por el modelo de línea de transmisión.**

En la figura 3.9 se muestra una antena parche alimentada mediante una línea microstrip, en la que se representan las líneas del campo eléctrico.

De acuerdo con lo comentado en el apartado 3.4, la radiación aparece en las discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si su tamaño es comparable a la longitud de onda. No obstante el efecto de bordes se manifiesta en el contorno de la estructura y depende del grosor y la permitividad del dieléctrico.

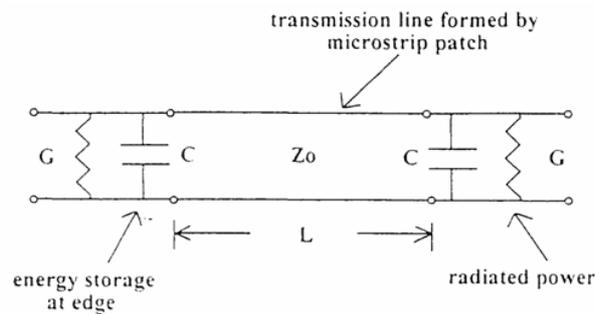
Como vemos en la figura 3.10, el parche equivale a dos ranuras de dimensiones  $W \times \Delta L$ . La longitud  $L$  se elige para que haya una inversión de fase

y la radiación de ambas ranuras se suma en fase  $L = \frac{\lambda_g}{2}$ .



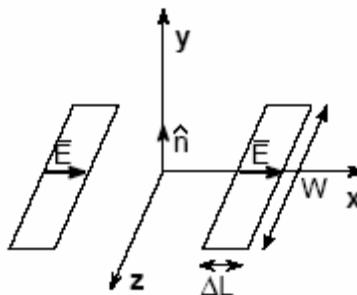
**Figura 3.10: Modelo de parche microstrip.**

La radiación de los bordes laterales del parche se cancela entre sí. Se puede construir un circuito equivalente para el parche microstrip a partir de esta interpretación física, observando que cada borde es una combinación de un condensador y una resistencia en paralelo; y que además se conectan a través de una línea de transmisión. El circuito equivalente sería el de la figura 3.11.



**Figura 3.11: Circuito equivalente para una antena parche microstrip.**

Desde el punto de vista de la antena el equivalente son dos ranuras con distribución de campo uniformes, como vemos en la figura 3.12.



**Figura 3.12: Coordenadas para una ranura en el plano de tierra equivalente a un borde radiante del parche.**

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

$$\vec{M} = -2\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.6)$$

Como observamos en la figura 3.13, el vector de radiación se puede calcular a partir de dos corrientes magnéticas separadas una distancia  $d$  igual a  $L$ .

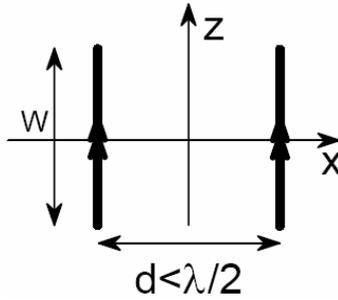


Figura 3.13: Equivalente electromagnético.

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{\left(k_z \frac{W}{2}\right)} \left( e^{jk_x \frac{d}{2}} - e^{-jk_x \frac{d}{2}} \right) \hat{z} \quad (3.7)$$

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{\left(k_z \frac{W}{2}\right)} 2 \cos\left(k_x \frac{d}{2}\right) \hat{z} \quad (3.8)$$

El potencial vector magnético es  $\vec{F} = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L}$ . El problema es el dual de una agrupación de dos dipolos en paralelo al eje z, en este caso la polarización será horizontal.

$$H_\theta = -j\omega F_\theta \quad E_\phi = -j\omega\eta F_\theta \quad (3.9)$$

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

anterior, YZ, y el diagrama es el debido a la corriente magnética uniforme de longitud W.

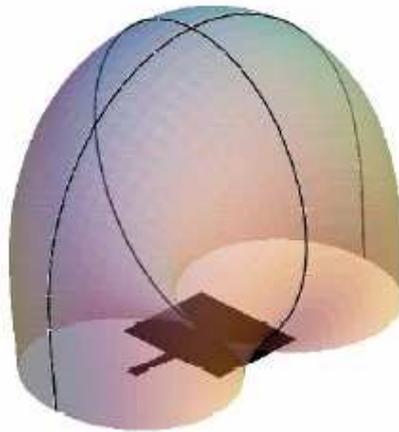
Asumiendo que el parche se encuentra en el plano XZ, el patrón del plano H para el hueco está en el plano YZ, que se extiende en el ancho del parche,

$$E_{\theta} = V_0 \frac{\sin[(k_0 W/2) \cos \theta]}{(k_0 W/2) \cos \theta} \quad (3.10)$$

mientras el patrón del plano E se encuentra en el plano XY (mismo plano que la longitud del parche).

$$E_{\phi} = V_0 \frac{\sin[(k_0 h/2) \cos \phi]}{(k_0 h/2) \cos \phi} \quad (3.11)$$

donde  $V_0$  es la tensión sobre el hueco y  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ . En (3.10),  $\theta$  se mide desde el eje z. Y en (3.11),  $\phi$  se mide desde el eje x. Como el grosor del substrato h es mucho menor que la longitud de onda en el espacio libre  $\lambda_0$ , la expresión (3.11) es básicamente la unidad para todos los ángulos.



**Figura 3.14: Diagrama de radiación del parche.**

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

### **3.5.2 Modelo de Cavidad Resonante**

Habitualmente, una cavidad es una caja cerrada con paredes metálicas, que impiden la pérdida de potencia debida a radiación. Sin embargo, debido a la conductividad finita y a la presencia de dieléctrico, registrarán una serie de mecanismos de pérdidas. Como en todos los resonadores, la energía eléctrica y magnética se almacena en la cavidad.

Este modelo se utiliza fundamentalmente para la determinación del factor de calidad  $Q$  de la antena, que determina el ancho de banda.  $Q$  se define de forma usual como indica (3.12), donde  $W_e$  es la energía media almacenada por ciclo, y  $P_d$  es la potencia disipada.

$$Q = \frac{2\pi f W_e}{P_d} \quad (3.12)$$

Una propiedad de los conductores es que el campo eléctrico tiende a cero rápidamente a medida que nos adentramos desde su superficie. Además, esta calda depende de la conductividad, de manera que los conductores perfectos impiden esta penetración, y el campo se anula en la propia superficie del conductor. De hecho, muchos conductores presentan una conductividad lo suficientemente alta como para considerarse conductores perfectos a efectos prácticos.

Por lo tanto, el campo eléctrico tiende a cero en las paredes metálicas de la cavidad. Aunque puede que no esté rigurosamente definido para la cavidad, el voltaje en la pared es también cero. Es decir, las paredes actúan como un cortocircuito.

De la misma forma que para el conductor eléctrico perfecto, también es posible postular análogamente un conductor magnético perfecto en el que el campo magnético tienda a cero. En un conductor magnético perfecto la densidad de corriente, y por lo tanto la corriente, tiende a cero puesto que está relacionada directamente con el campo magnético. El conductor magnético actuaría en este caso actúa como un circuito abierto.

Ahora consideremos los campos asociados a un parche microstrip rectangular, y permitamos al sustrato del parche extenderse hasta el infinito en el plano XY. La alimentación excita campos electromagnéticos en la región comprendida entre el lado inferior del parche y el plano de tierra. Cuando el espesor del sustrato es mucho menor que una longitud de onda, el campo eléctrico tiene sólo una componente en dirección z que va desde el parche al plano de tierra y el campo magnético tiene sólo componentes transversales en dirección x y en dirección y, entre el parche y tierra. Esos campos no varían con z debido a que el sustrato es delgado.

Se establece una distribución de carga en el lado inferior del parche y en el plano de tierra (más un flujo de corriente). Si consideramos un instante determinado de tiempo, hay una acumulación de carga positiva en el lado inferior del parche y una carga negativa en el plano de tierra. Se producen dos efectos: El primero es que la fuerza atractiva entre esas cargas tienden a mantener un largo porcentaje de carga entre las dos superficies, y lo segundo es que la fuerza repulsiva entre cargas positivas del parche empujan a algunas de esas cargas a la parte superior del parche a través del borde. Para sustratos muy delgados, la cantidad de carga empujada a la parte superior del parche es muy pequeña, porque imperan las fuerzas atractivas. Con pequeños flujos de carga sobre el borde, es razonable asumir que la corriente tienda a cero allí. Por lo tanto esta distribución de campos se puede aproximar por la que tendrían cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos, alrededor del parche.

Por analogía, un parche rectangular puede verse como un resonador de cavidad con conductores magnéticos perfectos en las paredes y con conductores eléctricos perfectos en la cubierta y en la base. Esto permite

resolver la ecuación de onda (derivada de las ecuaciones de Maxwell) para la distribución del campo eléctrico dentro del parche.

La distribución del campo eléctrico es sólo una función de la geometría del parche. La solución es sencilla para geometrías en las que la ecuación de onda sea separable, como cavidades circulares y rectangulares. Sin embargo, las amplitudes de las componentes del campo dependen también de otros detalles, como por ejemplo de los materiales del interior de la cavidad, pérdidas y de la estructura de alimentación. Tanto la distribución del campo como las amplitudes son necesarias para encontrar los parámetros claves del parche.

Como podemos prever la cavidad tiene pérdidas de potencia, pero la mayoría están asociadas con la radiación. La impedancia de la antena tendrá por tanto una parte real representando dichas pérdidas. Esto es necesario incorporarlo en el modelo para completar la analogía entre la cavidad y el parche.

De esta forma, consideramos una cavidad con paredes conductoras perfectas, pero conteniendo un dieléctrico con pérdidas. Su  $Q$  viene dada por (3.13), donde  $\tan \delta$  es la tangente de pérdidas del dieléctrico.

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.13)$$

Como la cavidad tiene pérdidas de potencia, la impedancia de la cavidad contiene una parte real que las representa. La función matemática para la impedancia contiene polos complejos cuya parte imaginaria se asocia con la disipación de potencia. Se puede ver que cerca de la frecuencia de resonancia, el factor de calidad se relaciona con esos polos como indica (3.14), siendo  $\omega_r$  la parte real del polo y  $\omega_i$  la imaginaria.

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\omega_r}{\omega_i} \quad (3.14)$$

Vemos que las ecuaciones (3.13) y (3.14) relacionan las pérdidas con los polos de impedancia para la cavidad.

La antena tiene polos complejos debido a la radiación y a otros efectos. Si las pérdidas en el dieléctrico que rellena la cavidad se ajustan para adaptarla a la antena, entonces la cavidad tendrá los mismos polos que la antena y tendrá así la misma impedancia. De (3.13), los polos podrán ser iguales si la tangente de pérdidas se elige para que sea recíproca a la Q de la antena. Esto completa la analogía entre la cavidad y el parche y es la base para el modelo de cavidad.

El modelo de cavidad se aplicará ahora a un parche rectangular con su alimentación. Consideremos que el parche se extiende en el plano XY, situando el ancho del parche a lo largo del eje x. A partir de las ecuaciones de Maxwell y asumiendo un substrato delgado, se puede encontrar un término de atenuación de la onda para la componente z del campo eléctrico bajo el parche. La solución estará sujeta a las condiciones de contorno, que imponen que el campo magnético tangencial es cero en cada pared (conductores magnéticos perfectos), y que el campo eléctrico tangencial es cero en el parche y el plano de tierra (conductores eléctricos perfectos). Por tanto, la solución es:

$$E_z(x, y) = jI_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} k \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (3.15)$$

donde  $I_0$  es la magnitud de la corriente de alimentación,  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ ,  $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon}$ ,  $(x_0, y_0)$  son las coordenadas de la posición de la alimentación,  $k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2$ ,  $G_m$  es un coeficiente de amplitud debido a la geometría de la alimentación, y

$$\psi_{mn} = \frac{X_{mn}}{\sqrt{WL}} \cos(k_n x) \cos(k_m y) \quad (3.16)$$

$$\text{siendo } k_n = n\pi/W \text{ y } k_m = m\pi/L \text{ y } X_{mn} = \begin{cases} 1, & m = 0 \text{ y } n = 0 \\ \sqrt{2}, & m \neq 0 \text{ ó } n \neq 0 \\ 2, & m \neq 0 \text{ y } n \neq 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Cada término en (3.15) es un modo de la cavidad. Cerca de la frecuencia de resonancia del parche sólo hay un modo dominante,  $m=1$  y  $n=0$ . Se trata del modo asociado a la radiación (y algún almacenamiento de energía) del parche. Los modos siguientes en la suma de (3.15) representan la interacción entre la alimentación y el parche, más un almacenamiento de energía adicional. Las otras componentes bajo el parche pueden encontrarse a partir de (3.15).

El próximo paso es aplicar el modelo de cavidad para encontrar el factor de calidad de la antena. El que más contribuye a la  $Q$  del parche es la radiación.

### **3.6 Configuraciones Geométricas Habituales Usadas en Antenas Microstrip**

Las antenas microstrip se caracterizan por poseer un mayor número de parámetros físicos que los presentes en antenas de microondas convencionales. Pueden fabricarse de variadas dimensiones y formas geométricas.

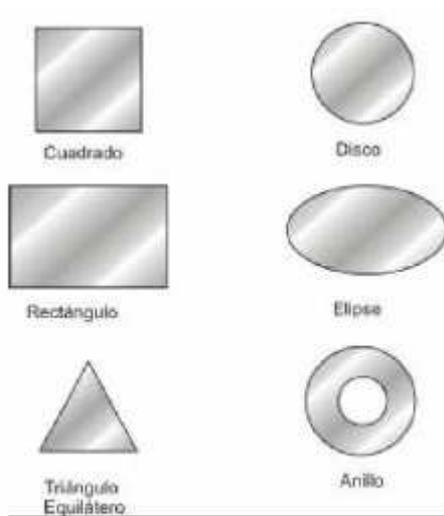
Todas las antenas microstrip pueden clasificarse en cuatro categorías básicas: antenas parche microstrip, dipolos microstrip, antenas de ranura impresa y antenas microstrip de onda viajera.

A continuación, veremos las principales características de cada una de ellas.

### 3.6.1 Antenas Parche Microstrip

Consiste en un parche conductor de cualquier forma geométrica en una de las superficies de un substrato dieléctrico, con un plano de tierra en la superficie opuesta.

Las configuraciones básicas usadas en la práctica se muestran en la figura 3.15. Sus características de radiación son similares a pesar de las diferencias en cuanto a las formas geométricas debido a que se comportan como un dipolo. Los parches rectangulares y circulares son los más usados y aunque en particular la forma en anillo circular brinda un ancho de banda superior, mayor ganancia y niveles de lóbulos laterales para modos de orden superior; como contrapartida se vuelve físicamente grande. Típicamente una antena parche posee una ganancia de entre 5 ó 6 dB y presenta un ancho de haz a 3 dB entre  $70^\circ$  y  $90^\circ$ .



*Figura 3.15: Formas básicas de antenas parche microstrip.*

### 3.6.2 Dipolos Microstrip

Los dipolos microstrip difieren geoméricamente de las antenas parche en la relación ancho-longitud. El ancho de un dipolo es, por lo general, menor que  $0,05\lambda$ . Los patrones de radiación de un dipolo y de un parche son similares

debido a que poseen similares distribuciones de corrientes longitudinales. Sin embargo, la resistencia de radiación, el ancho de banda y la radiación contrapolar varían significativamente.

Los dipolos microstrip, son los elementos preferidos a causa de sus propiedades, como reducido tamaño y polarización lineal. Además, son muy adecuados para altas frecuencias en las que el sustrato puede ser eléctricamente grueso, y por lo tanto puede alcanzar un ancho de banda significativo.

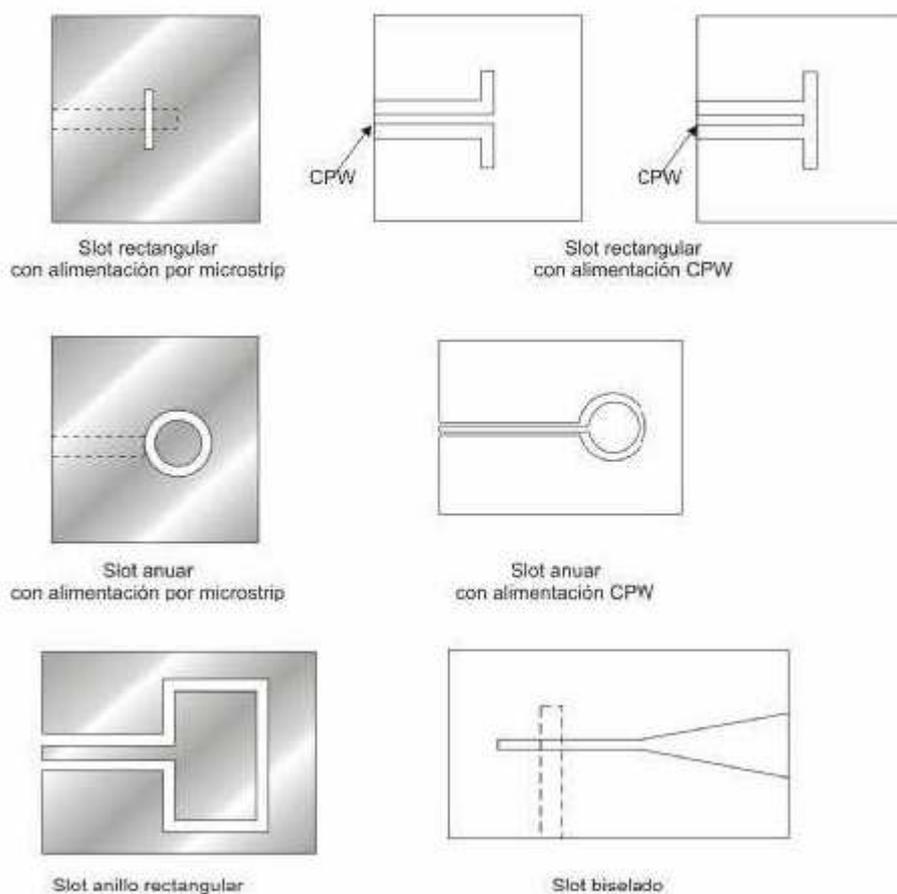
La elección del mecanismo de radiación es otro punto muy importante para tener en cuenta. La figura 3.16, nos muestra un dipolo plegado combinado con otro idéntico (imagen de espejo) para producir una estructura simétrica; aunque también puede concebirse realizando un recorte en forma de H sobre un parche rectangular. El ancho de banda para este dipolo con un coeficiente de Onda Estacionaria (ROE) igual a 2 (Relación de Onda Estacionaria), puede ser de alrededor de un 16%.



**Figura 3.16: Dipolo plegado impreso simétrico.**

### **3.6.3 Antenas de Ranura Impresas**

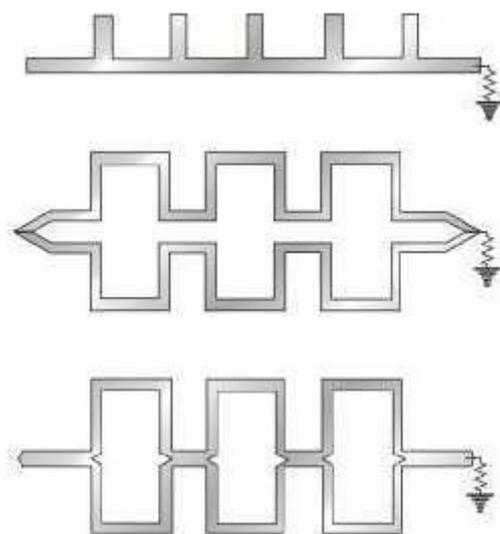
Estas antenas constan de una ranura en el plano a tierra, cuya forma puede ser variable. Teóricamente, muchas de las antenas pueden ser realizadas como antena ranurada [12]. Sin embargo, sólo se han estudiado unas pocas geometrías de ranuras. Podemos verlas en la figura 3.17:



**Figura 3.17: Antenas microstrip ranuradas.**

### 3.6.4 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 esta antena 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 3.18 se ilustran varias antenas de este tipo.



**Figura 3.18: Antenas microstrip de onda viajera.**

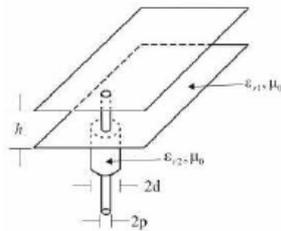
### **3.7 Técnicas de Alimentación**

Las antenas microstrip poseen elementos radiantes en una de las caras del substrato dieléctrico, y por este motivo las primeras antenas microstrip eran alimentadas o por una línea microstrip o por una sonda coaxial. Desde entonces un gran número de nuevas técnicas de alimentación se han ido desarrollando, dividiéndose en dos grupos: alimentación por contacto y alimentación sin contacto. En los métodos por contacto, la potencia de RF es transferida directamente al parche mediante elementos conectivos, entre los cuales los más comunes son la alimentación por sonda coaxial y por línea microstrip. Por otra parte, el segundo grupo se compone de la alimentación por acoplamiento de proximidad, por acoplamiento de apertura y finalmente por línea Coplanar, donde la transferencia de potencia se lleva a cabo a través del acoplamiento entre campos electromagnéticos.

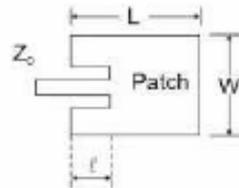
La selección de la técnica de alimentación esta gobernada por varios factores. La consideración más importante es la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura de radiación y la estructura de alimentación, es decir, la adaptación de impedancia entre las dos. Asociadas con la adaptación

están los transformadores multisección, esquinas, stubs, uniones, transiciones, etc. La radiación indeseada puede incrementar el nivel del lóbulo secundario y la amplitud contrapolar 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, elegir un esquema de alimentación de forma que podamos configurar varios parámetros según nuestras necesidades.

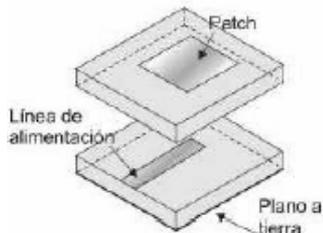
En la figura 3.19 podemos observar los distintos ejemplos de alimentación y una comparación de varios tipos de estructuras de alimentación para antenas microstrip.



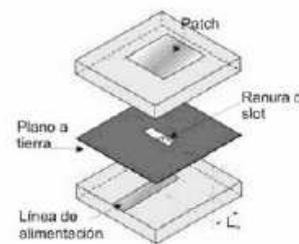
a) Alimentador por sonda coaxial microstrip



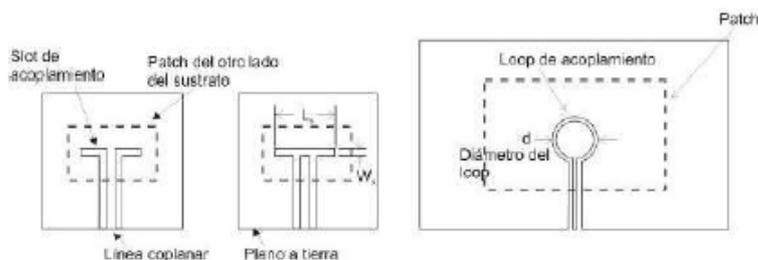
b) Alimentador por línea inserta en el parche



c) Alimentador microstrip por acoplamiento magnético



c) Alimentación microstrip acoplada por abertura



d) Alimentador por línea coplanar

Figura 3.19: Diferentes técnicas de alimentación.

Características	Alimentación por sonda coaxial	Alimentación por línea microstrip	Alimentación por acoplamiento de proximidad	Alimentación por acoplamiento de abertura	Alimentación por línea coplanar
Configuración	No planar	Coplanar	Planar	Planar	Planar
Radiación no deseada del alimentador	Mucha	Mucha	Mucha	Mucha	Poca
Pureza de la polarización	Pobre	Pobre	Pobre	Excelente	Buena
Facilidad de fabricación	Se necesita soldar y perforar	Fácil	Se necesita perfecta alineación	Se necesita perfecta alineación	Se necesita perfecta alineación
Fiabilidad	Pobre a causa de las soldaduras	Mejorada	Buena	Buena	Buena
Adaptación de impedancia	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de banda (logrado con la adaptación de impedancia)	2-5%	2-5%	13%	21%	3%

**Tabla 3.1: Comparación de varios tipos de estructuras de alimentación para antenas microstrip**

En nuestro diseño la estructura elegida es la alimentación microstrip acoplada por abertura debido principalmente a que simplifica el diseño del array, su mayor ancho de banda y que permite aislar la estructura radiante de la red de alimentación. Podemos ver un ejemplo de esta alimentación en la figura 3.19(c).

Podemos observar que se usan dos capas de sustrato, separadas por un plano de tierra común. En el sustrato 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 ranura puede ser de cualquier forma y

tamaño, y esos parámetros geométricos ofrecen grados de libertad para configurar la antena.

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 ó 20dB por debajo del lóbulo principal.

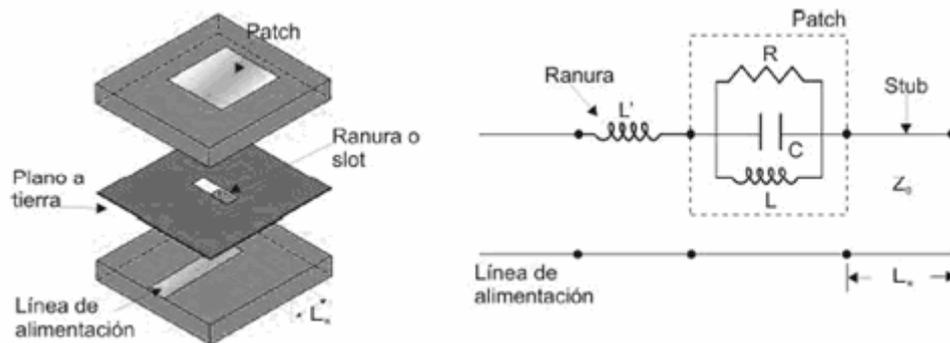
La ranura de acoplamiento se sitúa centrada con respecto al parche, donde el campo magnético del mismo es máximo. Éste es un buen propósito para mejorar el acoplamiento entre el campo magnético del parche y la corriente magnética equivalente cercana a la abertura.

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 que se representa como  $L_s$  en la figura 3.20. La amplitud de acoplo puede determinarse por la expresión 3.18 donde  $x_0$  es el desplazamiento de la abertura desde el borde del parche.

$$Coupling \sim \iiint_V \vec{\mathbf{M}} \cdot \vec{\mathbf{H}} dv \sim \sin(\pi x_0 / L) \quad (3.18)$$

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 3.20 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  $\beta$  la constante de propagación de la línea microstrip.

La mayor dificultad de esta técnica es su construcción, ya que posee múltiples capas y además aumenta su grosor.



**Figura 3.20: Antena microstrip con alimentación por ranura acoplada.**

Una vez concluido este capítulo donde se redactan las principales características de las antenas microstrip pasaremos a profundizar en el tema de las agrupaciones de antenas para ir acercándonos a nuestro diseño final.