

Capítulo 4: *Substrate Integrated Waveguide (SIW)*

4.1 Introducción a *Substrate Integrated Waveguide*

Muchas de las desventajas de la eficiencia de la tecnología *microstrip* se encuentran relacionadas con las pérdidas presentes en circuitos que utilizan esta tecnología. Pérdidas por radiación, pérdidas por ondas de fuga, pérdidas por ondas superficiales, pérdidas por ondas radiadas, pérdidas por dieléctrico y pérdidas por conductor aunados a las dificultades para acoplar correctamente elementos planos con elementos no planos son los principales impedimentos para que dicha tecnología logre ser más eficiente.

A finales de 1993 y principios de 1994 surgió una tecnología conocida como *Substrate Integrated Waveguide (SIW)* la cual como su nombre lo indica consiste en integrar una guía de onda dentro de un substrato dieléctrico, en otras palabras, una guía de onda utilizando la tecnología *microstrip*. La aportación de esta emergente tecnología es el lograr integrar las ventajas de una guía de onda rectangular convencional minimizando las desventajas principales de ésta. En una guía de onda rectangular convencional las ondas son encerradas dentro de la superficie de ésta al ser reflejadas cuando alcanzan alguna de las paredes metálicas. Es por ello que las pérdidas por conducción en una guía de onda son muy pocas y las ondas son recibidas o transmitidas con buenos niveles. Las desventajas de una guía de onda convencional residen en su estructura ya se requiere una gran cantidad de metal para construirla y esto repercute negativamente en dos aspectos: 1)

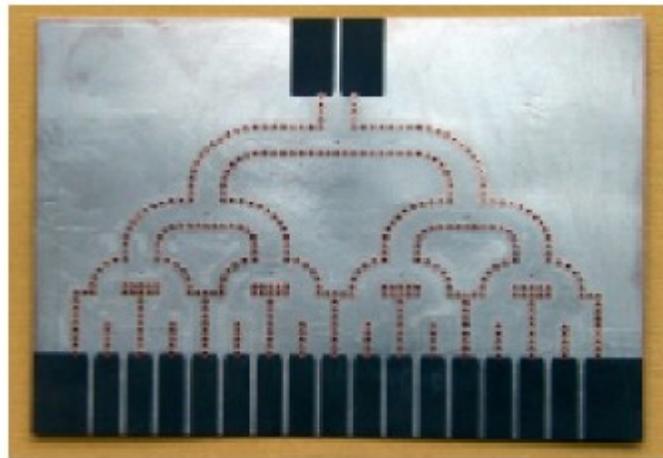
La estructura resultante es pesada y por lo tanto difícil de moldear y/o integrar a algún medio y 2) la gran cantidad de metal requerida hace que los costos sean demasiado elevados [18], [19], [20], [21].

Con la tecnología *Substrate Integrated Waveguide* las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan en el substrato dieléctrico siendo reflejadas por éstas con lo que se tienen las ventajas mencionadas anteriormente para las guías de onda rectangulares convencionales: pocas pérdidas por conductor y una muy buena transmisión [18], [19], [20], [21].

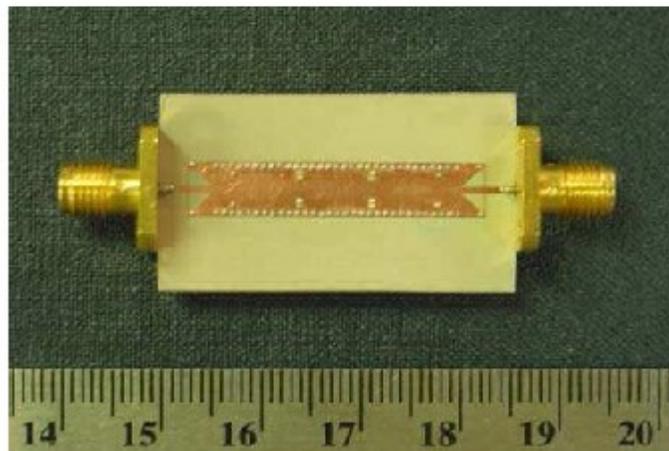
La tecnología *Substrate Integrated Waveguide* fue creada para poder trabajar a altas frecuencias ya que si se utilizara para aplicaciones de frecuencias bajas los tamaños de la guía de onda serían similares a los de las guías de onda convencionales y por lo tanto se tendrían las mismas deficiencias de éstas. Al utilizar frecuencias altas, los tamaños de SIW son bastante reducidos; a su vez, las SIW pueden ser construidas mediante técnicas de circuitos impresos de tal forma que se eliminan las desventajas de las guías de onda convencionales [18], [19], [20], [21].

En resumen, con *Substrate Integrated Waveguide* se tienen guías de onda que presentan mejor acoplamiento que las líneas de microstrip (transmisiones casi en su totalidad) que a su vez sean pequeñas, fáciles de moldear e integrar a superficies tanto planas como no planas, ligeras y de bajo costo.

Por su naturaleza de guías de onda, *Substrate Integrated Waveguide* ha sido utilizada desde un inicio principalmente para aplicaciones de resonadores y filtros (una guía de onda funciona como un filtro pasa altas) [18], [19], [20], [21], en la figura 4.1 se muestran dos aplicaciones de SIW. Para este proyecto de tesis se propone utilizar dicha tecnología como alimentación para las antenas tipo parche que se construyan, buscando un mayor acoplamiento que con los otros métodos de alimentación que existen para las antenas.



a)



b)

Figura 4. 1 Dos aplicaciones de *Substrate Integrated Waveguide*: a) Como divisor de potencia 1/16 y b) como filtro [18] y [22]

4.2 Estructura general de Substrate Integrated Waveguide

La tecnología *Substrate Integrated Waveguide* al utilizar en gran parte la tecnología de microstrip tiene componentes muy parecidos a ella, los cuales son:

Un substrato dieléctrico.

Un plano de tierra.

Una línea conductora.

Orificios metalizados.

La estructura de la SIW se muestra en la figura 4.2:

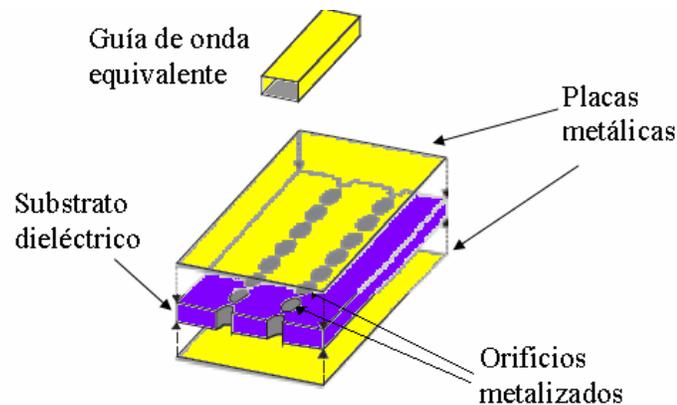


Figura 4. 2 Estructura de una *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) [18].

El funcionamiento de la estructura mostrada en la figura anterior es el siguiente:

El plano de tierra (capa inferior) funciona como la pared inferior de la guía de onda, la placa conductora funciona como la pared superior de la guía de onda y los orificios

metalizados funcionan como las paredes laterales de la guía de onda [18]. En la figura 4.3 se muestra a las ondas electromagnéticas viajando dentro de la estructura SIW, siendo confinadas dentro de su estructura.

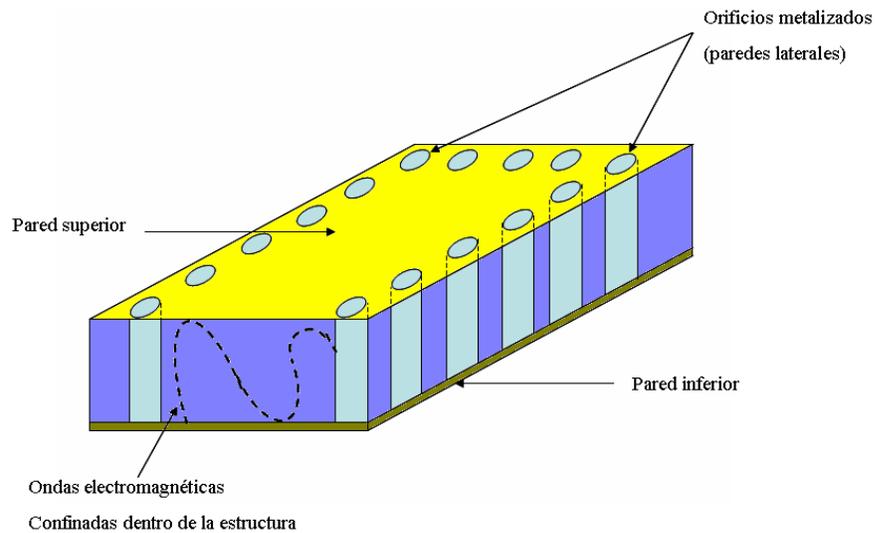


Figura 4. 3 Ondas electromagnéticas viajando en SIW.

Para el diseño de *Substrate Integrated Waveguide* se deben tener en consideración medidas intrínsecas a dicha tecnología, en la figura 4.4 se muestran dichas medidas básicas.

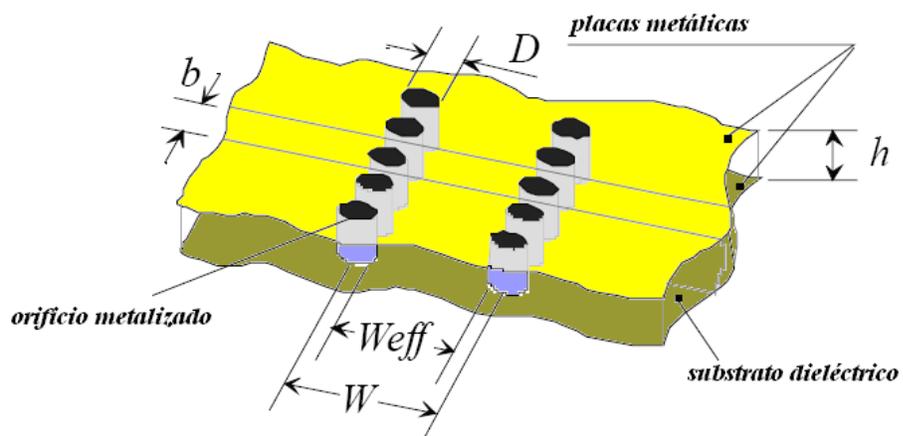


Figura 4. 4 Medidas básicas de *Substrate Integrated Waveguide* [18].

Las medidas básicas a considerar para el diseño de SIW son:

El grosor del sustrato h . Como se mencionó en el capítulo 3, para guías de onda así como circuitos o líneas de transmisión se busca que el sustrato sea delgado para que las ondas que se presenten en su mayoría sean las guiadas (también es necesaria una alta permitividad eléctrica en el sustrato para lograrlo) [18].

La distancia entre los orificios metalizados b_p . Esta distancia es de vital importancia para asegurar que dichos orificios funcionen correctamente como las paredes laterales de una guía de onda rectangular convencional. Si la distancia es muy grande se pueden tener grandes pérdidas que ocasionarían que no se tuviera la operación de guía de onda deseada [18].

El diámetro de los orificios D . Se debe mantener al diámetro con medidas reducidas para poder obtener el funcionamiento adecuado además de ser más práctico el resultado con diámetros pequeños [18].

El ancho de la guía de onda W . Esta medida corresponde a la distancia entre centros de las dos columnas de orificios metalizados [18].

El ancho efectivo de la guía de onda W_{eff} . Es la distancia entre orificios en sus puntos más cercanos entre sí. Esta distancia varía de acuerdo a la frecuencia de corte que se seleccione para la guía de onda [18].

4.3 Diseño de *Substrate Integrated Waveguide*

4.3.1 Consideraciones de diseño

Substrate Integrated Waveguide tiene idealmente el mismo funcionamiento que una guía de onda rectangular convencional, por lo tanto se pueden utilizar los mismos

conceptos de diseño siempre y cuando se tengan en cuenta principalmente dos consideraciones:

La distancia entre los orificios metalizados (b_p) adyacentes debe de mantenerse reducida para mantener pequeñas las pérdidas por fuga. Para mantener la distancia los suficientemente pequeña se tiene la regla siguiente [18]:

$$b_p \leq 2D \quad \text{Ecuación (4.1)}$$

Como se observa de la consideración anterior la distancia entre los orificios está en función del diámetro de éstos (D). El diámetro de los orificios metalizados debe también de mantenerse reducido (realmente el factor que se considera más importante es la relación D/b) para minimizar pérdidas. Se debe entonces tener la consideración siguiente con respecto a la longitud de onda en la guía (λ_g) para lograr un diámetro los suficientemente pequeño [18]:

$$D < \lambda_g / 5 \quad \text{Ecuación (4.2)}$$

Las consideraciones descritas anteriormente no son siempre necesarias, ya que se pueden llevar a cabo diseños de *Substrate Integrated Waveguide* que no cumplan dichas especificaciones pero debe de llevarse un cuidado al momento de realizarlas. Las consideraciones anteriores simplemente funcionan como parámetros para asegurar que las pérdidas permanezcan en niveles reducidos.

4.3.2 Transiciones

Un factor muy importante para diseñar *Substrate Integrated Waveguide* son sus transiciones. Las ventajas de acoplamiento con estructuras tanto planas como no planas

que se mencionaron al inicio de este capítulo se encuentran relacionadas con la sencillez de las transiciones de SIW ya que éstas son directas. Las transiciones son importantes para lograr un acoplamiento correcto de impedancias entre *Substrate Integrated Waveguide* y la estructura a la que se vaya a conectar [23], [24].

La forma más práctica para una transición de SIW se muestra en la figura 4.5. Se trata de una transición de SIW a microstrip. En esta transición se lleva a cabo una transición en forma de *taper*, y dependiendo de las medidas de éste se tendrá un mejor o peor acoplamiento de impedancia [23], [24].

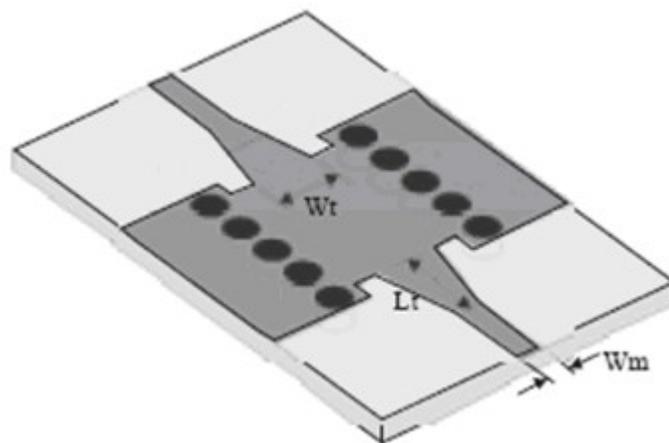


Figura 4. 5 Transición de *Substrate Integrated Waveguide* a microstrip [18].

En la figura 4.5 se aprecian las 3 medidas que deben de considerarse para llevar a cabo una correcta transición de SIW a microstrip [23], [24].

W_m . Es el ancho de la pista de microstrip, el cual debe de ser diseñado de acuerdo a la impedancia que quiera acoplarse (un valor característico es el de 50Ω).

L_t . Es el largo del taper.

W_t . Es el ancho del taper.

Al llevar a cabo una combinación correcta entre cierto largo y ancho del *taper* es que se obtiene la transición óptima que derivará en la menor cantidad de pérdidas [23], [24].

4.3.3 Diseño de guía de onda rectangular

Una vez que se tienen las consideraciones de diseño y de transiciones mencionadas anteriormente, el diseño de *Substrate Integrated Waveguide* es idéntico al de una guía de onda rectangular. Dicho diseño se describe a continuación como puede encontrarse en [25].

Los modos de propagación de las señales se pueden dividir en 3 categorías:

Transversal Eléctrico (TE). En estos modos no se tiene componente eléctrica en la dirección de propagación de la onda [25].

Transversal magnético (TM). En estos modos la componente magnética es nula en la dirección de propagación de la onda [25].

Transversal Electromagnético (TEM). En este tipo de modos de propagación, tanto la componente eléctrica como la magnética son nulas en la dirección de propagación [25].

En las guías de onda convencionales solamente los modos TE y TM pueden ser propagados, los modos TEM solamente pueden propagarse en el espacio libre o en líneas de transmisión [25], [26]. Para *Substrate Integrated Waveguide* a su vez solamente se pueden propagar los modos TE debido a su estructura [18].

De forma general, los modos transversales eléctricos (al igual que los transversales magnéticos) tienen la representación TE_{mn} . El subíndice m se refiere al número de medias variaciones de onda senoidal en la dirección x , mientras que el subíndice n se refiere al número de medias variaciones de onda senoidal en la dirección y (en la figura 4.6 se muestran los ejes que de manera convencional se toman para una guía de onda rectangular) [26]. Estas medias variaciones de onda senoidal son las llamadas *standing waves*.

En la figura 4.6 se puede apreciar una guía de onda rectangular convencional en la cual las ondas electromagnéticas con frecuencias por encima de la llamada “frecuencia de corte” (f_c) son confinadas dentro de los límites de su superficie. Generalmente estas guías de onda son hechas de cobre o aluminio y pueden ser aire la región dieléctrica cubierta por sus paredes o también puede contener algún dieléctrico. En los análisis de guías de onda se considera que el grosor de las paredes de ésta es más grande que varios *skin depths* por lo que no se toma en cuenta a la hora de diseñar [25].

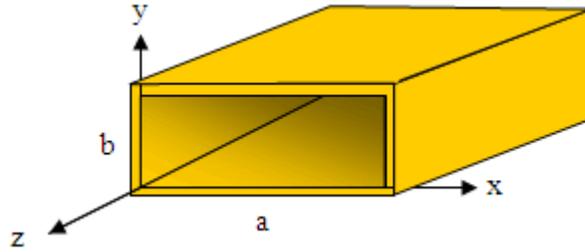


Figura 4. 6 Guía de onda rectangular convencional [27].

En la figura 4.6 se pueden apreciar las dos medidas a diseñar en una guía de onda rectangular:

El ancho de la guía de onda “a”. Esta medida se obtiene dependiendo de la frecuencia de corte que se intente para el modo de propagación dominante de la guía de onda (TE_{10}) [25].

La altura de la guía de onda “b”. Dependiendo de los modos de propagación que se deseen incluir ésta medida varía [25].

Para el diseño de una guía de onda rectangular se considera que toda frecuencia será propagada si es lo suficientemente alta como para cumplir la siguiente desigualdad.

$$a > \frac{\lambda}{2} \quad \text{Ecuación (4.3)}$$

Donde:

a es el ancho de la guía de onda.

λ es la longitud de onda de la señal en algún medio específico.

La longitud de onda está relacionada con la frecuencia de la señal por medio de la siguiente fórmula:

$$f = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}\lambda} \quad \text{Ecuación (4.4)}$$

Donde:

f es la frecuencia de la señal.

μ es la permeabilidad magnética del medio. A su vez $\mu = \mu_0\mu_R$. Donde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío y μ_R es la permeabilidad magnética relativa del medio.

ε es la permitividad eléctrica del medio. A su vez $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_R$. Donde ε_0 es la permitividad eléctrica en el vacío y ε_R es la permitividad eléctrica relativa del medio.

Teniendo en cuenta que $\frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}$ es la llamada “velocidad de la luz en el vacío” (aproximadamente 3×10^8 m/s), la cual se representa como “ c ”, se puede también expresar la ecuación 4.4 como:

$$f = \frac{c}{\sqrt{\mu_R\varepsilon_R}\lambda} \quad \text{Ecuación (4.5)}$$

Como se puede apreciar de las ecuaciones 4.4 y 4.5, la longitud de onda tiene una relación inversamente proporcional con la frecuencia de la onda. Es por ello que la guía de onda funciona como un filtro pasa-altas ya que solamente frecuencias lo suficientemente altas cumplirán la ecuación 4.3 [25].

De la ecuación 4.3 se puede apreciar que la máxima longitud de onda que dejará pasar la guía de onda es la llamada “longitud de onda de corte”, la cual está dada por [25]:

$$\lambda_c = 2a \quad \text{Ecuación (4.6)}$$

Una vez teniendo la longitud de onda de corte, se puede llegar a una ecuación para la llamada “frecuencia de corte” combinando las ecuaciones 4.5 y 4.6 [25]:

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\mu_R \epsilon_R}} \quad \text{Ecuación (4.7)}$$

De la ecuación 4.7 se puede apreciar que la medida del ancho de la guía (a) depende de la frecuencia de corte que se considere en el diseño. La ecuación para la frecuencia de corte hallada ha sido deducida para el modo dominante de la guía de onda rectangular, que como se ha mencionado con anterioridad es TE₁₀. En la figura 4.7 se presenta la distribución de campo eléctrico y magnético de dicho modo en la guía de onda, donde las líneas rojas representan el campo eléctrico mientras que las azules el magnético.

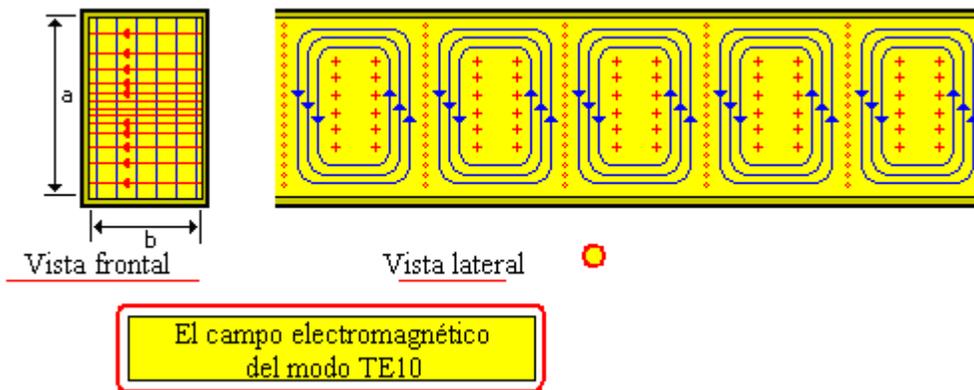


Figura 4. 7 Distribución de las líneas de los campos en un guía de onda rectangular [28].

TE₁₀ es el modo dominante en la guía de onda debido a que presenta la frecuencia de corte más baja. Como se ha mencionado con anterioridad, una guía de onda puede propagar diversos modos divididos en TE y TM sin embargo, la mayoría de las veces se busca que la mayoría de la potencia propagada se concentre en el modo dominante [25]. Con dimensiones mayores tanto de *a* como de *b* para la guía de onda se obtiene a su vez una mayor potencia, sin embargo para prevenir que haya una cantidad grande de propagación de otros modos se deben tener en cuenta dos consideraciones para buscar que la mayor parte de la energía se concentre en el primer modo [25].

La frecuencia máxima de operación que se puede usar para una guía de onda diseñada debe de ser menor a la frecuencia de corte del modo TE₂₀, ya que es el siguiente modo propagándose a lo ancho de la guía y el que tiene la frecuencia de corte más baja después de TE₁₀, de esta forma se asegura que la mayor concentración se presente en el modo fundamental. Suponiendo una frecuencia que no alcance dicha frecuencia de corte se puede considerar un 0.95 de ésta y por lo tanto la fórmula que da la frecuencia máxima de operación está dada por [25]:

$$f_{\max} = \frac{0.95c}{a\sqrt{\mu_R \epsilon_R}} \quad \text{Ecuación (4.8)}$$

Para prevenir gran cantidad de propagación en modos TE₀₁ y superiores se debe limitar el tamaño de la otra dimensión a diseñar en la guía de onda (b), esto se logra con la siguiente desigualdad [25]:

$$b \leq \frac{a}{2} \quad \text{Ecuación (4.9)}$$

Teniendo en cuenta esta regla para el diseño se logra que la frecuencia de corte del modo TE₀₁ sea igual o superior a la frecuencia de corte del modo TE₂₀ asegurando que en este modo no se concentre mucha energía [25].

Las consideraciones anteriores se aplican para una guía de onda rectangular convencional, en el caso de *Substrate Integrated Waveguide* el tamaño de *b* es fijo dependiendo del ancho del substrato que se vaya a utilizar. Utilizando substratos delgados se logran dos ventajas para la tecnología SIW: 1) Las ondas guiadas se presentan en

mayor cantidad que otras (como se ha mencionado antes, esto también depende de el valor de la permitividad eléctrica del substrato) y 2) se logra evitar que los modos viajando en la dirección TE_{01} y otros de frecuencias de corte superiores sean transmitidos en la guía de onda.

Algunos conceptos de la guía de onda importantes a considerar en una guía de onda rectangular, sobre todo cuando ésta está rellena de algún dieléctrico diferente al aire son los siguientes:

La longitud de onda de una guía viajando en cualquier medio de permitividad eléctrica ϵ y una permeabilidad magnética μ . Está definida por la siguiente ecuación donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío [25]:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R}} \quad \text{Ecuación (4.10)}$$

La velocidad de la onda. Se refiere a la velocidad a la cual las ondas viajan en cualquier medio caracterizado por una permitividad eléctrica ϵ y una permeabilidad magnética μ . Está definida por la siguiente ecuación [25]:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R}} \quad \text{Ecuación (4.11)}$$

En una guía de onda sin embargo, debido a que las ondas que viajan dentro de ésta son reflejadas en las paredes, se tiene un movimiento en zig-zag que genera que la distancia neta del viaje sea incrementada en comparándola con la onda viajando libremente en el medio, por lo tanto la velocidad dentro de una guía de onda es menor a la velocidad de la onda en el medio. A esta velocidad se le conoce como velocidad de grupo y se representa por v_g [25].

La velocidad de grupo se puede obtener mediante la siguiente ecuación [25]:

$$v_g = v \cos(\theta) \quad \text{Ecuación (4.12)}$$

Donde θ es el ángulo al cual se encuentra viajando la onda dentro de la guía.

La siguiente fórmula describe el ángulo de la onda viajando en la guía en función de la frecuencia a la cual se esté operando y la frecuencia de corte [25]:

$$\cos \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad \text{Ecuación (4.13)}$$

Con la ecuación 4.13 se puede comprender de forma más clara el funcionamiento de la guía de onda a diferentes frecuencias para el modo dominante TE_{10} . Si se tuviera una onda con una frecuencia f mucho mayor a la frecuencia de corte f_c , el ángulo que se tendría tendería a 0° , por lo tanto dicha onda estaría viajando a lo largo de la guía de onda prácticamente en línea recta y sin rebotar en las paredes. A su vez, si una onda tiene una frecuencia f igual a la frecuencia de corte f_c , el ángulo resultante sería de 90° , lo que significaría que dicha onda estaría rebotando en las paredes de la guía de onda en forma recta y por lo tanto no habría transferencia de potencia a lo largo de la guía de onda [25]. Si se trabajara con una onda cuya frecuencia f fuera inferior a la frecuencia de corte f_c , el resultado sería un ángulo imaginario de lo cual se puede deducir que no podría existir dicha onda dentro de la guía.

Otro concepto de utilidad que se debe tener en cuenta es que la longitud de onda dentro de la guía de onda rectangular no sería la misma que la que tendría la onda en el medio del cual está rellena la guía simplemente. La llamada longitud de onda dentro de la guía se representa por λ_g y se puede obtener con la siguiente fórmula [25]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\cos \theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad \text{Ecuación (4.14)}$$

La ecuación 4.14 también se puede expresar en función de las longitudes de onda, con lo cual se obtiene:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad \text{Ecuación (4.15)}$$

La longitud de onda en la guía de onda es una medida muy importante al momento de diseñar *Substrate Integrated Waveguide* ya que, como se ha mencionado anteriormente en este capítulo, se ocupa esta medida para limitar el diámetro de los orificios metalizados.

4.3.4 Reglas de diseño resumidas

Durante este capítulo se han revisado las consideraciones de diseño para *Substrate Integrated Waveguide* así como las reglas de diseño para una guía de onda rectangular convencional desarrollando la teoría que llevó a la explicación de éstas. A continuación se presenta de forma resumida el método de diseño que se seguirá para *Substrate Integrated Waveguide* combinando las fórmulas y consideraciones vistas anteriormente.

1. Se selecciona un dieléctrico a utilizar. Se debe buscar que dicho substrato sea delgado y tenga una alta permitividad eléctrica ϵ . El ancho del dieléctrico constituirá la primera dimensión de la guía de onda: la altura b .
2. Se selecciona una frecuencia de corte f_c , la cual debe ser inferior a la frecuencia(s) a la(s) cual(es) se desee trabajar.

3. Una vez especificada la frecuencia de corte f_c , se obtiene la segunda dimensión de la guía de onda: el ancho a . El ancho se puede determinar despejándolo de la ecuación 4.7:

$$a = \frac{c}{2f_c \sqrt{\mu_R \epsilon_R}} \quad \text{Ecuación (4.16)}$$

4. Se encuentra la longitud de onda en la guía de onda mediante la ecuación 4.14 o 4.15.

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\cos \theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

o

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}$$

5. Una vez que se ha obtenido la longitud de onda en la guía se procede a especificar el diámetro de los orificios metalizados, el cual debe cumplir la ecuación 4.2:

$$D < \lambda_g / 5$$

6. Se especifica la distancia entre los orificios metalizados, la cual debe cumplir la ecuación 4.1:

$$b_p \leq 2D$$

7. Se selecciona un ancho de línea de microstrip que tenga la impedancia adecuada a utilizar. En este proyecto se utilizará una línea de 50Ω .

8. Se selecciona una transición (*taper*) adecuada de tal forma que haya un acoplamiento correcto de impedancia. En este proyecto se buscará una optimización de la transición experimentalmente y posteriormente se condensarán las medidas encontradas para un óptimo acoplamiento.

4.4 Estructura completa con alimentación SIW para antenas

Una vez que se ha realizado el diseño adecuado de SIW en el presente proyecto de tesis se propone su utilización para la alimentación de las antenas tipo parche diseñadas. El método mediante el cual se acoplará SIW con la antena es electromagnético mediante un orificio (*slot*) de forma rectangular en la parte superior de la guía de onda.

La forma de operación mediante este método será la siguiente: las ondas electromagnéticas que sean aplicadas a la guía de onda permanecerán confinadas dentro de esta cavidad teniendo como único punto de fuga el *slot*, a través del cual las ondas emergerán hacia la antena, situada en la parte superior de dicho *slot*. La antena será entonces excitada por las ondas emergentes de la apertura, lo que generará que ésta radie. Una correcta selección de las dimensiones de la apertura así como su posicionamiento y el de la antena en la parte superior de la guía de onda derivarán en un mejor acoplamiento para las frecuencias de operación deseadas, es decir para el modo de operación requerido. En la figura 4.8 se muestra el diagrama general de la estructura completa propuesta para este proyecto de tesis. Estructuras similares fueron halladas en [16] y [17] para antenas dieléctricas.

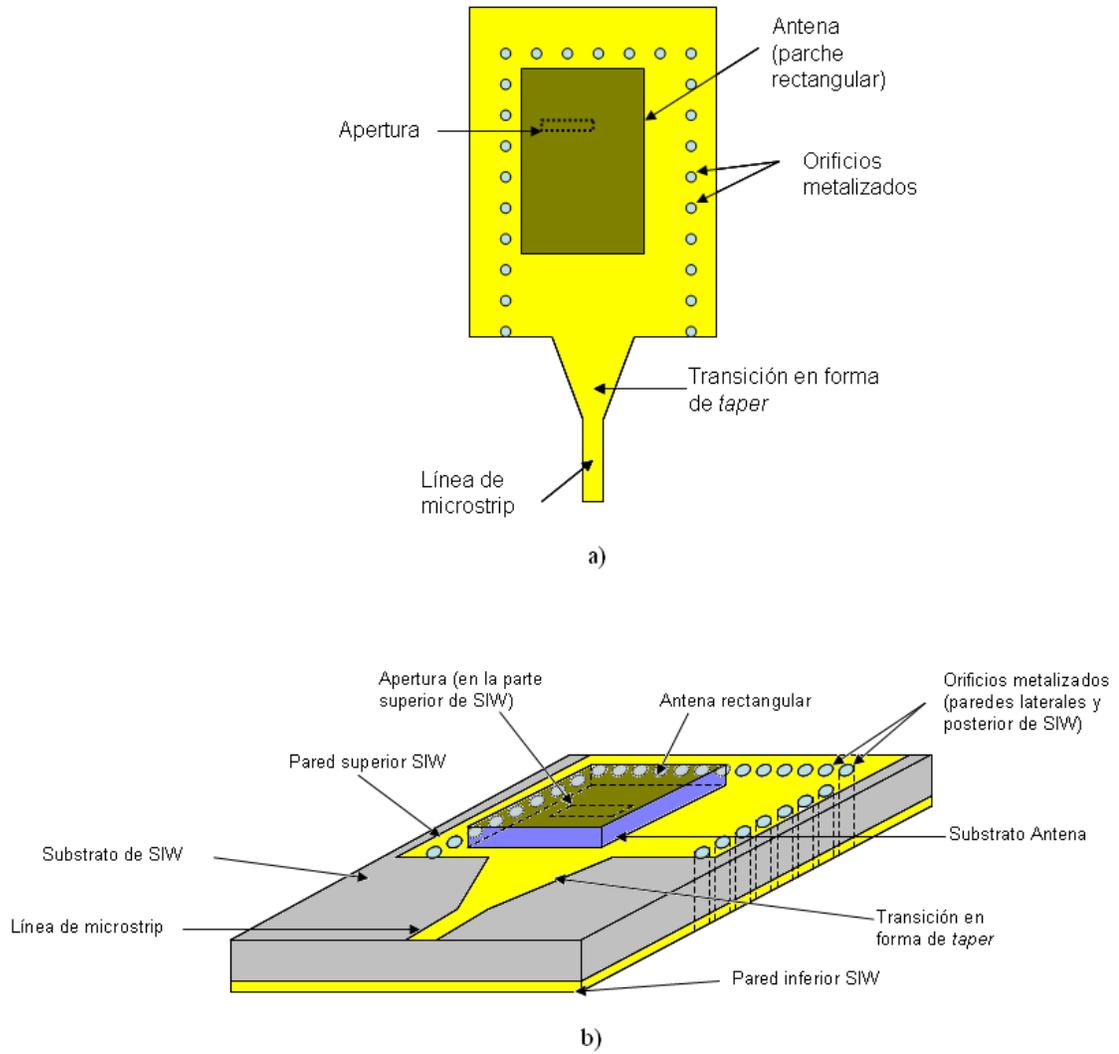


Figura 4. 8 Dos vistas del diseño de la estructura propuesta: a) Vista superior y b) vista lateral.