

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE TRANSICIONES PARA EXCITACIÓN DE UNA GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO PARA OPERAR EN BANDA X

EXCITACIÓN DE UNA GUÍA SIW UTILIZANDO LÍNEA COAXIAL EN BANDA X

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERA EN
TELECOMUNICACIONES**

NATALIA SILVANA RAMÍREZ GUANOTASIG

natalia.ramirez@epn.edu.ec

DIRECTOR: Dra. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ

veronica.navarro@epn.edu.ec

DMQ, Febrero 2022

CERTIFICACIONES

Yo, Natalia Silvana Ramírez Guanotasig declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

Natalia Silvana Ramírez Guanotasig

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Natalia Silvana Ramírez Guanotasig, bajo mi supervisión.

Dra. Diana Verónica Navarro Méndez
DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

Natalia Silvana Ramírez Guanotasig

Dra. Diana Verónica Navarro Méndez

DEDICATORIA

A las mujeres que amo con todo mi corazón, mi madre y mi abuelita Luz María.

Natalia Ramírez.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por darme la fortaleza de poder cumplir un objetivo más en mi vida, a mis padres y a mis hermanos por todo el apoyo, en especial a mi madre por todo su esfuerzo para que pueda formarme profesionalmente, gracias por apoyarme siempre y motivarme a seguir adelante, a mi abuelita Luz María por su apoyo incondicional.

Agradezco de manera especial a la Dra. Diana Navarro y al Dr. Fernando Carrera por los conocimientos compartidos, por todo el apoyo y los consejos para poder culminar este trabajo de titulación.

Agradezco a las amistades que se han formado desde prepo (Jessi y David), a mis amiguitos de carrera, Iveth, Edwin, todo es risa con ustedes; también agradezco a Mayra, mi amiga tóxica pero buena persona, en fin, agradezco a todas esas amistades sinceras que se formaron a lo largo de toda la carrera, les agradezco por todos los momentos compartidos.

Y como lo prometido es deuda, agradezco a Edwin Cabrera, mi buen amigo que siempre me ha acompañado en mi dolor, gracias por todo el apoyo, los consejos, la paciencia, los momentos de risa, de estrés...en fin, oe, gracias por todo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT.....	VIII
1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 OBJETIVO GENERAL.....	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 ALCANCE	2
1.4 MARCO TEÓRICO	3
1.4.1 MODOS DE PROPAGACIÓN	3
1.4.2 CABLE COAXIAL	4
1.4.3 GUÍA DE ONDA.....	4
1.4.3.1 Guía de onda rectangular	5
1.4.3.1.1 Excitación guía de onda rectangular	6
1.4.3.2 Guía de onda integrada en sustrato (SIW)	6
1.4.3.2.1 Estructura SIW	7
1.4.3.2.2 Excitación SIW	8
1.4.3.2.3 Modos de propagación en SIW.....	9
1.4.3.2.4 Equivalencia entre guía convencional y SIW	9
1.4.3.2.5 Aplicaciones en SIW	11
2 METODOLOGÍA.....	12
2.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO	12
2.2 DISEÑO	12
2.2.1 DISEÑO 1, h= 3.05 mm.....	14
2.2.2 DISEÑO 2, h= 1.5 mm.....	20
3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	25
3.1 RESULTADOS.....	25
3.1.1 DISEÑO 1, h=3.05 mm.....	25
3.1.1.1 Resultados de la simulación	25
3.1.1.2 Análisis de tolerancia	28

3.1.2	DISEÑO 2, h=1.5mm.....	32
3.1.2.1	Resultados de la simulación.....	32
3.1.2.2	Análisis de tolerancia.....	35
3.1.3	COMPARACIÓN ENTRE DISEÑO 1 y DISEÑO 2.....	38
3.2	CONCLUSIONES.....	40
3.3	RECOMENDACIONES.....	41
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	42
5	ANEXOS.....	44

RESUMEN

La tecnología SIW permite la elaboración de guías de onda en tecnología impresa con un coste de fabricación reducido, así como menor volumen y peso. En este proyecto se realizará, el diseño, modelado y simulación de la transición coaxial-siw-coaxial para operar en la banda X, utilizando el sustrato AD1000 con dos tipos de grosor.

En el primer capítulo se aborda la teoría de guía de onda convencional junto con la teoría de guía de onda integrada en sustrato como base, para establecer los parámetros principales de diseño de la guía SIW.

En el segundo capítulo se presenta la equivalencia entre la guía de onda convencional y la guía SIW para posteriormente realizar el diseño, modelado y simulación de la transición coaxial-siw-coaxial, para lo cual se utilizará el software Ansys HFSS.

Finalmente, en el capítulo tres, se presenta el análisis de los resultados para lo cual se hace uso de la matriz de Parámetros S (pérdidas de retorno y pérdidas de inserción), además, se realiza un análisis de tolerancia considerando un posible proceso de fabricación, y por último se presentan las conclusiones y recomendaciones resultantes del presente proyecto.

PALABRAS CLAVE: guía de onda integrada en sustrato (SIW), guía de onda, línea coaxial, adaptación, parámetros S.

ABSTRACT

SIW technology allows the construction of waveguides in printed technology with reduced manufacturing cost, volume and weight. In this project, the design, modeling and simulation of the coaxial-siw-coaxial transition to operate in the X-band will be done using the AD1000 substrate with two types of thickness.

In the first chapter conventional waveguide theory and substrate-integrated waveguide theory are reviewed, as the basis for setting the main parameters of the SIW guide design.

The second chapter presents the equivalence between the conventional waveguide and the SIW guide. In addition, using the Ansys HFSS software, the design, modeling and simulation of the coaxial-siw-coaxial transition will be carried out.

Finally, in chapter three, the analysis of results using the S-parameter matrix (return loss and insertion loss) along with a tolerance analysis considering a possible manufacturing process are presented. In addition, this chapter includes conclusions and recommendations resulting from this project.

KEYWORDS: Integrated substrate wave guide (SIW), waveguide, coaxial line, adaptation, S-parameters

1 INTRODUCCIÓN

Existen diversos tipos de tecnologías utilizadas para el guiado de las ondas electromagnéticas, entre las cuales podemos destacar las siguientes:

La tecnología de guía de onda presenta grandes ventajas, como la posibilidad de tener dispositivos con alto factor de calidad, alto rendimiento, muy bajas pérdidas. Sin embargo, al utilizar esta tecnología se obtienen en su mayoría componentes voluminosos que dificultan la producción en masa. Por otro lado, las tecnologías planares son muy baratas y fáciles de fabricar, además tienen un tamaño compacto y un peso reducido con respecto a las fabricadas con guía de onda tradicional [1].

En este sentido, la solución más adecuada es crear estructuras híbridas que se compongan de estructuras planares y no planares [1], combinando así las ventajas de dichas estructuras con un diseño y una fabricación unificados, por lo que de esta manera surgen los circuitos integrados en sustrato (SIC).

Los circuitos integrados en sustrato (SIC), sintetizan las estructuras no planares con un sustrato dieléctrico convirtiéndolo en un esquema plano, el cual es totalmente compatible con las otras estructuras planas[1]. El SIC más popular es la guía de onda integrada en sustrato (SIW - Substrate integrated waveguide) [2].

La SIW, fue diseñada con el objetivo de trabajar a altas frecuencias, debido a que una de sus ventajas es la reducción del tamaño frente a las guías de onda convencionales, y trabajar a frecuencias bajas con esta tecnología requeriría una gran cantidad de metal para construir la guía, por lo que se obtendría una estructura pesada y difícil de moldear o integrar en un medio, además del elevado coste que supondría. De la misma manera que las guías de ondas convencionales, la tecnología SIW confina las ondas dentro de las paredes conductoras, permitiendo que viajen a través del sustrato dieléctrico a medida que las paredes van reflejando las ondas, obteniendo una mejor transmisión, pocas pérdidas por conductor, alto factor de calidad, facilidad de fabricación y bajo coste en comparación con las guías de onda convencionales [3], [1].

Por consiguiente, para aprovechar las ventajas de la tecnología SIW, el presente proyecto busca determinar en base a los resultados que se obtengan de varias simulaciones, el mejor acoplo entre una línea coaxial y la guía de onda integrada en sustrato (SIW), las simulaciones se realizarán con dos tipos de grosor para un mismo sustrato.

1.1 OBJETIVO GENERAL

El objetivo general del proyecto es:

Presentar el diseño y simulación de una transición coaxial-SIW-coaxial para operar en la banda X.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Los objetivos específicos del proyecto son:

1. Describir los conceptos básicos de guía de onda convencional y una guía de onda integrada en sustrato.
2. Estudiar los criterios necesarios para el diseño de la SIW.
3. Realizar el diseño y simulación de la transición coaxial-SIW-coaxial.
4. Analizar los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas.

1.3 ALCANCE

El presente proyecto, consta de las siguientes fases:

A. Fase teórica

Se presentará una introducción acerca de la línea coaxial, guía de onda convencional, guía de onda integrada en sustrato, y los parámetros de diseño para determinar la equivalencia entre la guía de onda convencional y la guía de onda integrada en sustrato. Además, se revisará información relacionada con el manejo del software de simulación electromagnética.

B. Fase de diseño y simulación

Se describirá de forma general las principales características del sustrato AD1000, y se definirán los parámetros de diseño de la guía de onda integrada en sustrato para una frecuencia de operación de 10 GHz. Con la ayuda de un simulador electromagnético, se modelará la excitación de una guía SIW mediante línea coaxial con conectores tipo SMA a 50 ohmios.

Con la finalidad de analizar de mejor manera el comportamiento de la transición coaxial-SIW, se la modelará de forma back-to-back; es decir, se tendrá la transición coaxial-SIW-coaxial.

C. Fase de análisis de resultados.

Luego de realizar las respectivas simulaciones, se analizarán los parámetros que se obtengan de las matrices de parámetros S, el S11 para ver la presencia o no de reflexiones en los puertos de acceso (pérdidas de retorno) y el S21 para valorar el nivel de la señal transmitida entre el puerto de entrada y el puerto de salida (pérdidas de inserción).

El presente proyecto, no presenta producto final demostrable.

1.4 MARCO TEÓRICO

La propagación de las ondas electromagnéticas se puede dar por medios guiados y medios no guiados, por lo que a continuación se resumirá brevemente sobre algunos medios guiados (Cable coaxial, guía de onda) con su respectivo modo de propagación.

1.4.1 MODOS DE PROPAGACIÓN

La forma en que la energía se propaga a lo largo de la guía de onda, se denomina modo. En la teoría, existen un número infinito de modos de propagación, cada uno con su respectiva frecuencia de corte de la cual empieza a propagarse. A medida que se va aumentando la frecuencia, se irán incrementando el número de modos [4].

La frecuencia de corte (f_c), definida como la frecuencia por debajo de la cual un determinado modo electromagnético no se propaga a través de una guía de onda, es una de las características más esenciales de los modos de propagación. La morfología de la guía de onda determina la frecuencia de corte, y dependiendo de nuestra frecuencia de trabajo (f_o) y su rango, podemos determinar si uno o más modos electromagnéticos se propagarán dentro de nuestra guía de onda[5].

Para que un modo se propague, es necesario trabajar a una frecuencia mayor a la frecuencia de corte. Si esto no ocurre, el modo es considerado evanescente, lo que significa que es atenuado por el medio tan rápidamente que pierde toda su energía antes de llegar al receptor [6].

El *modo fundamental* es el primer modo que se propaga por el interior de la guía de onda, y se le denomina *modo superior* al primer modo que no se propaga [5].

Existen tres modos de propagación:

- *Modo transversal electromagnético (TEM)*: se presenta cuando la línea de transmisión está formada por dos o más conductores, por lo que la componente del campo electromagnético en el eje de propagación es nula.
- *Modo transversal eléctrico (TE)*: la componente del campo eléctrico en el eje de propagación es nula.
- *Modo transversal magnético(TM)*: la componente del campo magnético en el eje de propagación es nula.

1.4.2 CABLE COAXIAL

El cable coaxial es una línea de transmisión formada por dos conductores concéntricos; el conductor interior actúa como vivo mientras que el externo actúa como plano de masa, ambos separados por un dieléctrico que comúnmente es plástico y recubierto por una capa protectora [7]. Este tipo de línea de transmisión presenta una impedancia característica típica de 50Ω y 75Ω .

En la Figura 1.1 se observa la estructura del cable coaxial, donde, 'a' representa el radio del conductor interno, 'b' representa el radio del dieléctrico.

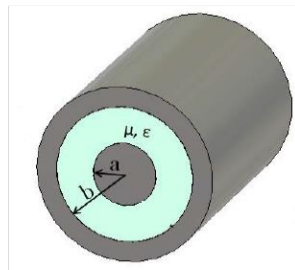


Figura 1.1. Estructura cable coaxial [8].

Su modo de propagación fundamental es TEM, debido a que su estructura cuenta con dos conductores [6].

1.4.3 GUÍA DE ONDA

Es una estructura física que confina una onda en su interior para propagarla. El uso de guías de onda para la transmisión de señales reduce las pérdidas y la disipación de energía, lo que lo hace ideal para aplicaciones de microondas [8].

Los análisis de las guías de onda se expresan en términos del campo eléctrico y magnético que se propagan a través de ellas; y deben satisfacer las ecuaciones de frontera derivadas de las paredes conductoras [4].

La guía de onda al estar formada por un solo conductor, tendrá solamente modos de propagación TE y/o TM.

1.4.3.1 Guía de onda rectangular

La geometría de una guía de onda rectangular está representada en la Figura 1.2, donde se supone que la guía está rellena con un material de permitividad ϵ y permeabilidad μ . Es una convención estándar tener el lado más largo de la guía de onda a lo largo del eje x , de modo que $a > b$ [9].

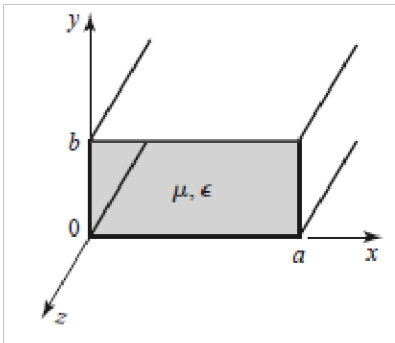


Figura 1.2. Geometría de una guía de onda rectangular [9] .

Los modos de propagación de la guía de onda rectangular son el TE_{mn} y TM_{mn} , los cuales se caracterizan principalmente por:

Frecuencia de corte:

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.1)$$

Longitud de onda:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (1.2)$$

El modo fundamental de una guía rectangular es siempre el TE_{10} . Asumiendo que $a > b$, es la frecuencia más baja que puede obtenerse, ya que los índices de los modos son los siguientes [6]:

TE_{mn} , si $m \neq 0$ o $n \neq 0$

TM_{mn} , si $m \geq 1$ y $n \geq 1$

1.4.3.1.1 Excitación guía de onda rectangular

Una guía de onda rectangular se puede excitar de varias formas. La más utilizada es mediante un conector coaxial que penetra en esta por una de sus caras. En este caso, el conductor exterior se conecta al conductor de la guía, formando el plano de masa del coaxial. El alma del conector (conductor interno) ingresa en la guía, alimentándola como un monopolo, y debe colocarse a $\lambda_g/4$ del extremo de la guía para lograr obtener la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo [8].

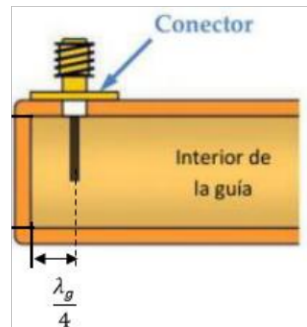


Figura 1.3. Excitación guía de onda [8].

1.4.3.2 Guía de onda integrada en sustrato (SIW)

A finales de 1993 surgió una tecnología conocida como Substrate Integrated Waveguide (SIW), que consiste en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico, es decir, una guía de onda fabricada utilizando tecnología microstrip¹. Esta guía de onda estaría formada por un único conductor cerrado y un dieléctrico en su interior, lo que permitiría reducir la disipación de energía durante la transmisión de la señal, lo que las hace apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias y, en particular, para el rango de las microondas. Las ondas en la tecnología SIW están confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan a través del sustrato dieléctrico, donde se reflejan de la misma manera que lo harían en una guía rectangular convencional. La contribución de esta tecnología es lograr integrar las ventajas de una guía de onda rectangular convencional minimizando las desventajas de esta. Las pérdidas por conducción son bajas en las guías rectangulares por lo que las ondas son transmitidas o recibidas con buenos niveles; la desventaja reside en la estructura, que requiere una cantidad considerable de metal para su construcción,

¹ Tecnología microstrip: utiliza una línea conductora separada del plano de masa (GND) por un material dieléctrico para propagar las ondas electromagnéticas a lo largo de su superficie [5].

haciéndolas muy pesadas y difíciles de modelar, lo que resulta en altos costos de fabricación [10] [11].

La tecnología SIW se desarrolló para trabajar a altas frecuencias, ya que, si se utilizara para aplicaciones de baja frecuencia, los tamaños de la guía de onda serían similares a los de las guías convencionales, y por lo tanto tendrán las mismas desventajas que estas. Sus ventajas radican en que tienen mejores acoplamientos que las líneas microstrip, transmisión casi en su totalidad, pocas pérdidas por la presencia del dieléctrico ubicado en el medio de la estructura. Sin embargo, debido a que son estructuras pequeñas, son fáciles de modelar e integrar tanto en superficies planas como no planas, además los componentes en SIW son livianos y de bajo costo [10].

1.4.3.2.1 Estructura SIW

La tecnología SIW es similar a la tecnología de guía de onda rectangular, excepto que en lugar de usar un solo conductor metálico, emplea la tecnología microstrip para crear una estructura sobre un sustrato con dos placas metálicas paralelas transversales y estructuras metálicas laterales (postes metálicos) que simulan las paredes de la guía de onda rectangular convencional [5], tal como se observa en la Figura 1.4 (a).

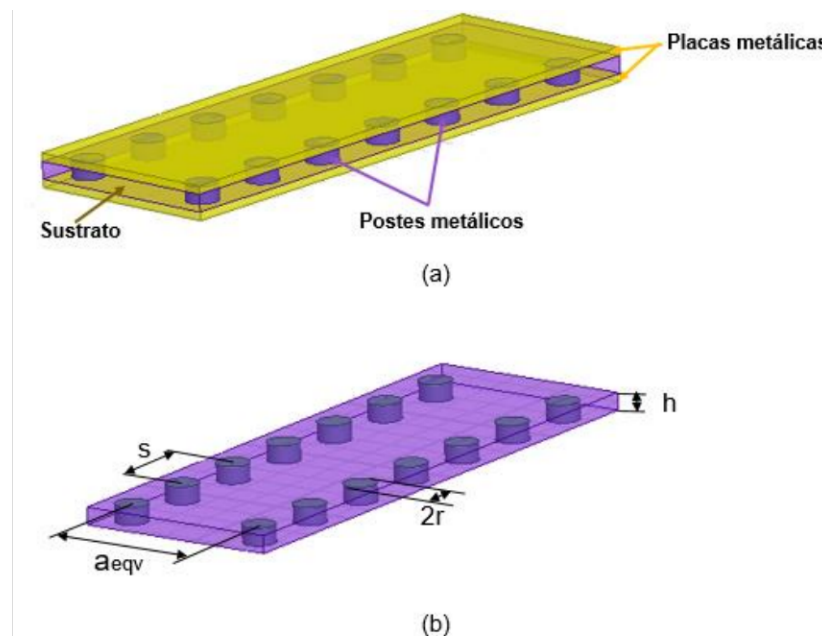


Figura 1.4. (a) Estructura física SIW, (b) Parámetros geometría SIW

Como podemos ver en la Figura 1.4(b), tenemos 4 parámetros que definen la geometría de la SIW. La altura del sustrato (h), que está determinada por el sustrato a utilizarse, el ancho

equivalente a la guía convencional (a_{eqv}), el diámetro de los postes metálicos ($2r$) y la distancia que separa a los postes metálicos (s). El valor del diámetro y la distancia entre los postes metálicos no debe ser ni muy grande ni muy pequeña, debido a que una mala elección del valor de estos parámetros, podría ocasionar que el campo eléctrico no quede totalmente confinado dentro de la estructura, y por lo tanto se generen pérdidas por radiación [8].

La tecnología SIW tiene buenas características de propagación con bajas pérdidas y permite una integración sencilla con los circuitos impresos, obteniendo así una guía de onda más liviana y menos costosa en general.

1.4.3.2.2 Excitación SIW

La excitación de una guía SIW se puede realizar por medio de conectores coaxiales, líneas microstrip o mediante acoplo por ranura.

Excitación por coaxial: el alma del coaxial se inserta en el interior de la guía SIW y la parte externa de éste unida al plano de masa. Para evitar las posibles reflexiones de onda, hay que tener en cuenta las distancias desde el cortocircuito al conector [5].

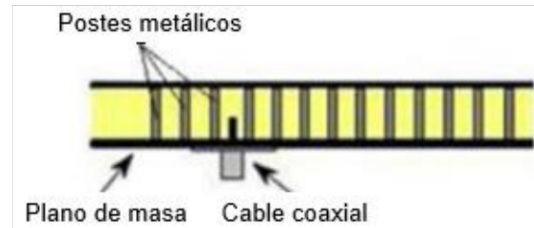


Figura 1.5. Excitación SIW por coaxial [5]

Excitación por microstrip: aprovechando que la guía SIW utiliza la tecnología de circuitos impresos, se la puede alimentar mediante una línea microstrip [5].

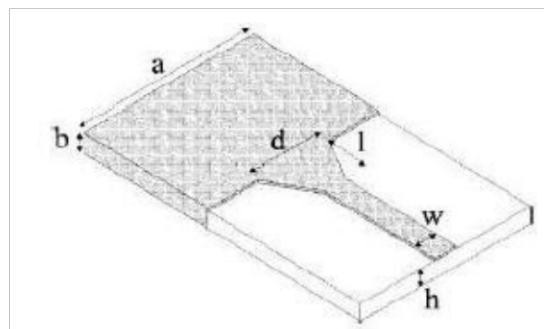


Figura 1.6. Excitación SIW por microstrip [5]

Excitación mediante acoplo por ranura: dos guías SIW se conectan mediante una ranura ubicada entre dos caras adyacentes de las guías, tal como se indica en la Figura 1.7 [12].

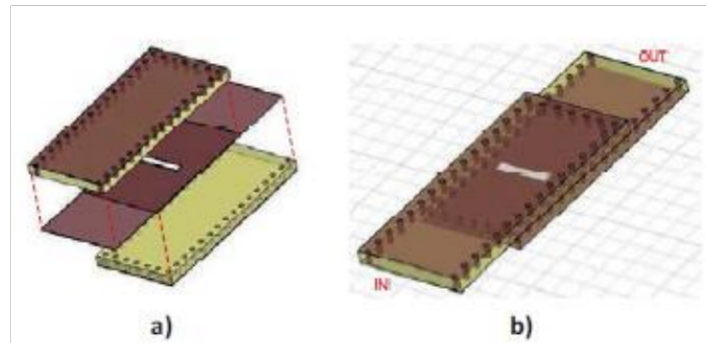


Figura 1.7. (a) Esquema de la transición entre guías SIW, (b) Montaje de la transición [12]

1.4.3.2.3 Modos de propagación en SIW

Por la naturaleza de su estructura, los modos TM no pueden ser guiados, por lo que las guías SIW solo soportan modos TE. En comparación con una guía rectangular, una guía SIW tiene una serie de postes metálicos sobre un sustrato plano que forman las paredes laterales; cuando se produce un modo en una guía, también se generan corrientes superficiales. Las corrientes con sentido longitudinal no pueden circular por las paredes laterales debido a la separación que se forma entre los postes metálicos de la estructura, pero las corrientes con sentido transversal sí pueden circular por la guía sin verse afectadas por las separaciones entre postes metálicos, es decir, si el flujo de líneas de corriente es paralelo a los postes, por lo que no lo cortan y se puede preservar el modo. Tanto el modo TE_{mn} con $n \neq 0$ como el modo TM producen una corriente superficial longitudinal, que luego es cortada por las ranuras transversales, lo que genera pérdidas de radiación significativas [11].

1.4.3.2.4 Equivalencia entre guía convencional y SIW

Para establecer la equivalencia entre la guía de onda convencional y una guía SIW, hay que tener en cuenta que el ancho de la guía SIW es diferente al ancho de la guía convencional rellena de dieléctrico, por lo que se debe calcular mediante ecuaciones que describen su relación, considerando las características del material dieléctrico (grosor h y permitividad ϵ_r). También hay que establecer la frecuencia de corte (f_c) que determinará la frecuencia mínima de trabajo. Por lo tanto, con la expresión 1.3 se calcula el ancho de la guía convencional equivalente a la SIW (a_{eqv}) representado en la Figura 1.8 [12].

$$a_{eqv} = \frac{c}{2f_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3)$$

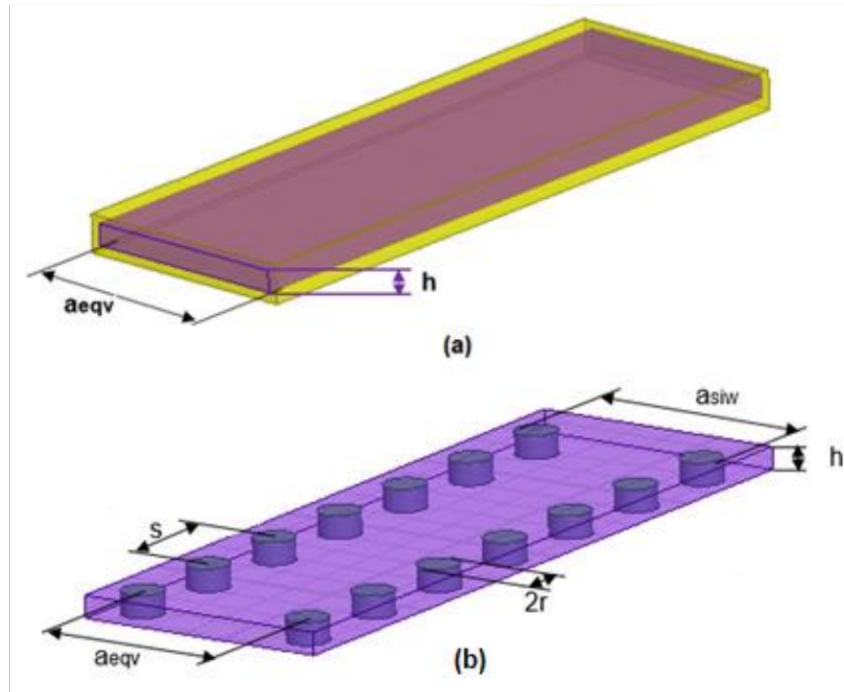


Figura 1.8. (a) Guía de onda convencional, (b) Guía SIW

Los valores para el radio de los postes metálicos y la separación entre éstos, se obtienen considerando que $r < \frac{\lambda_g}{10}$ y $s \leq 4r$, para lo cual se debe calcular la longitud de onda del dieléctrico λ_d y la longitud de onda de la guía λ_g dadas por las expresiones 1.4 y 1.5 [12].

$$\lambda_d = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.4)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_d}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (1.5)$$

$$a_{siw} = a_{eqv} + 2r + \frac{(2r)^2}{0,95s} \quad (1.6)$$

La expresión 1.6 representa el ancho de la guía SIW.

1.4.3.2.5 Aplicaciones en SIW

La tecnología SIW permite implementar los diferentes circuitos realizados en guía de onda o realizados con guías planares.

Los componentes pasivos que más se han desarrollado, debido a que permiten reducir el tamaño con respecto a las guías de onda convencionales y disminuir las pérdidas respecto a la línea de transmisión microstrip son: filtros, acopladores direccionales, circuladores, divisores de potencia, antenas, etc.

En lo que respecta a los componentes activos, y haciendo uso de la ventaja de SIW de facilitar la integración de los diferentes elementos con tecnologías planares, algunos de los componentes desarrollados son: osciladores, amplificadores y mezcladores [1].

2 METODOLOGÍA

En este capítulo se presentará el diseño y simulación de la transición back to back (coaxial-siw-coaxial) con dos tipos de grosor para un mismo sustrato, cabe destacar que, a pesar de usar el mismo sustrato, el fabricante establece diferente permitividad para cada tipo de grosor (ANEXO1); se utilizará el sustrato AD1000. El proceso de simulación, parametrización y optimización se realizará con el software de simulación electromagnética Ansys HFSS.

2.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

La transición back to back (coaxial-siw-coaxial), trabajará en banda X, con frecuencia central de operación de 10GHz y frecuencia de corte de 6.5GHz.

El sustrato (AD1000) tiene las siguientes características:

Tabla 2.1. Propiedades sustrato AD1000

Propiedades	Datos diseño 1	Datos diseño 2
Permitividad eléctrica (ϵ_r)	10.2	10.7
Altura del sustrato (h)	3.05 mm	1.5 mm
Espesor revestimiento	0.035 mm	0.035 mm

2.2 DISEÑO

Para realizar el diseño de la transición coaxial-siw-coaxial, se partirá desde el diseño de una guía de onda convencional rellena de dieléctrico, para posteriormente establecer la equivalencia entre ésta y la guía SIW. Entonces, para empezar, se toma como referencia la guía WR-90 rellena de aire, la cual trabaja en banda X, dónde el ancho de la guía 'a' es de 22,86 mm y la altura 'h' es de 10,16 mm. A partir de la expresión 2.1 se va a escalar la guía de onda rellena de aire a guía rellena de dieléctrico.

$$a_{gd} = \frac{a_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

Dónde a_{gd} es el ancho de la guía de onda rellena de dieléctrico y a_0 es el ancho de la guía de onda rellena de aire.

$$a_{gd} = \frac{22.86 \times 10^{-3}}{\sqrt{10.2}} = 7.16 \text{ mm} \quad (2.2)$$

La altura 'h' de la guía rellena de dieléctrico está determinada por el sustrato AD1000 (h=3.05mm). En la Figura 2.1 (a) se muestra la guía de onda rellena de dieléctrico y en la Figura 2.1 (b) la distribución de la magnitud del campo eléctrico.

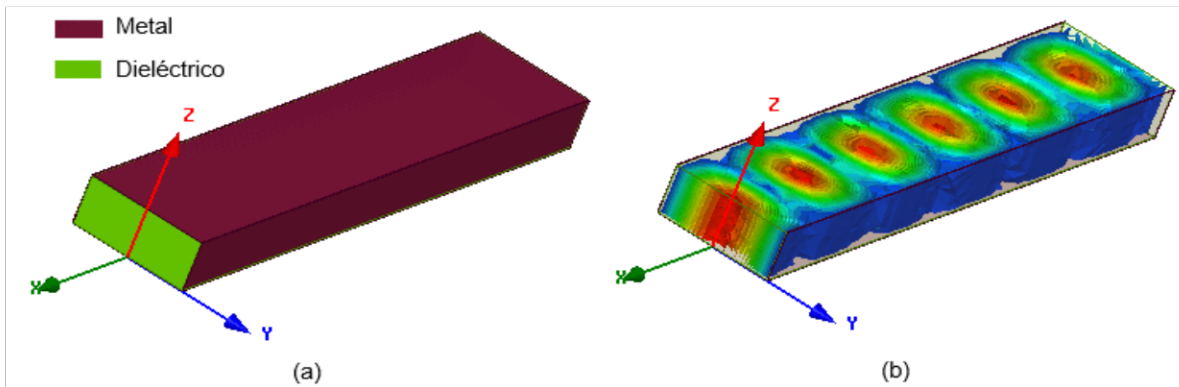


Figura 2.1. (a) Guía de onda convencional rellena de dieléctrico, (b) Distribución de la magnitud del campo eléctrico.

En la Figura 2.2 se pueden observar los parámetros S de la guía de onda convencional rellena de dieléctrico.

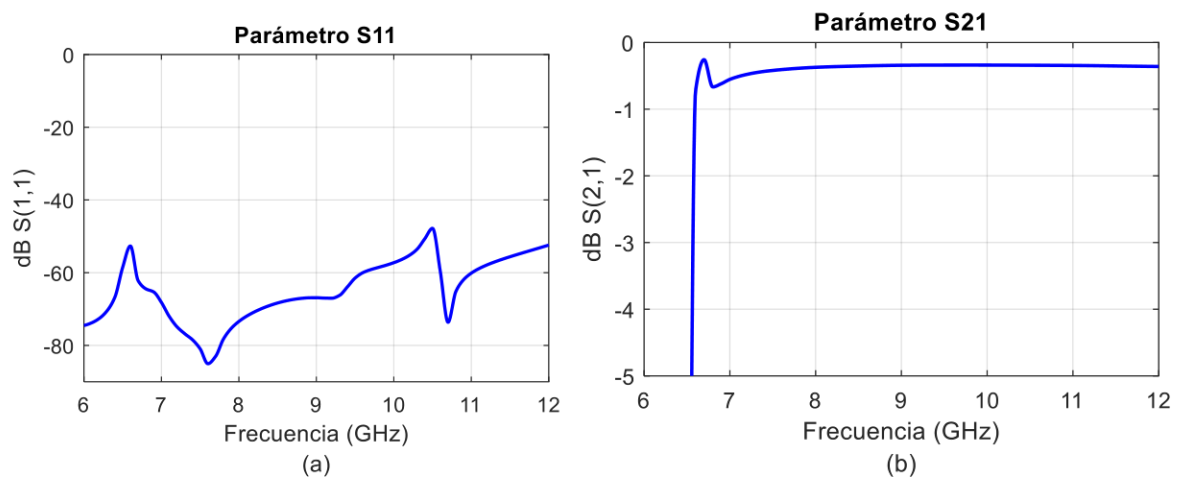


Figura 2.2. Guía de onda convencional. (a) Parámetro S11, (b) Parámetro S21

Una vez determinado el funcionamiento adecuado de la guía de onda rellena de dieléctrico se procede con el diseño de la guía SIW.

2.2.1 DISEÑO 1, h= 3.05 mm

Para diseñar y modelar la guía SIW se utilizará la columna 'Datos diseño 1' de la Tabla 2.1, entonces, como punto de partida hay que establecer la equivalencia entre la guía convencional rellena de dieléctrico y la guía SIW, por lo que con la expresión 1.3 se va a determinar el ancho de la guía convencional equivalente a la guía SIW.

$$a_{eqv} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 6.5 \times 10^9 \times \sqrt{10.2}} = 7.23 \text{ mm} \quad (2.3)$$

Una vez determinado el ancho de la guía equivalente a_{eqv} , se requiere calcular el radio de los postes metálicos 'r' y la separación entre centros 's', para lo cual primero es necesario calcular la longitud de onda en el dieléctrico λ_d y la longitud de onda de la guía λ_g , las cuales se calculan mediante las expresiones 1.4 y 1.5, respectivamente. En la Figura 2.3 se muestran los parámetros de diseño de la guía SIW.

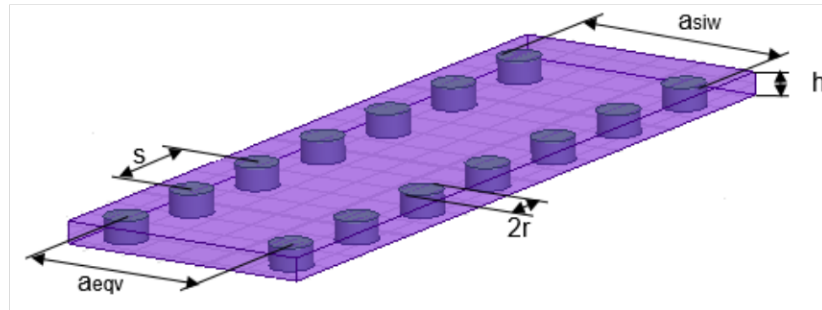


Figura 2.3. Parámetros de diseño guía SIW.

$$\lambda_d = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9 \times \sqrt{10.2}} = 9.39 \text{ mm} \quad (2.4)$$

$$\lambda_g = \frac{9.39 \times 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{6.5 \times 10^9}{10 \times 10^9}\right)^2}} = 12.36 \text{ mm} \quad (2.5)$$

A partir de la longitud de onda de la guía λ_g , y mediante la expresión 2.6 se determina el radio de los postes metálicos.

$$r < \frac{\lambda_g}{10} \quad (2.6)$$

$$r < 1.236 \text{ mm}$$

Del resultado de la expresión 2.6, se escoge un radio de $r = 0.75 \text{ mm}$, por lo que s queda determinado por la expresión 2.7

$$s \leq 4r \quad (2.7)$$

$$s \leq 3 \text{ mm}$$

De la expresión 2.7 se escoge $s = 2.9 \text{ mm}$, hay que tener en cuenta que el valor de s debe ser adecuado para evitar pérdidas por las fugas que pueden producirse por el espacio que queda entre ellos.

A partir de la expresión 1.6 se calcula el valor de a_{siw} , reemplazando los valores de a_{eqv}, r, s encontrados previamente.

$$a_{siw} = 7.23 \times 10^{-3} + 2 \times 0.75 \times 10^{-3} + \frac{(2 \times 0.75 \times 10^{-3})^2}{0.95 \times 2.9 \times 10^{-3}} = 9.54 \text{ mm} \quad (2.8)$$

En la Tabla 2.2 se resumen los valores de los parámetros iniciales utilizados para el diseño de la guía SIW, y en la Figura 2.4, se muestra el modelo 3D de la guía SIW.

Tabla 2.2. Parámetros de diseño calculados para la guía SIW

Parámetros	Variables	Valor
Radio postes metálicos	r	0.75 mm
Separación entre centros de los postes metálicos	s	2.9 mm
Ancho equivalente a la guía convencional	a_{eqv}	7.23 mm
Ancho guía SIW	a_{siw}	9.54 mm

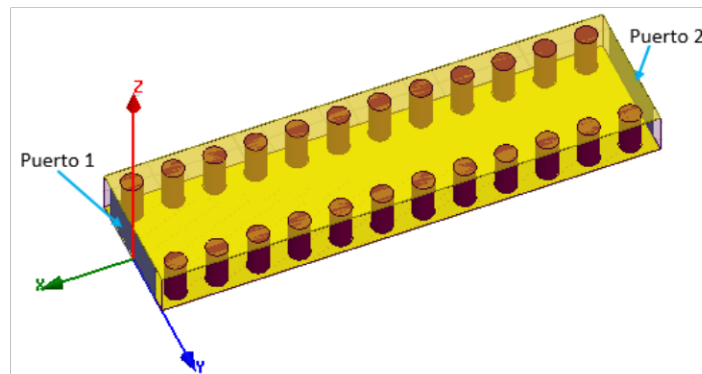


Figura 2.4. Modelo 3D guía SIW.

Previo a realizarse la simulación se debe añadir puertos en los extremos de la guía SIW, entonces luego se obtienen las gráficas que se muestran en la Figura 2.5 y la Figura 2.6, en las que se pueden observar los parámetros S11 y S21 respectivamente.

Los parámetros de dispersión (o parámetros S) muestran el comportamiento en frecuencia de líneas de transmisión, guías de onda, transiciones, etc., en función de la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida de cada uno de los puertos. La guía SIW modelada consta de 2 puertos, por lo tanto, existen 4 parámetros S (S11, S21, S12 y S22), y debido a que es una guía simétrica se debe cumplir la relación $S_{11}=S_{22}$ y $S_{21}=S_{12}$.

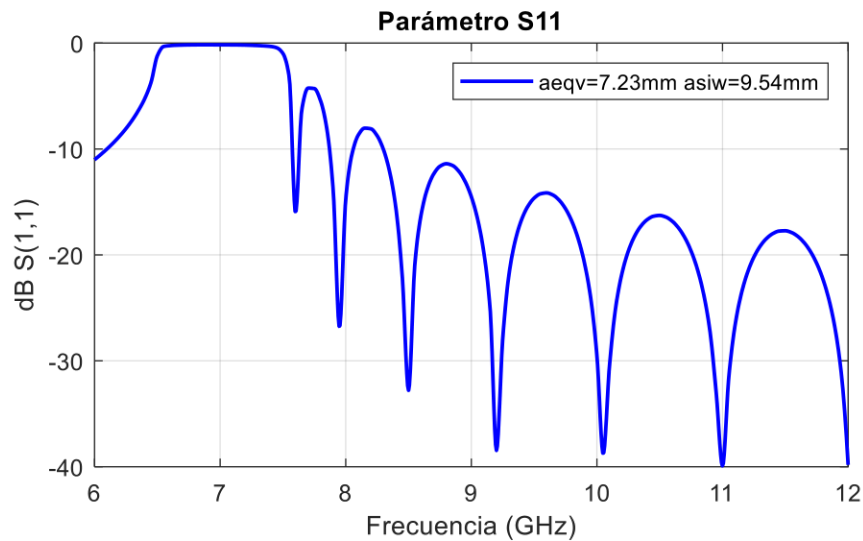


Figura 2.5. Parámetro S11, SIW valores calculados

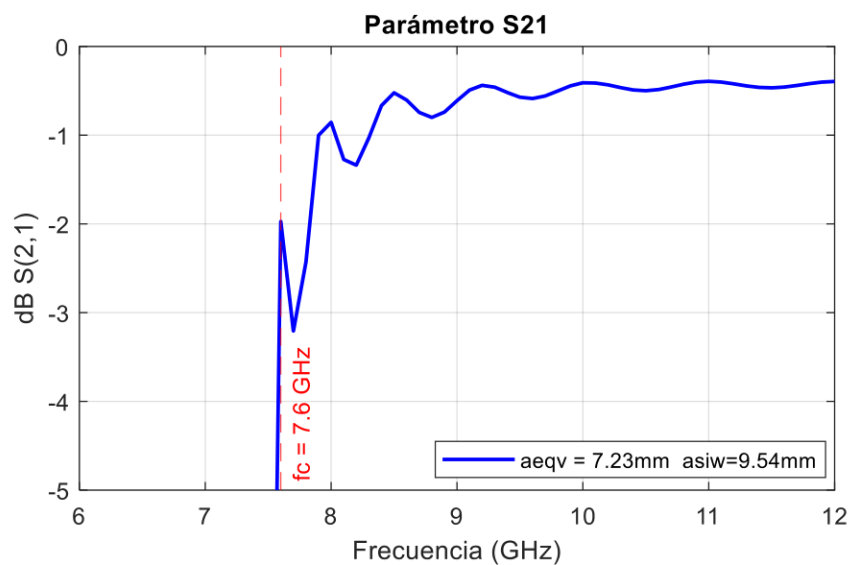


Figura 2.6. Parámetro S21, SIW valores calculados

Como se puede observar en la Figura 2.6, la frecuencia de corte no corresponde a la frecuencia de corte de diseño, por lo que para ajustar la frecuencia de corte se realiza un análisis paramétrico de la variable a_{eqv} , con lo cual obtenemos que con $a_{eqv} = 8.33 \text{ mm}$ se obtiene la frecuencia de corte deseada como se puede observar en la Figura 2.7 y en la Figura 2.8 se puede observar como mejora la respuesta del parámetro S11; con el nuevo valor del parámetro a_{eqv} se recalcula a_{siw} con la expresión 1.6 obteniendo $a_{siw} = 10.65 \text{ mm}$.

El análisis paramétrico se lo realizó en la variable a_{eqv} , debido a que es la única dimensión que se puede variar para conseguir que la frecuencia de corte sea la deseada; cabe recordar que la altura del sustrato es fijo y por ende no se le puede aplicar ningún análisis paramétrico.

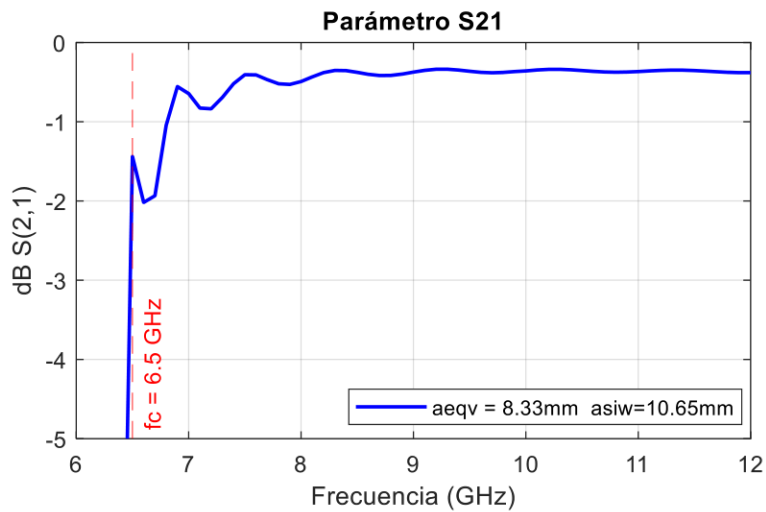


Figura 2.7. Parámetro S21, frecuencia de corte de la guía SIW ajustada.

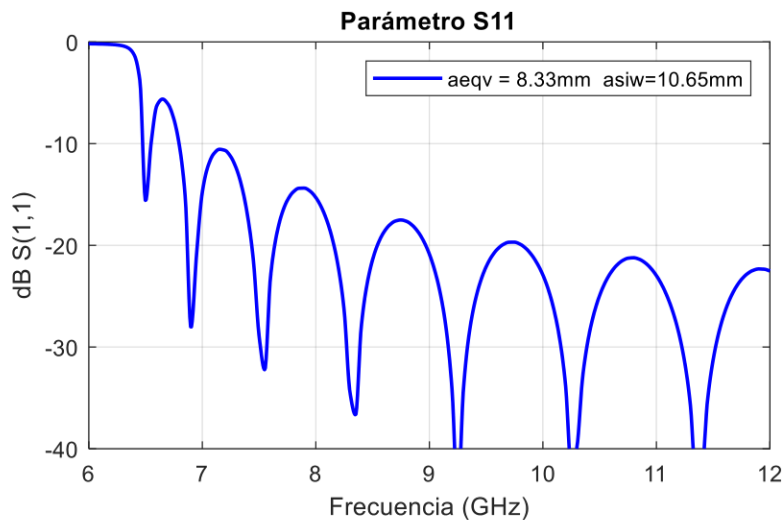


Figura 2.8. Parámetro S11, guía SIW.

En la Figura 2.9 se puede observar que la magnitud del campo eléctrico queda confinado dentro de la guía SIW, de manera similar que en la guía de onda convencional previamente diseñada.

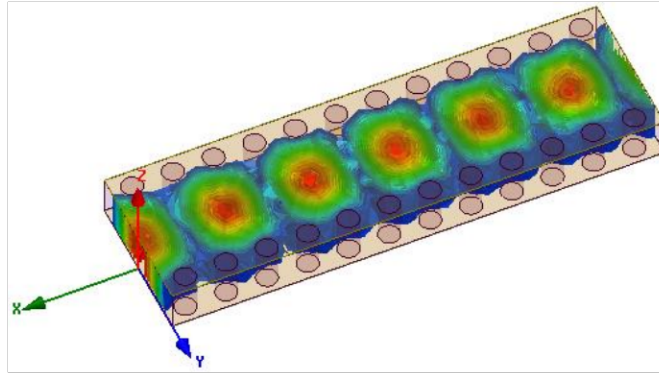


Figura 2.9. Distribución de la magnitud del campo eléctrico guía SIW.

Una vez que ya se tiene establecida la frecuencia de corte de 6.5 GHz en la guía SIW, se procede a modelar el cable coaxial, el cual se va a insertar dentro de la guía. En la Figura 2.10 se observa la estructura del cable coaxial y en la Tabla 2.3 se describen las características del mismo.

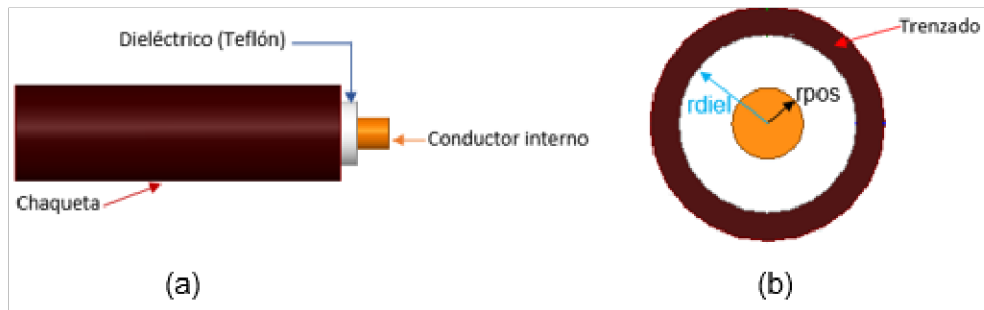


Figura 2.10. (a) Cable coaxial, (b) Vista frontal cable coaxial

Tabla 2.3. Características cable coaxial

Características	Variables	Valor
Impedancia	Z	50 Ω
Radio interno	r_{pos}	0.405 mm
Radio externo	r_{diel}	1.356 mm

El cable coaxial penetra en la guía SIW, tal como se muestra en la Figura 2.11, las variables que se utilizarán para buscar un buen nivel de adaptación entre la guía SIW y el cable coaxial son *coax* y *dis*; *coax* representa la profundidad de penetración del conductor interno

en la guía SIW, dis representa la distancia desde el extremo de la guía al centro del conductor interno.

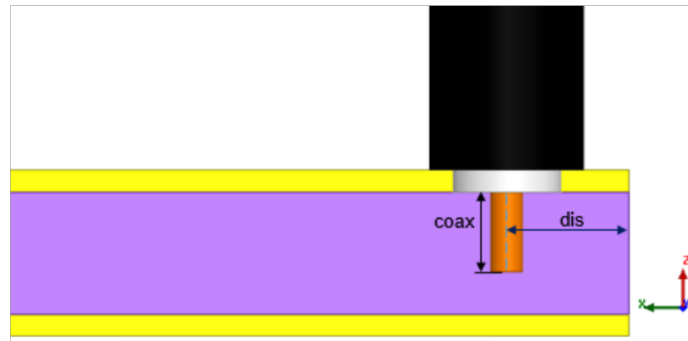


Figura 2.11. Vista lateral modelo Coaxial-SIW

Para determinar los valores iniciales de las variables $coax$ y dis , con los que se empezará la simulación, se toma como referencia el resultado de la expresión 2.9.

$$\frac{\lambda_g}{4} = 3.09 \text{ mm} \quad (2.9)$$

Entonces se define $dis = 3.09 \text{ mm}$ y $coax = 3 \text{ mm}$; en la Tabla 2.4 se resumen todos los valores y parámetros que se utilizarán para el modelo 3D de la transición coaxial-siw-coaxial, y en la Figura 2.12 se muestra el modelo 3D de dicha transición.

Tabla 2.4. Valores/Parámetros iniciales para modelado 3D de la transición coaxial-siw-coaxial

Valores/Parámetros	Variables	Valor
Impedancia coaxial	Z	50 Ω
Radio conductor interno (coaxial)	r_{pos}	0.405 mm
Radio dieléctrico (coaxial)	r_{diel}	1.356 mm
Longitud del conductor interno que ingresa a la guía	$coax$	3 mm
Distancia del extremo de la guía al conductor interno	dis	2.9 mm
Altura del sustrato	h	3.05 mm
Radio postes metálicos	r	0.75 mm
Separación entre centros de los postes metálicos	s	2.9 mm
Ancho equivalente a la guía convencional	a_{eqv}	8.33 mm
Ancho guía SIW	a_{siw}	10.65 mm

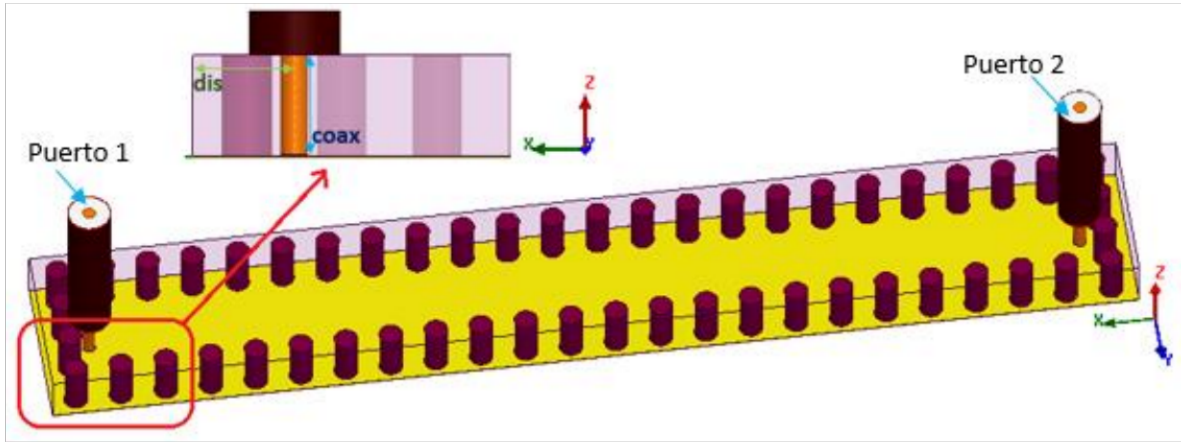


Figura 2.12. Modelo 3D, transición coaxial-siw-coaxial

Nota: la placa metálica superior no se muestra para tener una mejor visualización del modelo.

2.2.2 DISEÑO 2, $h= 1.5 \text{ mm}$

Para el modelado de la transición coaxial-siw-coaxial con el segundo valor de grosor, se toma los datos de la Tabla 2.1, la columna 'Datos diseño 2' y se realiza el procedimiento detallado anteriormente, entonces, empezamos con los cálculos de los parámetros de la guía SIW.

$$a_{eqv} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 6.5 \times 10^9 \times \sqrt{10.7}} = 7.05 \text{ mm} \quad (2.10)$$

$$\lambda_d = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9 \times \sqrt{10.7}} = 9.17 \text{ mm} \quad (2.11)$$

$$\lambda_g = \frac{9.17 \times 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{6.5 \times 10^9}{10 \times 10^9}\right)^2}} = 12.07 \text{ mm} \quad (2.12)$$

$$r < \frac{\lambda_g}{10} \quad (2.13)$$

$$r < 1.207 \text{ mm}$$

Del resultado de la expresión 2.13, se escoge un radio de $r = 0.5 \text{ mm}$, por lo que s queda determinado por la expresión 2.14.

$$s \leq 4r \quad (2.14)$$

$$s \leq 2 \text{ mm}$$

De la expresión 2.14 se escoge $s = 1.8 \text{ mm}$. A partir de la expresión 1.6 se calcula el valor de a_{siw} , reemplazando los valores de a_{eqv}, r, s encontrados previamente.

$$a_{siw} = 7.05 \times 10^{-3} + 2 \times 0.5 \times 10^{-3} + \frac{(2 \times 0.5 \times 10^{-3})^2}{0.95 \times 1.8 \times 10^{-3}} = 8.64 \text{ mm} \quad (2.15)$$

En la Tabla 2.5 se resumen los valores de los parámetros iniciales utilizados para el diseño de la guía SIW.

Tabla 2.5. Parámetros de diseño calculados para la guía SIW

Parámetros	Variables	Valor
Radio postes metálicos	r	0.5 mm
Separación entre centros de los postes metálicos	s	1.8 mm
Ancho equivalente a la guía convencional	a_{eqv}	7.05 mm
Ancho guía SIW	a_{siw}	8.64 mm

Utilizando los valores de la Tabla 2.5 y de la Tabla 2.1 se modela la guía SIW, tal como se muestra en la Figura 2.13.

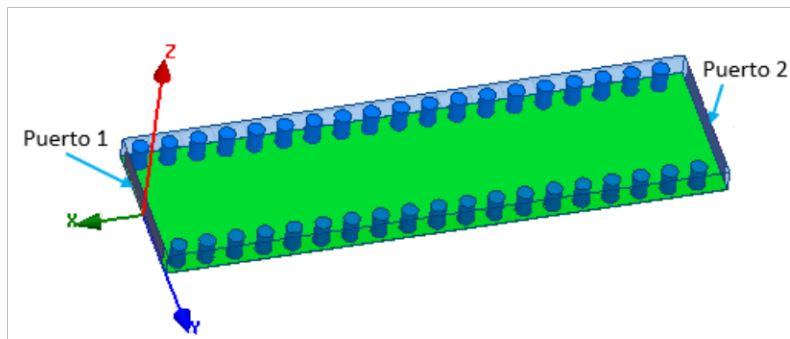


Figura 2.13. Guía SIW, modelado 3D.

De igual manera que en el primer diseño de la guía SIW, se añaden puertos en los extremos de la guía SIW y posteriormente se obtiene la Figura 2.14 y la Figura 2.15, en las cuales se visualiza el parámetro S11 y el parámetro S21, en este último se observa que la frecuencia de corte no corresponde a la frecuencia de corte de diseño.

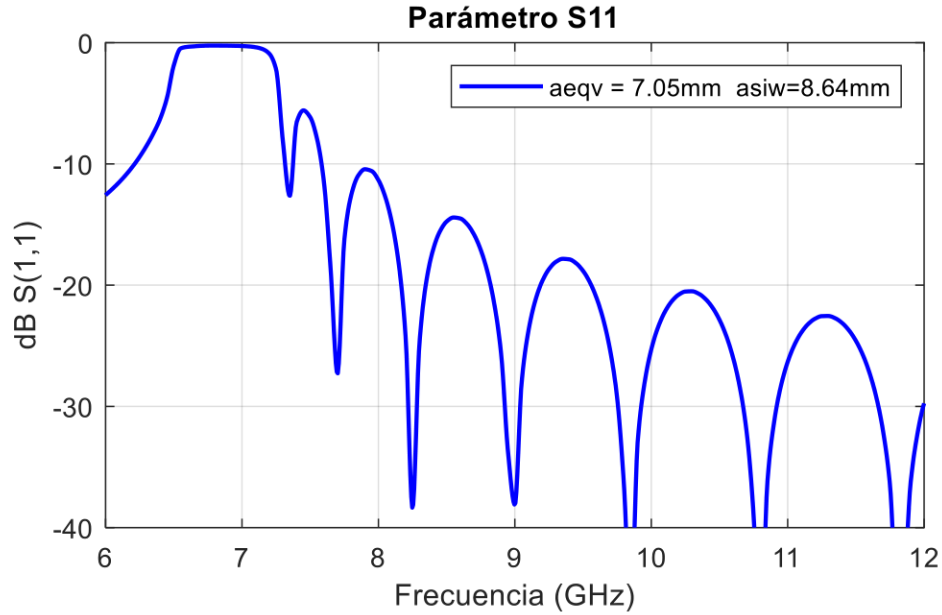


Figura 2.14. Parámetro S11, guía SIW.

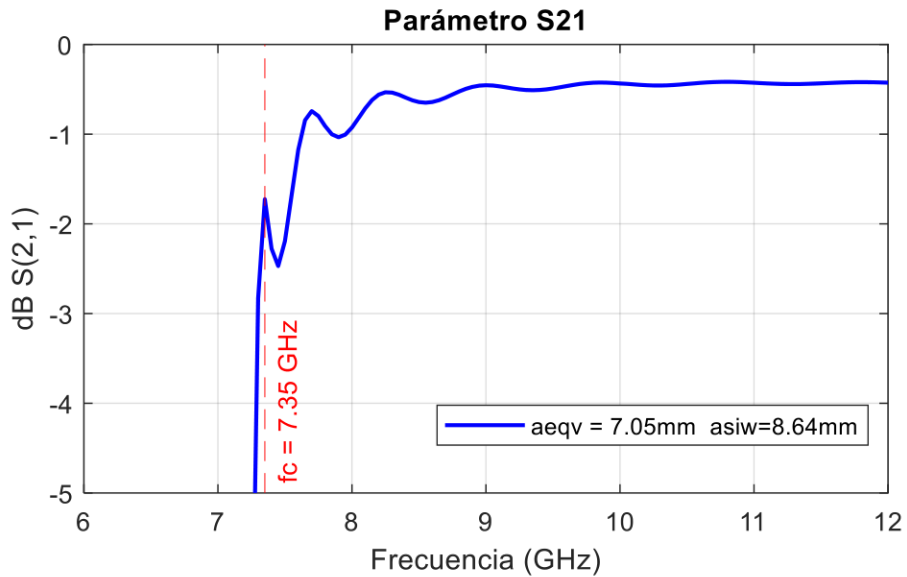


Figura 2.15. Parámetro S21, frecuencia de corte guía SIW

Para ajustar la frecuencia de corte a 6.5 GHz se realiza un análisis paramétrico de la variable a_{eqv} , con lo cual obtenemos que con $a_{eqv} = 7.92 \text{ mm}$ se obtiene la frecuencia de corte deseada como se puede ver en la Figura 2.16 y en la Figura 2.17 se puede observar como mejora la respuesta del parámetro S11; con el nuevo valor del parámetro a_{eqv} se recalcula a_{siw} con la expresión 1.6 obteniendo $a_{siw} = 9.5 \text{ mm}$.

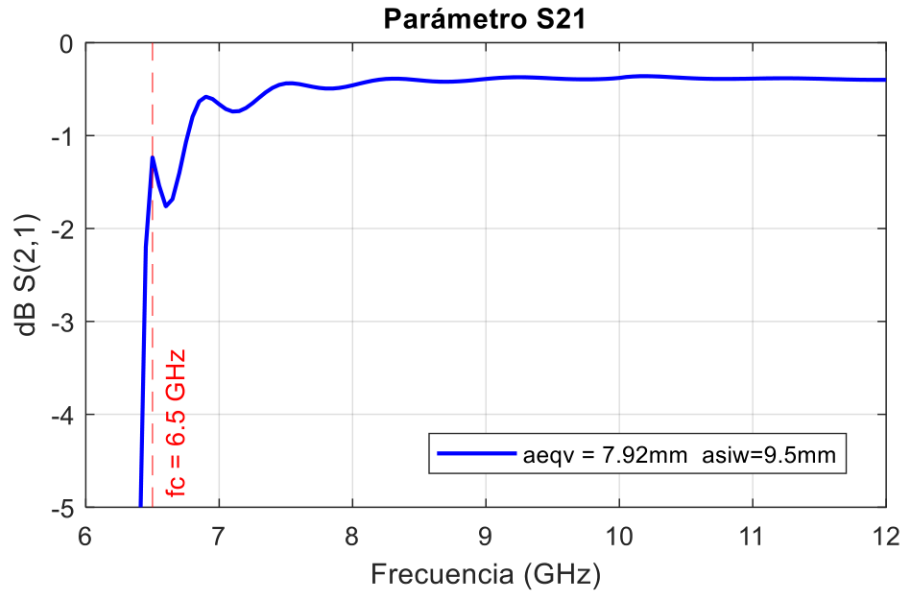


Figura 2.16. Parámetro S21, frecuencia de corte guía SIW

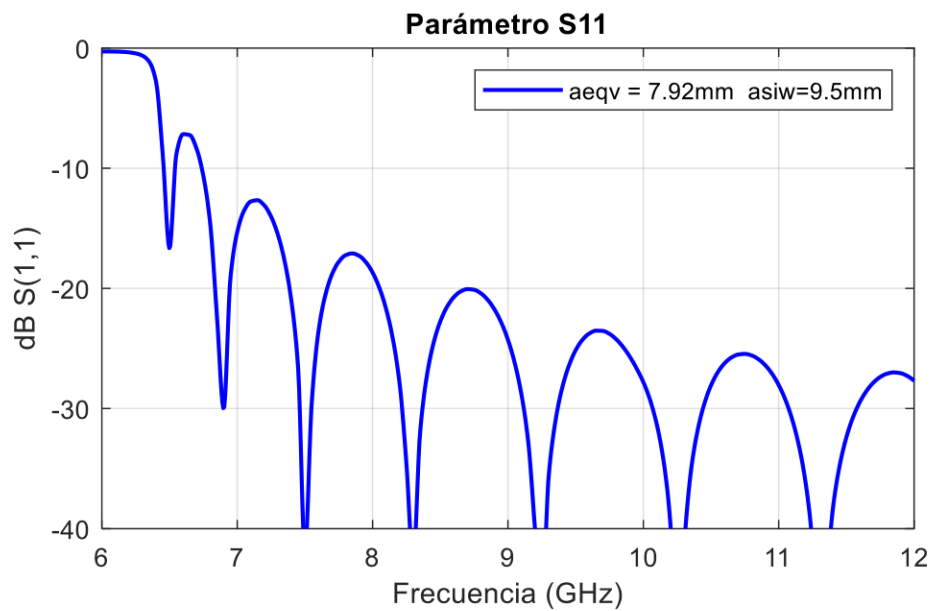


Figura 2.17. Parámetro S11, guía SIW

Con la guía SIW funcionando en la frecuencia de corte adecuada, se procede a insertar el cable coaxial en la guía, con las características y variables indicadas en la Tabla 2.3.

Entonces, para determinar los valores iniciales de las variables $coax$ y dis , con los que se empezará la simulación, se toma como referencia el resultado de la expresión 2.16

$$\frac{\lambda_g}{4} = 3.02 \text{ mm} \quad (2.16)$$

Del resultado de la expresión 2.16 se escoge $dis = 3.02 \text{ mm}$ y $coax = 1.4 \text{ mm}$; en la Tabla 2.6 se resumen todos los valores y parámetros que se utilizarán para el modelo 3D de la transición coaxial-siw-coaxial, y en la Figura 2.18 se muestra el modelo 3D de dicha transición.

Tabla 2.6. Valores/Parámetros iniciales para modelado 3D de la transición coaxial-siw-coaxial

Valores/Parámetros	Variables	Valor
Impedancia coaxial	Z	50Ω
Radio conductor interno (coaxial)	r_{pos}	0.405 mm
Radio dieléctrico (coaxial)	r_{diel}	1.356 mm
Longitud del conductor interno que ingresa a la guía.	$coax$	1.4 mm
Distancia del extremo de la guía al conductor interno	dis	3.02 mm
Altura del sustrato	h	1.5 mm
Radio postes metálicos	r	0.5 mm
Separación entre centros de los postes metálicos	s	1.8 mm
Ancho equivalente a la guía convencional	a_{eqv}	7.92 mm
Ancho guía SIW	a_{siw}	9.5 mm

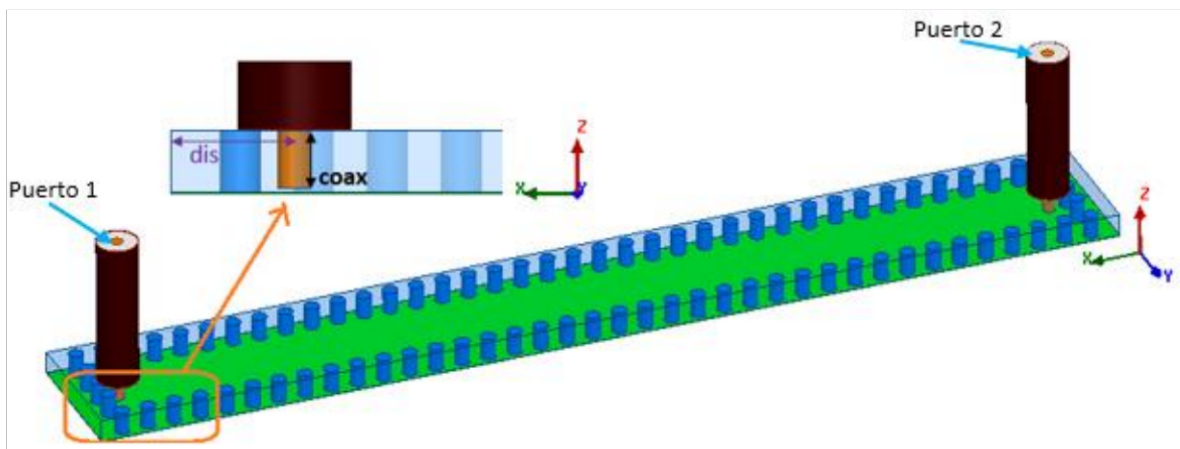


Figura 2.18. Modelo 3D, transición coaxial-siw-coaxial

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados de las simulaciones para el esquema coaxial-siw-coaxial utilizando el sustrato AD1000 con dos tipos de grosor; además se presenta un análisis de tolerancia de las principales variables de diseño utilizadas.

3.1.1 DISEÑO 1, $h=3.05$ mm

A continuación, se presenta la representación gráfica de los parámetros S, a partir de los cuales se puede extraer el comportamiento de la estructura coaxial-siw-coaxial.

3.1.1.1 Resultados de la simulación

A partir de los valores iniciales que se presentan en la Tabla 2.4 se realizó la simulación de la primera transición coaxial-siw-coaxial, obteniendo como resultado las gráficas de la Figura 3.1 y la Figura 3.2, en las cuales se pueden observar los parámetros S11 y S21, respectivamente.

De la gráfica que representa el parámetro S11 se puede observar que con los valores iniciales no se consigue buena adaptación entre la línea coaxial y la guía siw, además se puede notar que no está operando en la frecuencia central de 10 GHz, mientras que en el parámetro S21 podemos ver que existen pérdidas de inserción que van de 5 a 13 dB.

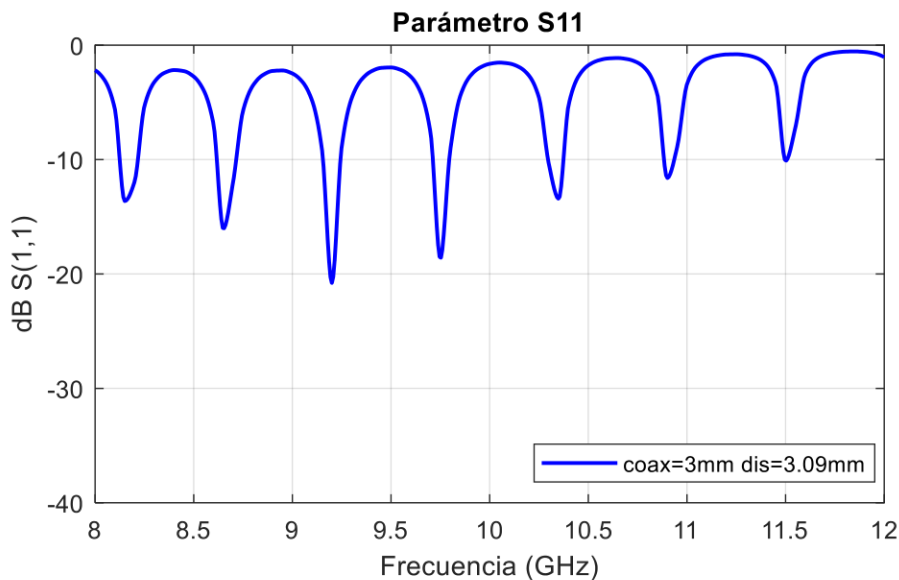


Figura 3.1. Parámetro S11, transición coaxial-siw-coaxial con $h=3.05$ mm, datos iniciales

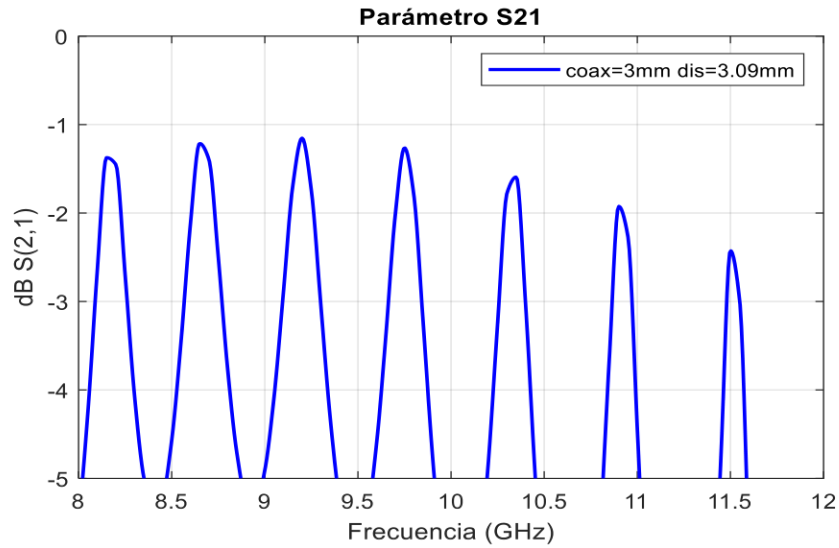


Figura 3.2. Parámetro S21, transición coaxial-siw-coaxial con $h=3.05\text{mm}$, datos iniciales

Debido a que no hay una buena adaptación como se observa en la Figura 3.1, se realiza un análisis paramétrico para las variables *coax* y *dis*. Luego de este análisis, tenemos que para $coax = 2.52\text{ mm}$ y $dis = 4\text{ mm}$ se obtiene un nivel de adaptación con pérdidas de inserción de 0.7 dB a la frecuencia central (10 GHz); como se puede observar en la Figura 3.3 y la Figura 3.4, respectivamente; mientras que en la Figura 3.5 se observa el modelo 3D de la transición coaxial-siw-coaxial simulada, la misma que presenta un ancho de banda del 10.43% considerando un S11 menor a -20 dB.

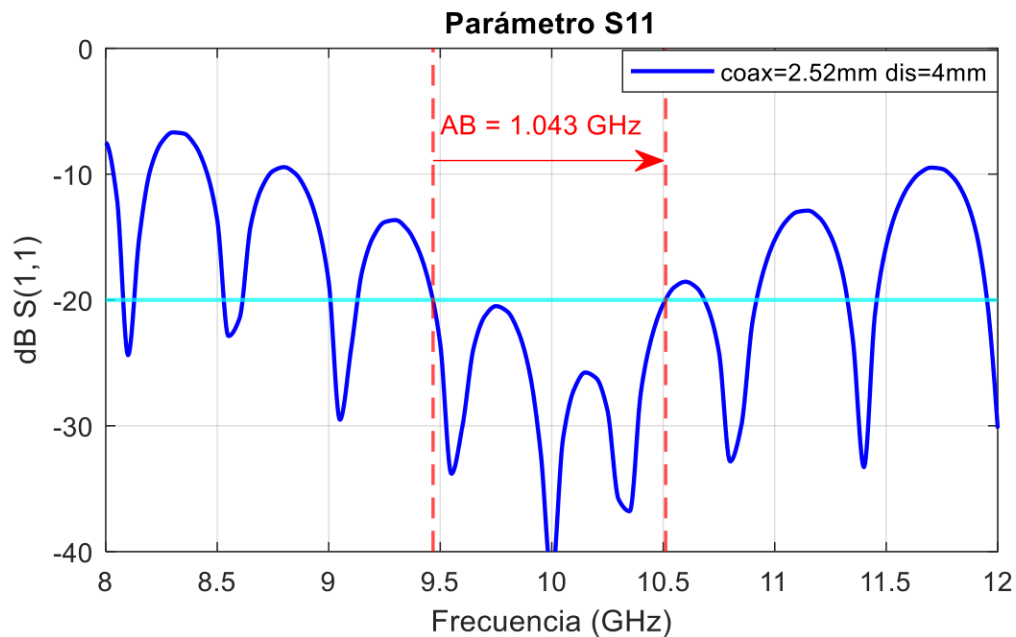


Figura 3.3. Parámetro S11, transición coaxial-siw-coaxial con $h=3.05\text{mm}$.

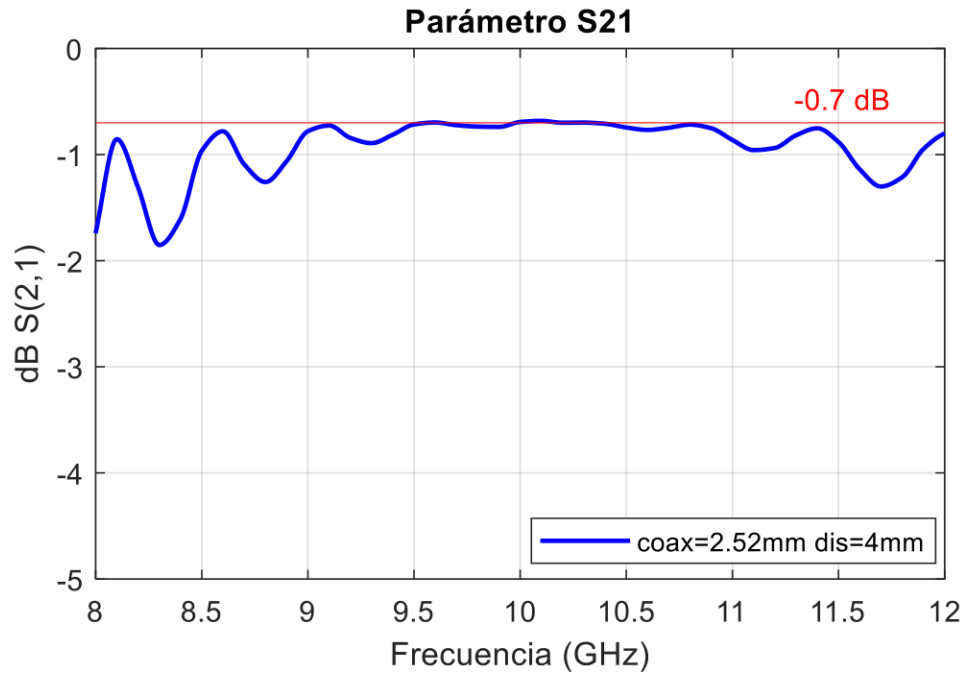


Figura 3.4. Parámetro S21, transición coaxial-siw-coaxial con $h=3.05\text{mm}$.

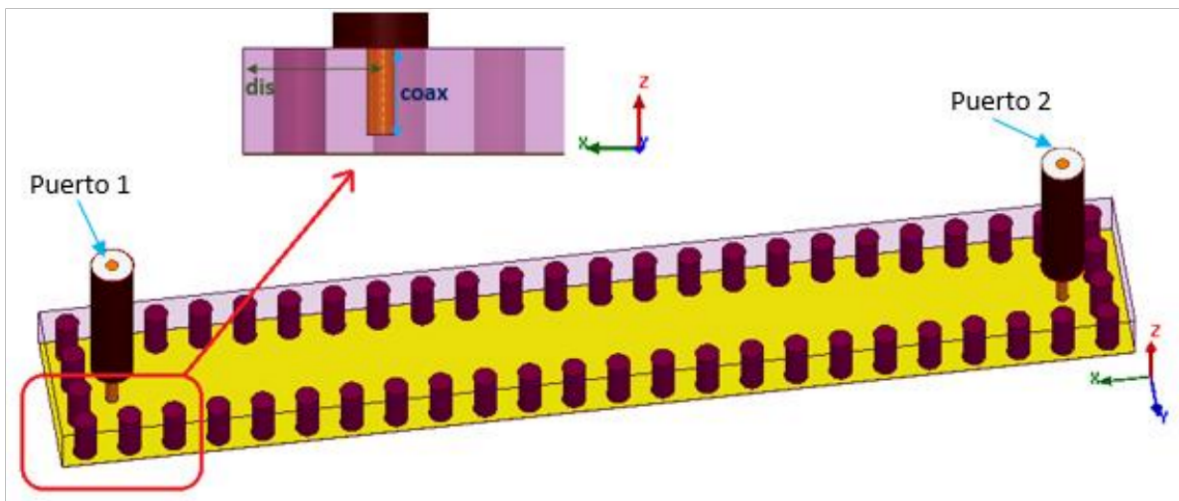


Figura 3.5. Modelo 3D, Transición coaxial-siw-coaxial con $h = 3.05\text{mm}$

En la Figura 3.6 se puede observar la distribución de la magnitud del campo eléctrico, tanto en la línea coaxial como en la guía SIW.

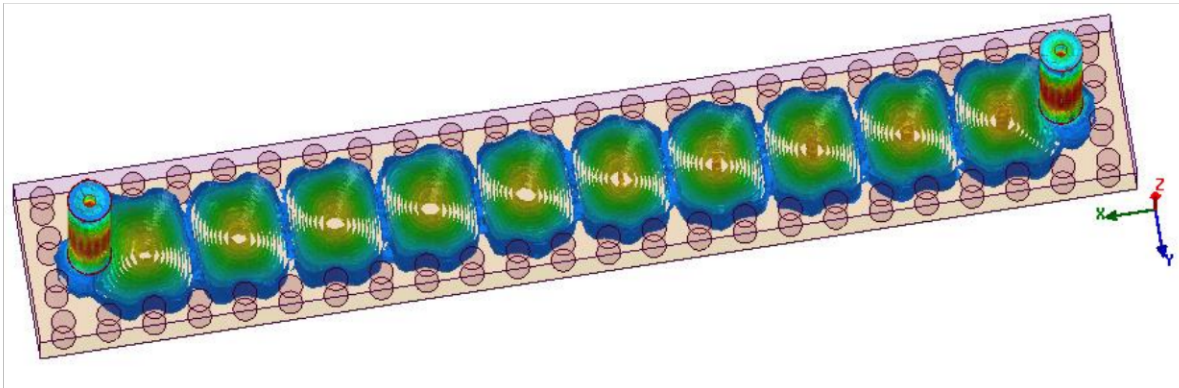


Figura 3.6. Distribución de la magnitud del campo eléctrico, transición coaxial-siw-coaxial con $h=3.05\text{mm}$.

En la Tabla 3.1 se resumen los valores/parámetros finales a partir de los cuales se consigue el mejor nivel de adaptación para la primera transición.

Tabla 3.1. Valores/Parámetros finales de la primera transición coaxial-siw-coaxial.

Valores/Parámetros	Variables	Valor
Impedancia coaxial	Z	50Ω
Radio conductor interno (coaxial)	r_{pos}	0.405 mm
Radio dieléctrico (coaxial)	r_{diel}	1.356 mm
Longitud del conductor interno que ingresa a la guía	$coax$	2.52 mm
Distancia del extremo de la guía al conductor interno	dis	4 mm
Altura del sustrato	h	3.05 mm
Radio postes metálicos	r	0.75 mm
Separación entre centros de los postes metálicos	s	2.9 mm
Ancho equivalente a la guía convencional	a_{eqv}	8.33 mm
Ancho guía SIW	a_{siw}	10.65 mm

3.1.1.2 Análisis de tolerancia

Se realiza este análisis para estimar el comportamiento y respuesta de la transición ante un posible fallo en el proceso de fabricación. Por esta razón, se analizará mediante simulaciones la tolerancia que presentan, la longitud de penetración del conductor interno ($coax$) y la distancia del extremo de la guía al conductor interno (dis), ante posibles fallas en la precisión del corte del coaxial y el fresado respectivamente, debido a que con estos parámetros se puede controlar el nivel de adaptación coaxial-siw.

Para el análisis de tolerancia del parámetro dis , se realizarán variaciones de 0.5 mm y 1mm alrededor del mejor valor, tal como se muestra en la Figura 3.7 y Figura 3.8, respectivamente.

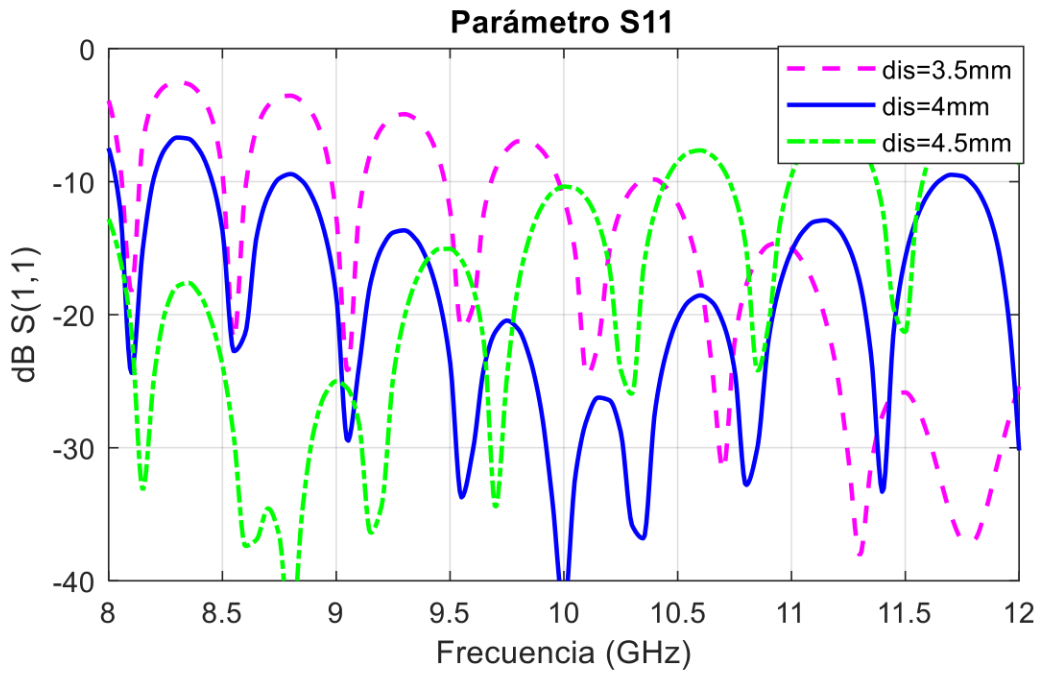


Figura 3.7. Variación del parámetro dis 0.5 mm

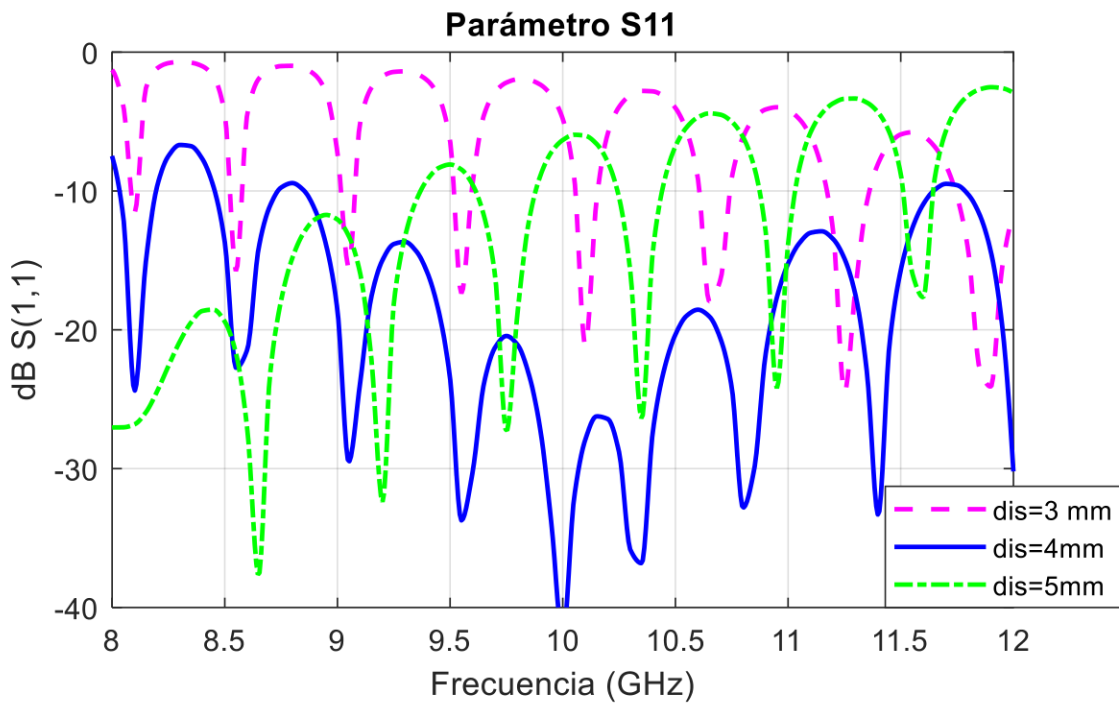


Figura 3.8. Variación del parámetro dis 1mm

De las gráficas mostradas, se puede notar que a medida que disminuye el valor del parámetro d_{is} , existe un desplazamiento de frecuencia de alrededor de 1 a 2 GHz, hacia las frecuencias altas y el nivel de adaptación y el ancho de banda se reducen considerablemente; al incrementar el valor del parámetro d_{is} , también existe desplazamiento de frecuencia de alrededor de 1 a 2 GHz, pero hacia frecuencias bajas, y a pesar de que hay reducción del ancho de banda, aún existe cierto nivel de adaptación.

Para el análisis de tolerancia del parámetro $coax$, se considerará una posible falla de mecanizado que puede darse al momento del corte del conductor interno de la línea coaxial, ya que puede quedar un pequeño espacio de aire entre el conductor interno y el dieléctrico; para realizar la simulación se emplean gaps de aire de 50 μ m y 100 μ m, tal como se observa en la Figura 3.9, el valor de estos gaps de aire está especificado en la Tabla 3.2 y Tabla 3.3 respectivamente.

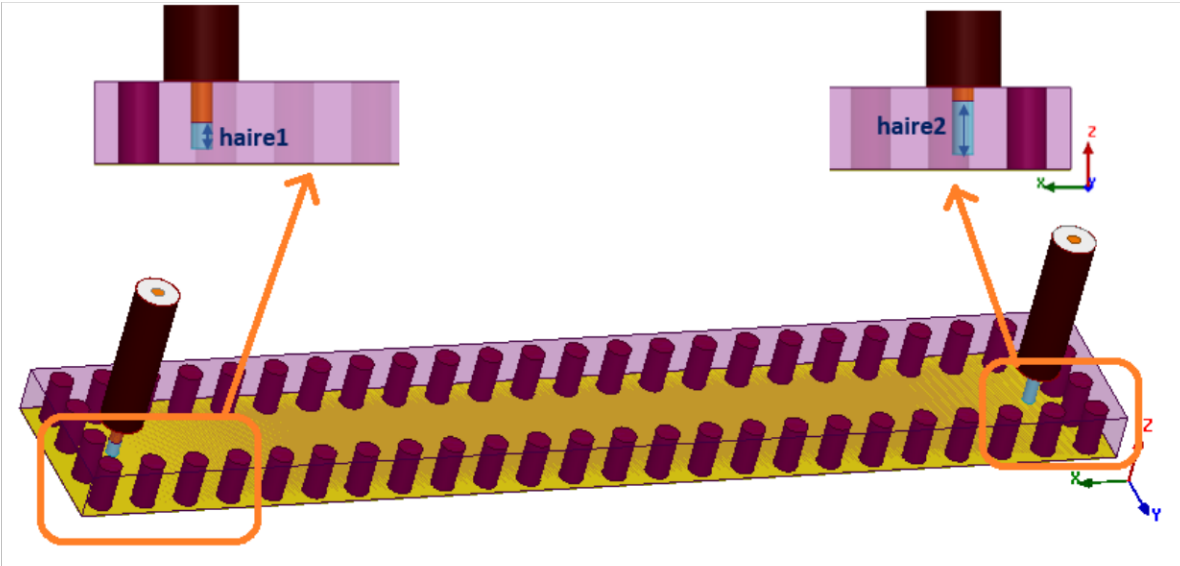


Figura 3.9. Modelo 3D, primera transición coaxial-siw-coaxial con gaps de aire

Tabla 3.2. Gaps de aire de 50 μ m.

haire1(mm)	haire2(mm)
0	0
0	0.05
0.05	0.05

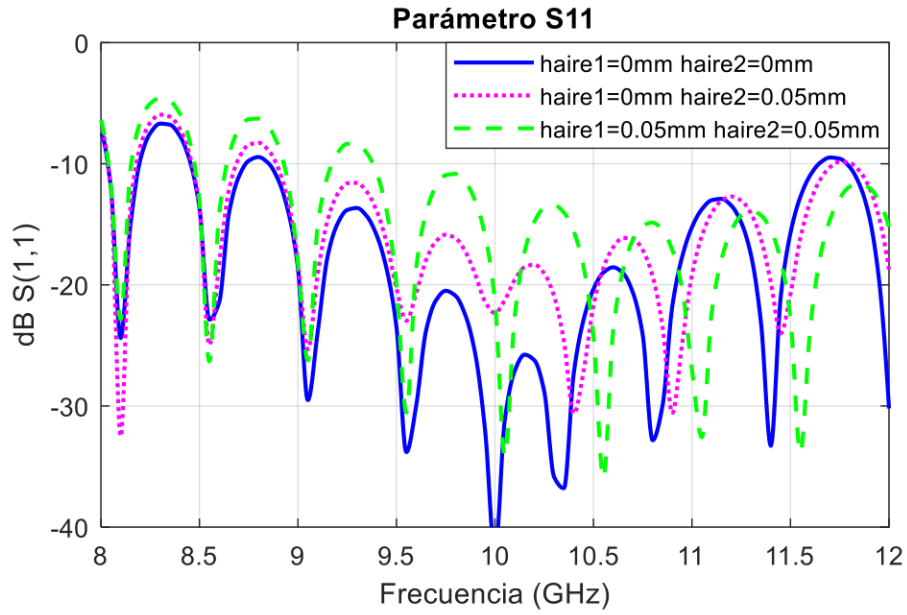


Figura 3.10. Parámetro S11, Gaps de aire de 50 um

Tabla 3.3. Gaps de aire de 100 um

haire1(mm)	haire2(mm)
0	0
0	0.1
0.1	0.1

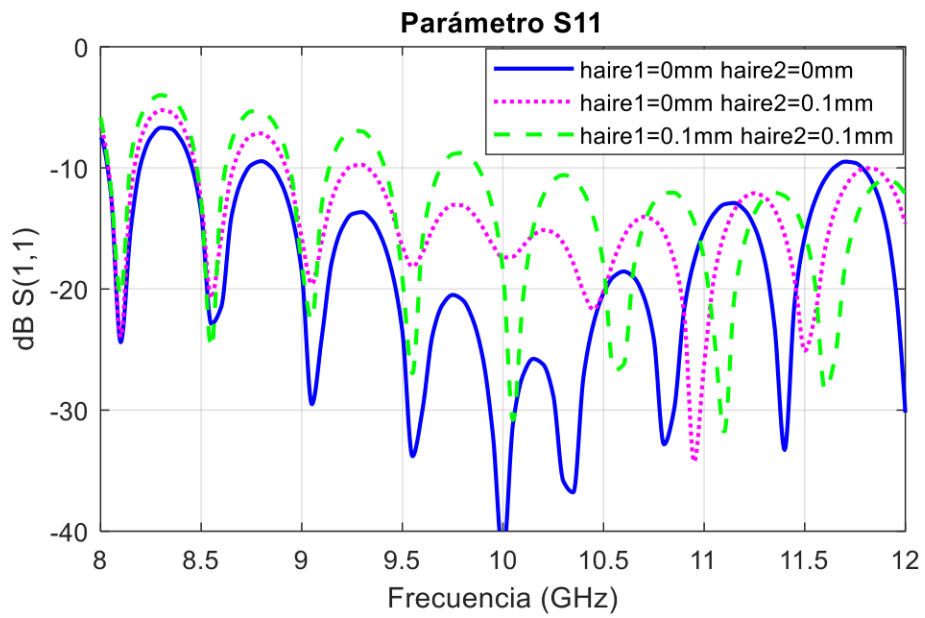


Figura 3.11. Parámetro S11, Gaps de aire de 100u

De las gráficas mostradas se puede notar que a medida que se incrementa el gap de aire el nivel de adaptación y el ancho de banda se reducen, razón por la cual es importante mantener la profundidad de penetración del conductor interno cercano al valor óptimo, tratando de evitar que se generen gaps de aire.

3.1.2 DISEÑO 2, $h=1.5\text{mm}$

A continuación, se presenta la representación gráfica de los parámetros S, a partir de los cuales se puede extraer el comportamiento de la estructura coaxial-siw-coaxial.

3.1.2.1 Resultados de la simulación.

A partir de los valores iniciales que se presentan en la Tabla 2.6 se realizó la simulación de la segunda transición coaxial-siw-coaxial, obteniendo como resultado las gráficas de la Figura 3.12 y la Figura 3.13, en las cuales se pueden observar los parámetros S11 y S21, respectivamente.

De la gráfica que representa el parámetro S11 se puede observar que con los valores iniciales no se consigue buena adaptación entre la línea coaxial y la guía siw, además se puede notar que no está operando en la frecuencia central de 10 GHz, mientras que en el parámetro S21 podemos ver que existen pérdidas de inserción que van de 12 a 5 dB.

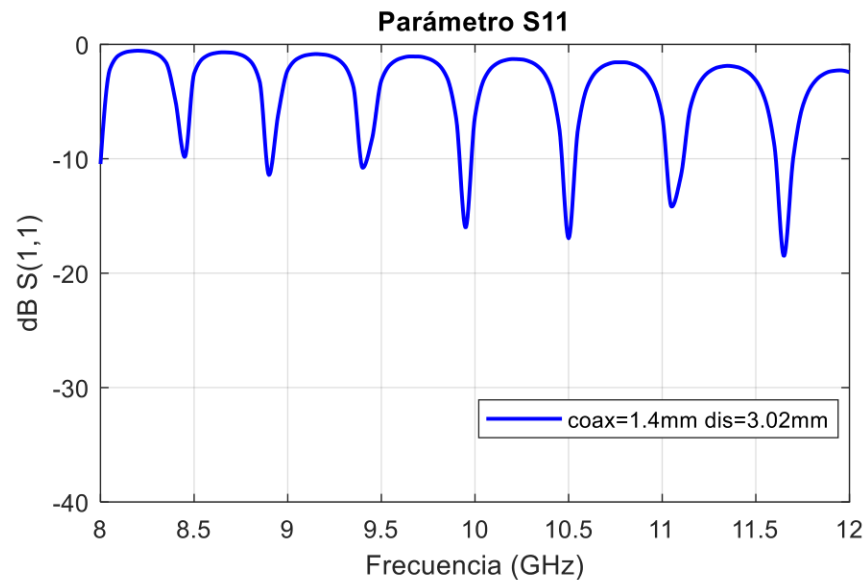


Figura 3.12. Parámetro S11, transición coaxial-siw-coaxial con $h= 1.5\text{ mm}$, datos iniciales

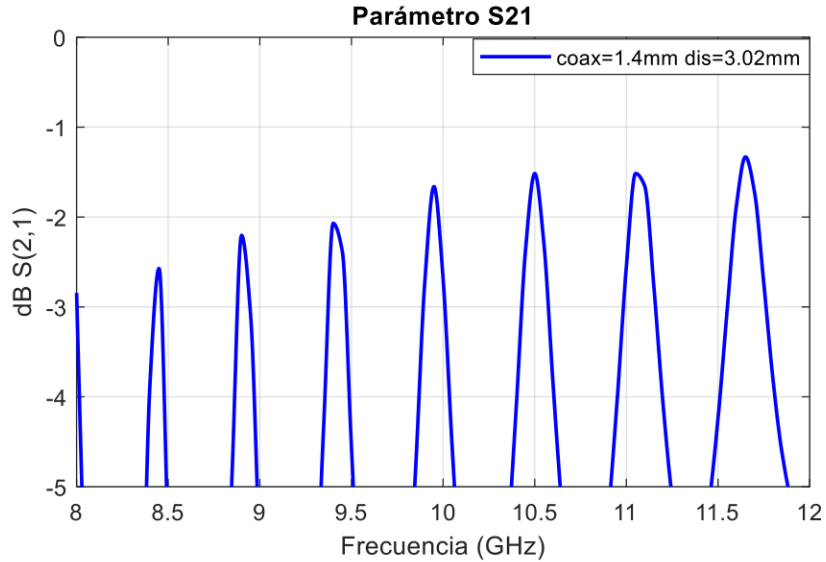


Figura 3.13. Parámetro S21, transición coaxial-siw-coaxial con $h = 1.5$ mm, datos iniciales.

De igual manera que en la primera transición, se observa en la Figura 3.12 que no hay una buena adaptación, por lo que se realiza un análisis paramétrico para las variables *coax* y *dis*. Luego de este análisis, tenemos que para $coax = 1.41$ mm y $dis = 5$ mm se obtiene un nivel de adaptación con unas pérdidas de inserción de 0.73 dB a la frecuencia central (10 GHz), como se puede observar en la Figura 3.14 y Figura 3.15, respectivamente; mientras que en la Figura 3.16 se observa el modelo 3D de la transición coaxial-siw-coaxial simulada, la misma que presenta un ancho de banda del 10.12% considerando un S11 menor a -20 dB.

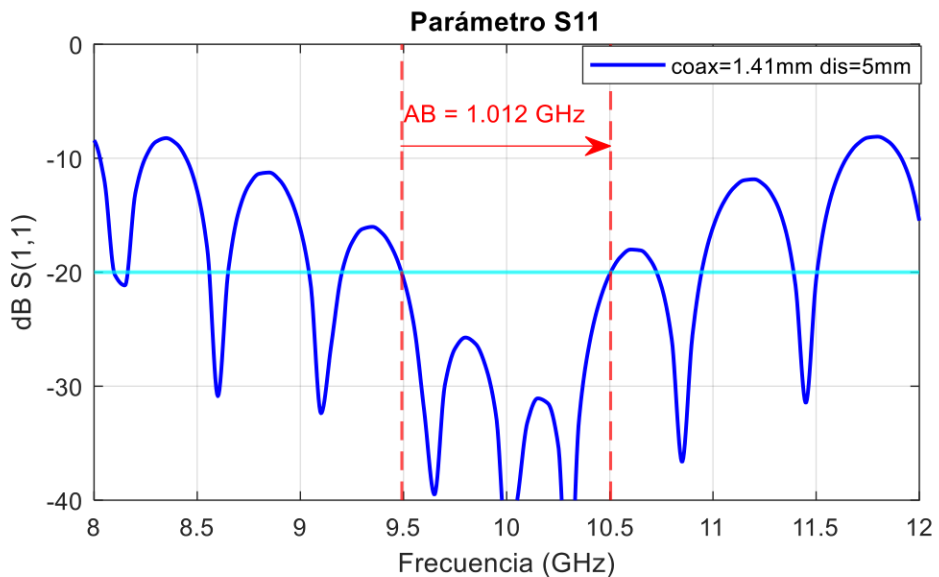


Figura 3.14. Parámetro S11, transición coaxial-siw-coaxial con $h = 1.5$ mm.

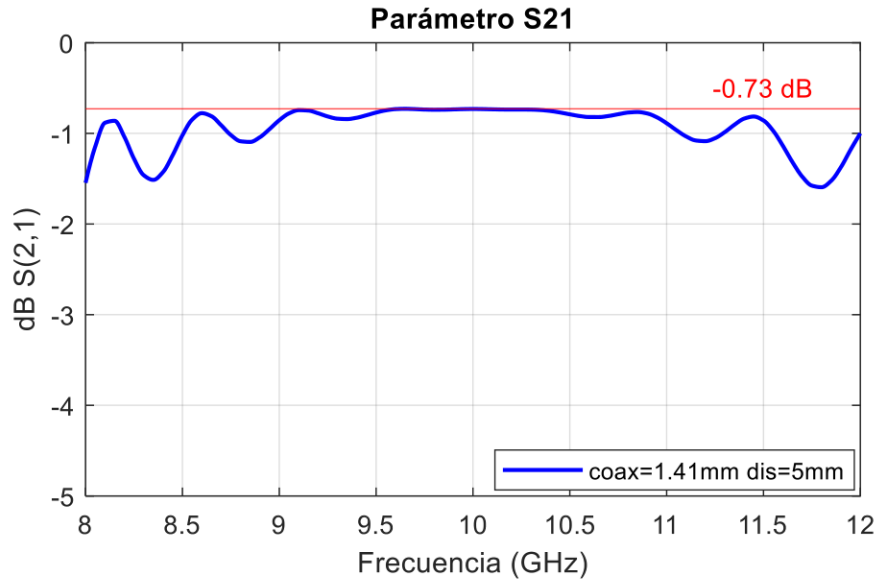


Figura 3.15. Parámetro S21, transición coaxial-siw-coaxial con $h = 1.5$ mm.

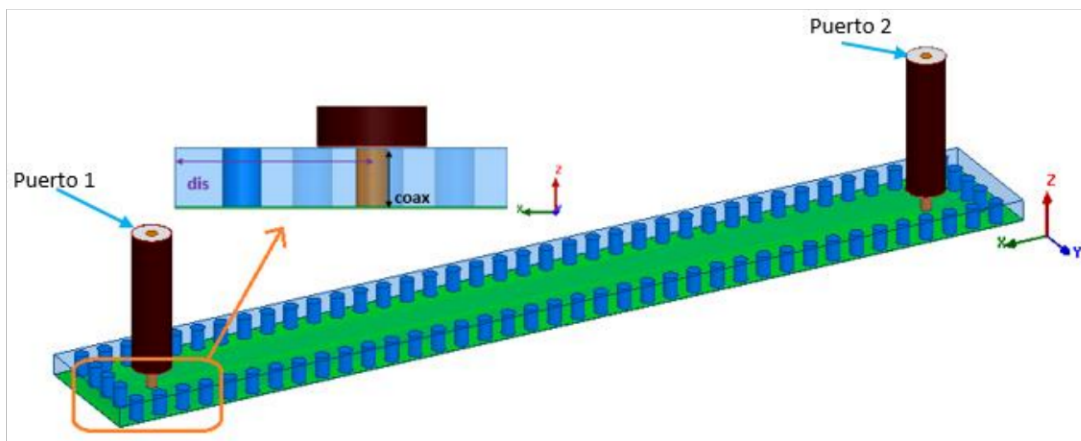


Figura 3.16. Modelo 3D, transición coaxial-siw-coaxial con $h = 1.5$ mm.

En la Figura 3.17 se puede observar la distribución de la magnitud del campo eléctrico de la transición coaxial-siw-coaxial simulada.

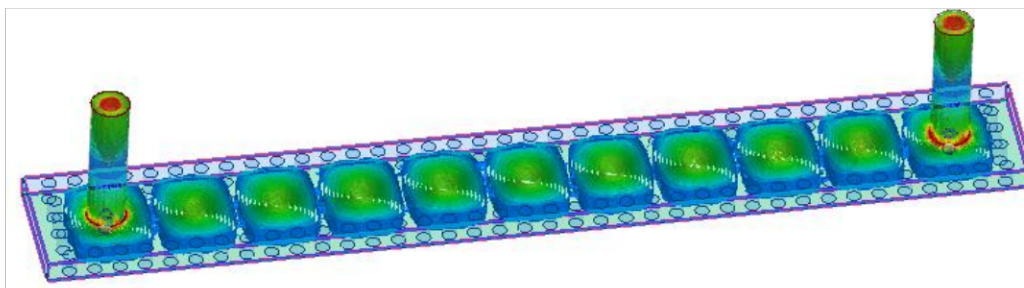


Figura 3.17. Distribución de la magnitud del campo eléctrico, transición coaxial-siw-coaxial con $h = 1.5$ mm.

En la Tabla 3.4 se resumen los valores/parámetros finales a partir de los cuales se consigue el mejor nivel de adaptación para la segunda transición.

Tabla 3.4. Valores/Parámetros finales de la segunda transición coaxial-siw-coaxial.

Valores/Parámetros	Variables	Valor
Impedancia coaxial	Z	50 Ω
Radio conductor interno (coaxial)	r_{pos}	0.405 mm
Radio dieléctrico (coaxial)	r_{diel}	1.356 mm
Longitud del conductor interno que ingresa a la guía	$coax$	1.41 mm
Distancia del extremo de la guía al conductor interno	dis	5 mm
Altura del sustrato	h	1.5 mm
Radio postes metálicos	r	0.5 mm
Separación entre centros de los postes metálicos	s	1.8 mm
Ancho equivalente a la guía convencional	a_{eqv}	7.92 mm
Ancho guía SIW	a_{siw}	9.5 mm

3.1.2.2 Análisis de tolerancia

Se realiza este análisis para estimar el comportamiento y respuesta de la transición ante un posible fallo en el proceso de fabricación. Por esta razón, se analizará mediante simulaciones la tolerancia que presentan, la longitud de penetración del conductor interno ($coax$) y la distancia del extremo de la guía al conductor interno (dis), ante posibles fallas en la precisión del corte del coaxial y el fresado respectivamente, debido a que con estos parámetros se puede controlar el nivel de adaptación coaxial-siw.

Para el análisis de tolerancia del parámetro dis , se realizarán variaciones de 0.5 mm y 1mm alrededor del mejor valor, tal como se muestra en la Figura 3.18 y Figura 3.19, respectivamente.

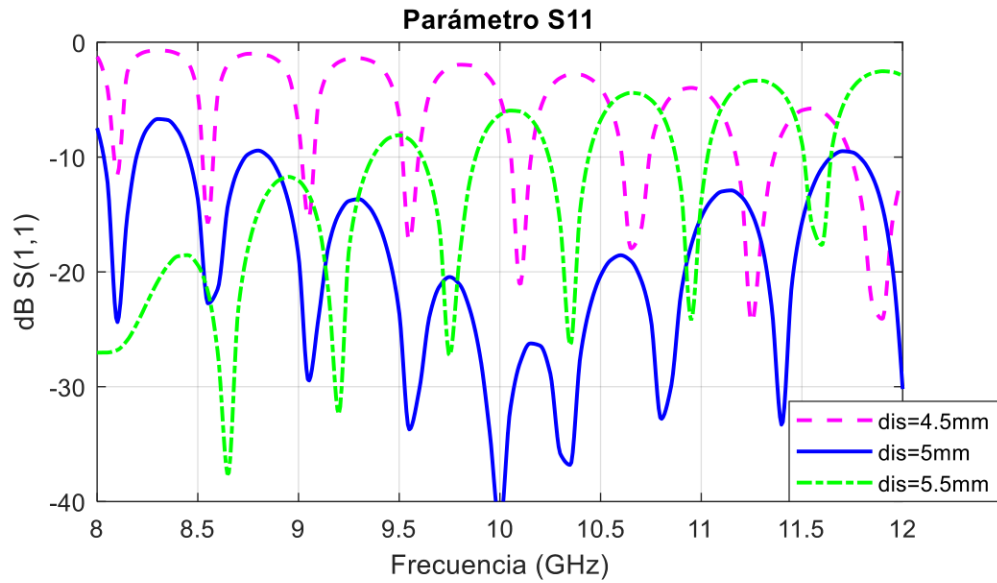


Figura 3.18. Variación del parámetro *dis*, 0.5 mm.

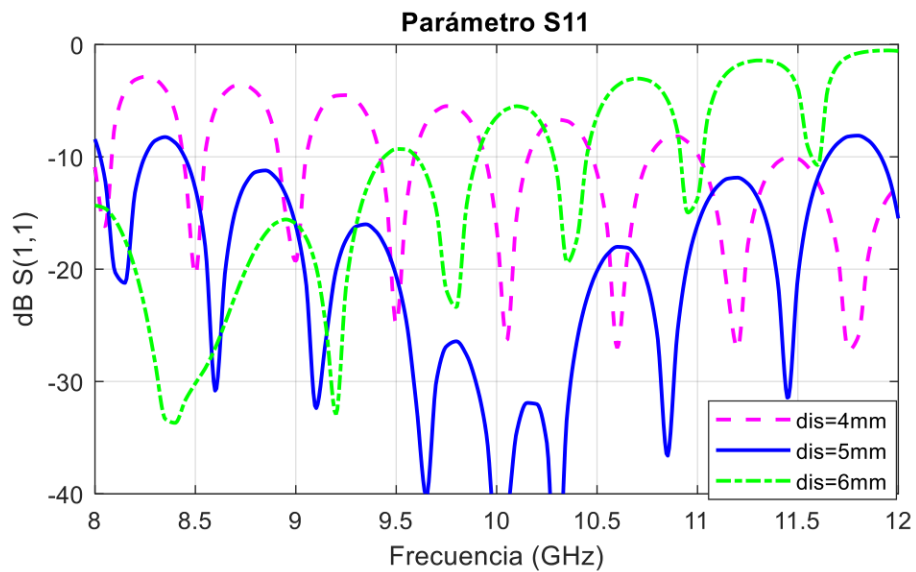


Figura 3.19. Variación del parámetro *dis*, 1mm.

De las gráficas mostradas, se puede notar que a medida que disminuye el valor del parámetro *dis*, existe un desplazamiento de frecuencia de alrededor de 1 a 2 GHz, hacia las frecuencias altas y el nivel de adaptación y el ancho de banda se reducen considerablemente; al incrementar el valor del parámetro *dis*, también existe desplazamiento de frecuencia de alrededor de 1 a 2 GHz, pero hacia frecuencias bajas, y a pesar de que hay reducción del ancho de banda, aún existe cierto nivel de adaptación.

Para el análisis de tolerancia del parámetro coax, se considerará una posible falla de mecanizado que puede darse al momento del corte del conductor interno de la línea coaxial, ya que puede quedar un pequeño espacio de aire entre el conductor interno y el dieléctrico; para realizar la simulación se emplean gaps de aire de 50 μ m y 100 μ m, tal como se observa en la Figura 3.20, el valor de estos gaps de aire está especificado en la Tabla 3.2 y Tabla 3.3 respectivamente.

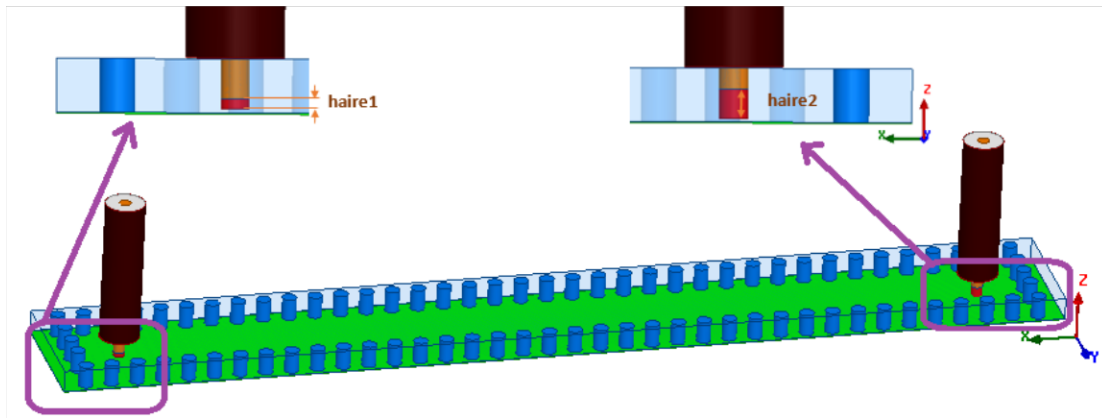


Figura 3.20. Modelo 3D, transición coaxial-siw-coaxial con gaps de aire.

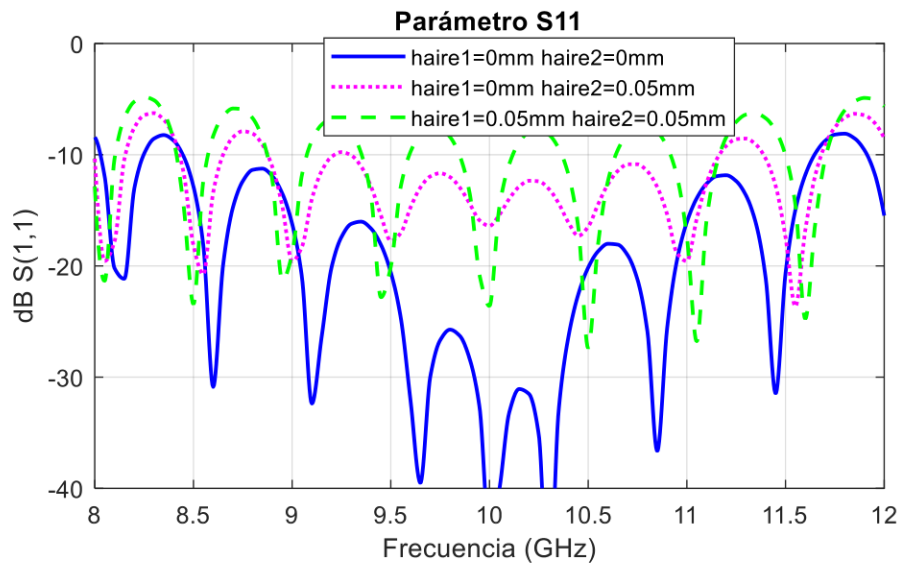


Figura 3.21. Parámetro S11, transición coaxial-siw-coaxial con gaps de aire de 50 μ m

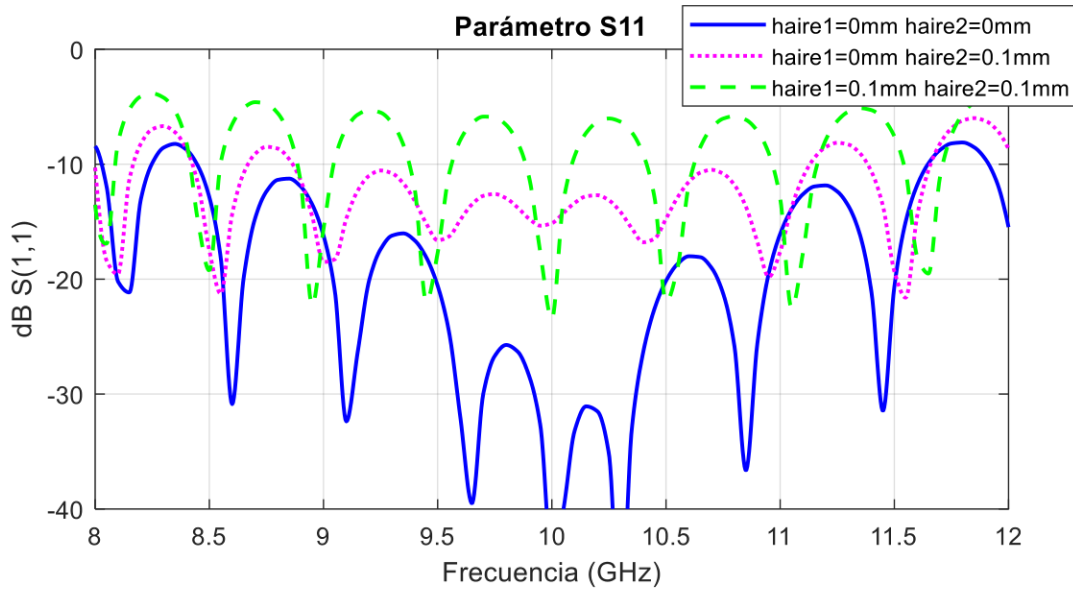


Figura 3.22. Parámetro S11, transición coaxial-siw-coaxial con gaps de aire de 100 μ m

De las gráficas mostradas se puede notar que a medida que se incrementa el gap de aire el nivel de adaptación y el ancho de banda se reducen, razón por la cual es importante mantener la profundidad de penetración del conductor interno cercano al valor óptimo, tratando de evitar que se generen gaps de aire.

3.1.3 COMPARACIÓN ENTRE DISEÑO 1 y DISEÑO 2

Tal como se muestra en la Figura 3.23, el ancho de banda del diseño de la transición coaxial-siw-coaxial con $h = 3.05$ mm, considerando un S11 menor a -20 dB es de 1.043 GHz, a diferencia del diseño de la transición coaxial-siw-coaxial con $h = 1.5$ mm que tiene un ancho de banda de 1.012 GHz considerando un S11 menor a -20 dB.

$$AB = 10.511 \text{ GHz} - 9.468 \text{ GHz} = 1.043 \text{ GHz} \quad (3.1)$$

$$AB = 10.504 \text{ GHz} - 9.492 \text{ GHz} = 1.012 \text{ GHz} \quad (3.2)$$

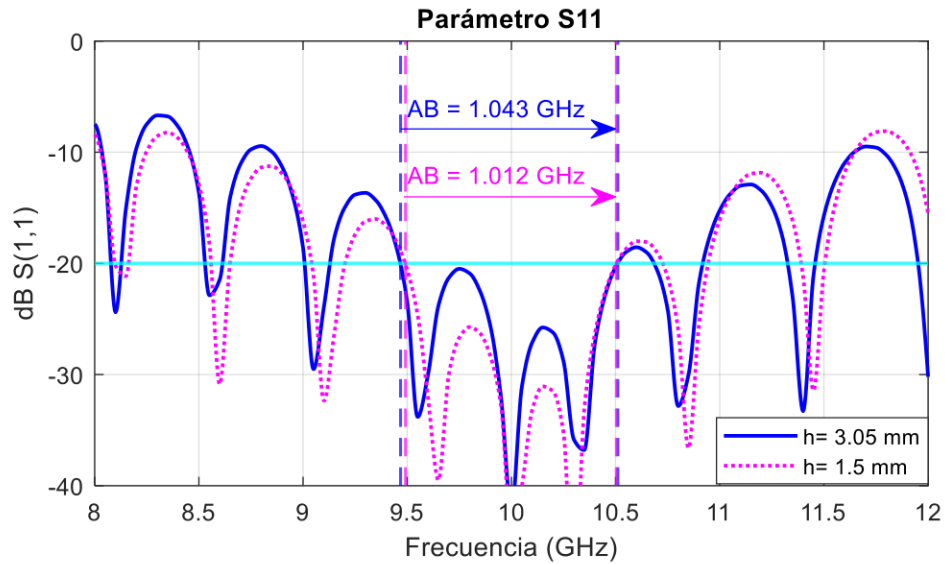


Figura 3.23. Parámetro S11, comparación entre diseños.

En la Figura 3.24 podemos notar que el diseño 1 con $h=3.05$ mm, presenta pérdidas de inserción a la frecuencia central de operación menores a 0.7 dB, mientras que el diseño 2 con $h = 1.5$ mm presenta pérdidas de inserción alrededor de 0.73 dB.

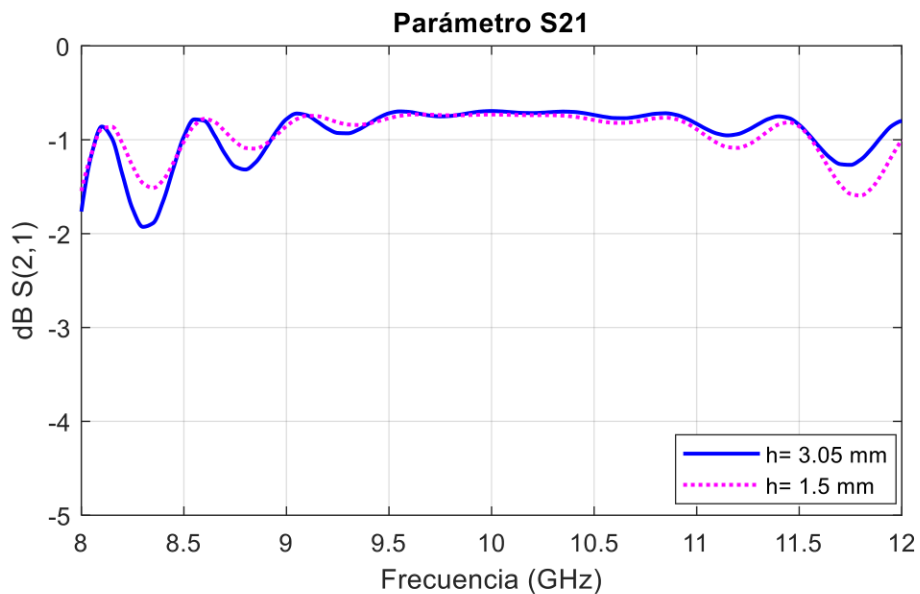


Figura 3.24. Parámetro S21, comparación entre diseños.

De lo mencionado anteriormente, podemos decir que el diseño 1, presenta mejores características de adaptación y ancho de banda que el diseño 2.

3.2 CONCLUSIONES

La tecnología SIW nos permite trabajar a altas frecuencias con diseños de pequeñas dimensiones, fáciles de modelar y con un mejor acoplamiento a otras estructuras de tecnología planar.

Para ajustar la frecuencia de corte en la guía SIW, se requiere variar el ancho equivalente ($aeqv$) de la guía SIW, debido a que la altura de la misma está fijada por la altura del sustrato a utilizarse, además podemos notar que las dimensiones de la guía SIW son pequeñas debido a que se utilizó un sustrato de alta permitividad.

Desde el punto de vista de fabricación y considerando los diámetros de las fresas disponibles en el laboratorio de investigación, se seleccionó un diámetro de 1.5 mm para el sustrato grueso, y un diámetro de 1 mm para el sustrato delgado, debido a que, si el diámetro es muy pequeño o muy grande no habrá un rellenado adecuado de los postes metálicos.

Una adecuada selección del valor de la distancia entre centros de los postes metálicos, permite mantener el campo eléctrico confinado, de manera que las pérdidas por fugas sean mínimas, por esta razón y respetando las condiciones de diseño, se ha seleccionado una distancia entre centros para el sustrato grueso de 2.9 mm y para el sustrato delgado 1.8 mm.

En vista de que el diámetro de los postes metálicos y la distancia entre ellos están relacionados entre sí, es necesario elegir un valor adecuado de tal manera que, los postes metálicos no se superpongan, se utilice eficientemente el largo de la guía y las pérdidas por fugas sean mínimas; estas consideraciones permitirán conseguir una buena adaptación (coaxial-siw) con el mayor ancho de banda posible.

La profundidad de penetración del conductor interno en la guía SIW y la distancia del conductor interno hasta el extremo de la guía SIW son los parámetros utilizados para controlar el nivel de adaptación entre la línea coaxial y la guía SIW, por eso es importante que previo al proceso de fabricación se realice un análisis de tolerancia, con la finalidad de analizar sobre que parámetros se debe actuar con la mejor precisión posible.

Desde el punto de vista de fabricación, el modelado de la transición se la realizó de manera back to back (coaxial-siw-coaxial) para poder facilitar la medición de los parámetros S.

Podemos notar que el diseño 1 con $h = 3.05\text{mm}$ presenta un mejor análisis de tolerancia a diferencia del diseño 2 con $h=1.5\text{mm}$, esto se debe a que el diseño 1 utiliza un sustrato más grueso, lo cual permite realizar más variaciones con la profundidad de penetración del conductor interno en la guía SIW.

La formación de gaps de aire que se pueden dar por fallas de mecanizado al momento del corte del conductor interno de la línea coaxial, son de gran importancia, debido a que por más pequeño que sea el gap de aire, este influye de tal manera, que se reduce considerablemente el nivel de adaptación.

Podemos notar que las pérdidas de inserción, tanto para el diseño 1 como para el diseño 2 son bajas y se encuentran alrededor de los 0.7 dB, cabe recordar que como es una transición doble se tiene este valor, pero al momento de utilizar la mitad de la transición se tendrán pérdidas alrededor de 0.35 dB.

3.3 RECOMENDACIONES

Escoger una adecuada separación de los postes metálicos, de tal manera que se utilice eficientemente el largo de la guía de onda integrada en sustrato.

Con la finalidad de validar los resultados de las simulaciones, se podría efectuar el proceso de fabricación, lo que permitiría realizar una comparación entre los parámetros S medidos y los simulados.

Para posteriores trabajos, se puede seleccionar un sustrato con menor permitividad eléctrica, de manera que se pueda realizar una comparación en base a la permitividad eléctrica y determinar con cuál de ellos se obtiene una mejor adaptación coaxial-siw.

Conociendo que la transición coaxial-siw-coaxial es de banda estrecha, se podría estudiar nuevas técnicas que permitan mejorar el ancho de banda de la transición.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Gutiérrez, «Diseño filtros paso-bajo en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW), para aplicaciones espaciales.», Universidad Politécnica de Cartagena, 2015.
- [2] J. A. Martínez, J. J. de Dios, A. Belenguer, H. Esteban, y V. E. Boria, «Integration of a Very High Quality Factor Filter in Empty Substrate-Integrated Waveguide at Q - Band», *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 28, n.º 6, pp. 503-505, jun. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2833214.
- [3] A. Izquierdo, «Diseño de un array en guía ranurada SIW a 2.45 GHz», Universitat Politècnica de Catalunya, 2021.
- [4] S. Pina Belmonte, «Diseño de guía onda integrada en sustrato con propiedades de filtrado incorporadas», Escuela Politecnica de Cuenca, Cuenca, 2014.
- [5] G. Gálvez, «Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre siw para banda KU», Universidad Autónoma de Madrid, 2014.
- [6] B. Cámara de la Peña, «Estudio de diferentes modelos de transiciones entre guías de onda tipo rectangular, ridge y coaxial», M.S. Thesis, Universidad Autonoma de Madrid, 2019.
- [7] J. F. Garín, «Modelado de filtros microondas de iris en guía de onda utilizando lenguaje VERILOG-A», Universidad de Cantabria, 2017.
- [8] L. R. Mejía, «Diseño de antenas de bocina sobre SIW», Universidad Autonoma de Madrid, 2014.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave-Engineering*, 4.ª ed.
- [10] N. Nateel, «Diseño de acopladores direccionales para la banda Q en tecnología de guía integrada en sustrato (SIW)», M.S. Thesis, Universidad de Cantabria, 2013.
- [11] J. Rosselló Fabregat, «Array antena SIW 24 GHz para radar de automóviles», Universitat Politècnica de Catalunya, 2015.
- [12] D. V. Navarro Méndez, «Nuevos sistemas radiantes realizados con tecnologías impresas», Universitat Politècnica de València, Valencia (Spain), 2015. doi: 10.4995/Thesis/10251/54118.
- [13] N. S. Rodríguez, «Análisis y diseño de filtros de cavidades directamente acopladas en tecnología SIW», Universidad Carlos III de Madrid, Leganes, 2016. 43

- [14] M. Espín, «Análisis, diseño e implementación de divisores radiales de N puertos en la banda KU utilizando tecnología SIW (Substrate integrated waveguide)», Universidad de las Fuerzas Armadas, 2017.
- [15] P. S. Olivares, «Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa», M.S. Thesis, Universidad Autónoma de Madrid, 2013.
- [16] Esparza Nuria, «Integración de elementos activos en estructuras SW», PhD Disertación, Universidad de Oviedo, 2018.
- [17] L. F. Carrera, «Diseño y construcción de acopladores direccionales con tecnología siw en las bandas Ku y K», p. 39.
- [18] J. E. Cerda Palma, «Diseño y construcción de una antena sobre guía onda para aplicaciones de celulares interiores», M.S Thesis, Instituto Politécnico Nacional, México, 2015.
- [19] M. Rossi, «Diseño de filtros compactos rechazo banda en tecnología SIW mediante estructuras metamateriales basadas en resonadores de anillos», M.S. Thesis, Universidad Politécnica de Cartagena, 2016.
- [20] A. V. Hellín, «Diseño de filtros microondas basados en estructuras de guía de onda integrada (SIW), periódicamente perforadas», Universidad Politécnica de Cartagena, 2018.
- [21] A. G. García, Y. Campos-Roca, R. G. Alcalá, y J. Rubio, «Multistep Transitions From Microstrip and GCPW Lines to SIW in 5G 26 GHz Band», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 68778-68787, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3077763.
- [22] J. Bustillo López, «Receptor de radioastronomía en la banda de 10-14 GHz con guías integradas en substrato», Universidad de Cantabria, 2021.
- [23] J. R. Sánchez, «Reconfigurable devices using liquid crystal at Microwave frequencies in substrate Integrated waveguide», PhD Disertacion, Universitat Politècnica de València, Valencia (Spain), 2019.
- [24] «Laminados AD1000TM - Rogers Corporation». <https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ad-series-laminates/ad1000-laminates> (accedido 15 de noviembre de 2021).

5 ANEXOS

ANEXO I

Datasheet sustrato AD1000



PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminate For Microwave Printed Circuit Boards

AD1000 is a high dielectric constant substrate that permits circuit miniaturization, compared to traditional low loss materials. It is especially beneficial for power amplifiers, filters, couplers and other components using low impedance lines.

AD1000 is a woven glass reinforced laminate. This allows for Greater Dimensional Stability and Mechanical Robustness than other 10 Dk Products. Its large panel size is also advantageous for “multi-circuits per panel” processing.

AD1000 is considered a “soft substrate” and is relatively insensitive to vibrational stress. This allows miniaturized circuitry without requiring the complicated processing or special handling associated with brittle pure ceramic or ceramic hydrocarbon materials.

AD1000 is compatible with processing used for standard PTFE based printed circuit board substrates. In addition, the low Z-axis thermal expansion provided by the ceramic loading will improve plated through hole reliability, compared to typical PTFE based laminates. The low X-Y thermal expansion provides excellent matching to ceramic chip carriers and other ceramic components.

AD1000 was specifically developed for Miniaturized Circuitry for compact devices (i.e., GPS Receivers), Patch Antennas (where smaller size is required), Satellite Communications Systems, Power Amplifiers (PAs), Low Noise Amplifiers (LNAs), Low Noise Block Downconverters (LNBs), Radar Modules and Manifolds, Aircraft Collision Avoidance Systems (TCAS), and Ground Based Radar Systems.

Features:

- Only Woven Glass Reinforced PTFE/Ceramic with Dk of 10.2 or greater
- Thermal Conductivity is “Best-in-Class”
- High copper peel strength allows for thinner etched line widths
- Lowest Insertion Loss Available
- Larger Panel Sizes Available
- Low Moisture Absorption
- Excellent CTE Values lead to highly reliability ceramic component attachment and PTH reliability

Benefits:

- Mechanically Robust
- Greater Dimensional Stability than Other 10 Dk Products
- Circuit Miniaturization Leads to Weight Savings
- Heat Dissipation and Management
- Greater Signal Integrity
- Cost-Effective Board Layout and Board Processing
- Low Loss in Humid Environments

Typical Applications:

- Ideal for X-Band and Below
- Radar Modules and Manifolds
- Aircraft Collision Avoidance Systems (TCAS)
- Ground Based Radar Surveillance Systems
- Miniaturized Circuitry & Patch Antennas
- Power Amplifiers (PAs)
- Low Noise Amplifiers (LNAs)

Typical Properties:

AD1000

Property	Units	Value	Test Method
1. Electrical Properties			
Dielectric Constant (may vary by thickness)			
@ 1 MHz	-		IPC TM-650 2.5.5.3
@ 10 GHz	-	10.20	IPC TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor			
@ 1 MHz	-		IPC TM-650 2.5.5.3
@ 10 GHz	-	0.0023	IPC TM-650 2.5.5.5
Temperature Coefficient of Dielectric	-		
TC _{er} @ 10 GHz (-40-150°C)	ppm/°C	-380	IPC TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity			
C96/35/90	MΩ-cm	1.40x10 ⁹	IPC TM-650 2.5.17.1
E24/125	MΩ-cm	5.36x10 ⁷	IPC TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity			
C96/35/90	MΩ	1.80x10 ⁹	IPC TM-650 2.5.17.1
E24/125	MΩ	3.16x10 ⁸	IPC TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	Volts/mil (kV/mm)	622 (24.5)	IPC TM-650 2.5.6.2
Dielectric Breakdown	kV	>45	IPC TM-650 2.5.6
Arc Resistance	sec	>180	IPC TM-650 2.5.1
2. Thermal Properties			
Decomposition Temperature (Td)			
Initial	°C	>500	IPC TM-650 2.4.24.6
5%	°C	>500	IPC TM-650 2.4.24.6
T260	min	>60	IPC TM-650 2.4.24.1
T288	min	>60	IPC TM-650 2.4.24.1
T300	min	>60	IPC TM-650 2.4.24.1
Thermal Expansion, CTE (x,y) 50-150°C	ppm/°C	8, 10	IPC TM-650 2.4.41
Thermal Expansion, CTE (z) 50-150°C	ppm/°C	20	IPC TM-650 2.4.24
% z-axis Expansion (50-260°C)	%		IPC TM-650 2.4.24
3. Mechanical Properties			
Peel Strength to Copper (1 oz/35 micron)			
After Thermal Stress	lb/in (N/mm)	>12 (2.1)	IPC TM-650 2.4.8
At Elevated Temperatures (150°)	lb/in (N/mm)	13.6 (2.4)	IPC TM-650 2.4.8.2
After Process Solutions	lb/in (N/mm)		IPC TM-650 2.4.8
Young's Modulus	kpsi (GPa)	200 (1.38)	IPC TM-650 2.4.18.3
Flexural Strength (Machine/Cross)	kpsi (MPa)	9.9/7.5 (68/52)	IPC TM-650 2.4.4
Tensile Strength (Machine/Cross)	kpsi (MPa)	5.1/4.3 (35/30)	IPC TM-650 2.4.18.3
Compressive Modulus	kpsi (GPa)	>425 (>2.93)	ASTM D-3410
Poisson's Ratio	-	0.16	ASTM D-3039
4. Physical Properties			
Water Absorption	%	0.03	IPC TM-650 2.6.2.1
Density, ambient 23°C	g/cm ³	3.20	ASTM D792 Method A
Thermal Conductivity	W/mK	0.81	ASTM E1461
Flammability	class	Meets V0	UL-94
NASA Outgassing, 125°C, ≤10 ⁻⁶ torr	%		NASA SP-R-0022A
Total Mass Loss	%	0.01	NASA SP-R-0022A
Collected Volatiles	%	0.00	NASA SP-R-0022A
Water Vapor Recovered	%	0.00	NASA SP-R-0022A

***Alternative Thickness and Dielectric Constant (Dk) options are available. Tighter tolerances are also available under the AD1001 designation for some thickness. Please discuss your needs with Arlon's Applications Engineering Teams.*

Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of Arlon laminates may vary, depending on the design and application.

Thickness and Dielectric Constant Alternatives

Thickness (mils)	0.006 ±0.0005	0.0105 ±0.0010	0.015 ±0.0015	0.020 ±0.002	0.025 ±0.002	0.030 ±0.002	0.050 ±0.002	0.059 ±0.003	0.125 ±0.003	0.127 ±0.003
Dielectric	8.0	9.1	9.7	10	10.2	10.35	10.2 or 10.6	10.7	10.2	10.9
Constant	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35	±0.35

* Thicker Options are available. Please Contact Customer Service or your Local Arlon

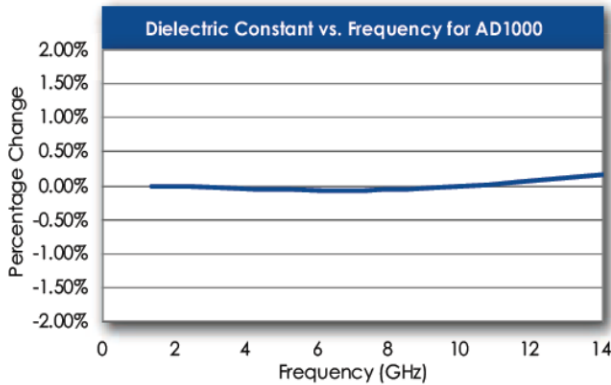


Figure 1

Demonstrates the Stability of Dielectric Constant across Frequency. This information was correlated from data generated by using a free space and circular resonator cavity. This characteristic demonstrates the inherent robustness of Arlon Laminates across Frequency, thus simplifying the final design process when working across EM spectrum. The stability of the Dielectric Constant of AD1000 over frequency ensures easy design transition and scalability of design.

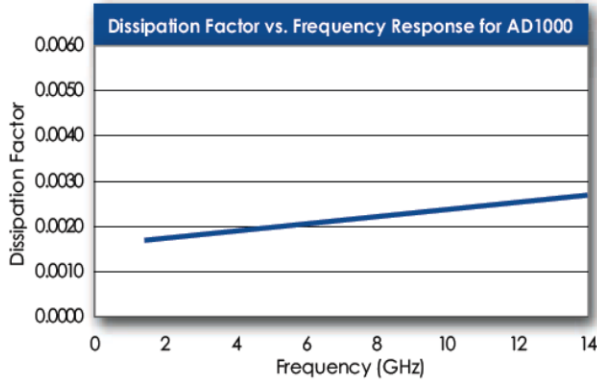


Figure 2

Demonstrates the Stability of Dissipation Factor across Frequency. This characteristic demonstrates the inherent robustness of Arlon Laminates across Frequency, providing a stable platform for high frequency applications where signal integrity is critical to the overall performance of the application.

Material Availability:

AD1000 laminates are available in a range of thicknesses from 0.020" to 0.127" (and beyond). AD1000 is supplied with 1/2, 1 or 2 ounce standard or reverse treat electrodeposited (ED) copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. AD1000 is available bonded to heavy metal ground planes. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

Other combinations of thickness and cladding may be available. Contact Arlon with any requests for non-standard materials. When ordering AD1000, please specify thickness, cladding, panel size, and any other special considerations. Standard panel sizes include: 18" x 24", 12" x 18" and 16" x 18". Contact Arlon Customer Service for other panel sizes.