

# **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 MICROSTRIP EN BANDA X**

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

**MAYRA ESTEFANIA MALLIQUINGA GUERRERO**

**mayra.malliquinga@epn.edu.ec**

**DIRECTOR: DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ**

**veronica.navarro@epn.edu.ec**

**DMQ, octubre 2022**

## CERTIFICACIONES

Yo, Mayra Estefania Malliquinga Guerrero 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.



**MAYRA ESTEFANIA MALLIQUINGA GUERRERO**

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Mayra Estefania Malliquinga Guerrero, bajo mi supervisión.



**DIANA VERÓNICA NAVARRO MENDEZ**  
**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.

MAYRA ESTEFANIA MALLIQUINGA GUERRERO

DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MENDEZ

## **DEDICATORIA**

Este trabajo de Integración Curricular va dedicado con todo mi amor para mi madre Marina Guerrero y mi padre Luis Malliquinga, quienes fueron mi motor y arranque para no rendirme y seguir hasta cumplir mi meta soñada.

A la vez va dedicado a mi ángel del cielo mi abuelita Manuela Remache quien no estará presente en la tierra, pero siempre está en mi corazón y en mi mente.

Mayra Estefania Malliquinga Guerrero.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a Dios por darme la fortaleza de no rendirme y cumplir una meta más en mi vida, a mis padres por todo su esfuerzo para darme la mejor herencia que es mi carrera, formándome con principios, humildad, disciplina y responsabilidad a cada cosa que me proponga, de igual manera a mi hermano Edison, mi hermana Evelyn, mi cuñada Viviana, mi tío Salvador, mi tío Mario y mi prima Wendy por siempre estar conmigo dándome el apoyo incondicional, ser mi pilar y creer en mí.

De manera muy especial agradezco a la Dra. Diana Navarro por la paciencia y los conocimientos compartidos hacia mi persona para poder culminar este trabajo de titulación, a la vez agradezco al Dr. Fernando Carrera por compartirme sus conocimientos adquiridos en su vida profesional y apoyo desde el primer día que fui su alumna y su ayudante de laboratorio, donde supe que todos los días se aprende y día a día se debe ser constante para seguir adelante, así se tenga caídas.

Agradezco a mis amigos que fui conociendo en la poli, los cuales no son muchos, pero tienen el gran significado de la palabra AMIGOS, Dayana y Kevin, que jamás nos separamos a pesar de seguir diferentes carreras; agradezco a mi gran amiga de carrera que es de corazón duro, pero sé que en el fondo si me quiere Natalia que hemos compartido momentos buenos, malos, tristes, supletorios, pérdidas, pero hemos estado dándonos siempre apoyo incondicional.

En general agradezco a mis amigos, familiares e ingenieros que creyeron en mí y siempre han estado a mi lado dándome un consejo, una crítica constructiva o corrigiendo mis errores para ser mejor cada día. Y por último agradezco a una persona que es muy especial en mi vida y a pesar de las circunstancias que hemos pasado siempre hemos estado apoyándonos el uno del otro, Jonathan, gracias por enseñarme que en esta vida hay que aprender a escuchar, y a sobre salir poquito a poquito teniendo paciencia y dando lo mejor de uno todos los días, enseñarme a valorar cada logro y darme ánimos para no rendirme en días muy difíciles y decirme tu puedes y sabes, no les des el gusto, te secas esas lágrimas y a seguir que no en vano estas en una de las mejores universidades del país, LA POLI.

## 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 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR .....	3
1.4.2 LÍNEA MICROSTRIP .....	4
1.4.3 GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO-SIW “Substrate Integrated Waveguide” .....	6
1.4.4 EXCITACIÓN DE UNA GUÍA SIW .....	9
2 METODOLOGÍA.....	11
2.1 REQUERIMIENTOS DE DISEÑO .....	11
2.1.1 DISEÑO DE GUIA DE ONDA RECTANGULAR.....	11
2.1.2 DIMENSIONES DE LA GUÍA.....	12
2.1.3 SIMULACIÓN .....	13
2.2 GUÍA DE ONDA INTEGRA EN SUSTRATO (SIW) .....	16
2.2.1 DIMENSIONES DE LA GUÍA.....	16
2.2.2 SIMULACIÓN .....	18
2.3 DISEÑO DE LAS TRANSICIONES MICROSTRIP-SIW.....	21
2.4 TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW .....	24
2.4.1 TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW CON TAPER LINEAL .....	24

2.4.2 TRANSICIÓN TAPER LINEAL E INSERCIÓN LINEAL MICROSTRIP-SIW.....	25
3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	27
3.1 RESULTADOS.....	27
3.1.1 TRANSICIÓN ENTRE LÍNEA MICROSTRIP Y GUÍA SIW UTILIZANDO UN TAPER LINEAL .....	27
3.1.2 TRANSICIÓN ENTRE LÍNEA MICROSTRIP Y GUÍA SIW UTILIZANDO UN TAPER LINEAL CON INSERCIONES A LOS LADOS.....	33
3.2 CONCLUSIONES .....	45
3.3 RECOMENDACIONES .....	45
4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	47
5 ANEXOS .....	49
ANEXO 1. DATHASHEET RO4003C LAMINATES-ROGERS CORPORATION ....	
.....	49

## RESUMEN

En este trabajo de titulación se presentan dos tipos de transiciones que utilizan línea microstrip para excitar una guía de onda integrada en sustrato que opera en la banda X.

Este trabajo contiene tres capítulos repartidos de la siguiente forma:

En el Capítulo 1, se presentan los conceptos básicos relacionados con la guía de onda tradicional, guía de onda integrada en sustrato (SIW) y la línea microstrip. Además, se resumen las diferentes formas empleadas para excitar una guía de onda integrada en sustrato.

En el capítulo 2, se desarrolla el diseño de la guía de onda tradicional y la guía SIW en base a ecuaciones ya determinadas en el capítulo uno, con el objetivo de verificar que el funcionamiento de la guía SIW es similar al de la guía de onda tradicional. Una vez que se establece dicha similitud de funcionamiento, se diseñaron dos transiciones microstrip-SIW; la primera utilizando un taper lineal y la segunda por medio de un taper lineal con inserciones.

En el capítulo 3, se analizan los resultados simulados y optimizados de las transiciones mencionadas en el capítulo dos hasta obtener una buena adaptación entre la línea microstrip y la guía SIW, utilizando el software de simulación electromagnético 3D. Para ello, en cada una de las transiciones se obtienen los parámetros S (pérdidas de retorno e inserción). Posteriormente, se compara cuál de las dos transiciones presenta los mejores resultados en cuanto a adaptación y ancho de banda. Además, se presentan las conclusiones y recomendaciones del trabajo realizado.

**PALABRAS CLAVE:** SIW (Substrate Integrated Waveguide), Línea Microstrip, taper lineal, parámetros S.

## ABSTRACT

This work presents two types of transitions that use the microstrip line to excite a substrate-integrated waveguide that operates in the X-band.

Three chapters are presented in this work, distributed as follows:

The basic concepts related to the traditional waveguide, substrate-integrated waveguide (SIW) and microstrip line are presented in Chapter 1. In addition, the different ways used to excite a substrate integrated waveguide (SIW) and the microstrip line are presented.

In the second chapter, the design of the traditional waveguide and the SIW waveguide is developed based on the equations already determined in chapter one, with the objective of verifying that the operation of the SIW waveguide is similar to that of the traditional waveguide. Once this similarity of operation was established, two microstrip-SIW transitions were designed, the first using a linear taper and the second using a linear taper with inserts.

In chapter 3, the simulated and optimized results of the transitions mentioned in chapter two are analyzed until a successful match between the microstrip line and the SIW guide is obtained, using the 3D electromagnetic simulation software. Therefore, the S- parameters (return and insertion losses) are obtained for each of the transitions. Subsequently, a comparison is made as to which of the two transitions presents the best results in terms of adaptation and bandwidth. In addition, the conclusions and recommendations of the work carried out are presented.

**KEYWORDS:** SIW (Substrate Integrated Waveguide), Microstrip Line, linear taper, S-parameters.

# 1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad existe una generación de circuitos integrados de alta frecuencia, denominados circuitos integrados en sustrato (Substrate Integrated Circuits - SIC). Este concepto involucra el desarrollo e integración de tecnologías planares y no planares sobre un mismo sustrato que puede ser multicapa o no.

A inicios de la década del 2000, SIC propuso un nuevo tipo de línea de transmisión denominada guía de onda integrada en sustrato (Substrate Integrated Waveguide – SIW) [1], esta tecnología, que tiene como objetivo fabricar estructuras de guía de onda rectangular utilizando un sustrato dieléctrico, es decir utilizando tecnología planar, es totalmente compatible con otras estructuras como las guías de onda tradicionales rellenas de material dieléctrico con el mismo ancho equivalente, altura y permitividad [2].

La guía SIW se obtiene implementando paredes eléctricas de forma artificial y la técnica más utilizada consiste en la construcción de estas paredes usando postes metalizados [2]. La estructura resultante en el sustrato es una guía de onda plana, que permite diseños de filtros, diplexores, resonadores y otros circuitos de alto factor de calidad en las bandas de frecuencias de microondas y milimétricas, utilizando una técnica de fabricación en bajo costo y la fácil integración con otros circuitos fabricados con tecnología de circuito impreso como por ejemplo PCB Y LTCC (Low Temperature Co-Fired Ceramic) [2], [3], [4].

En el presente trabajo se empleará la tecnología SIW como medio guiado de una señal de RF; se desarrollará el diseño de la guía de onda tradicional y la guía SIW en base a ecuaciones dadas en la bibliografía ya determinadas, con el objetivo de comprobar que la guía SIW funciona de forma similar a la guía de onda convencional; se presentarán dos tipos de transiciones que emplean la línea microstrip como elemento de excitación de una guía SIW; la primera transición se realizará utilizando un taper lineal y la segunda transición será implementada con un taper lineal e inserciones; las dos transiciones trabajarán en banda X con una frecuencia central de 10GHz.

Además, se realizará una comparación entre los diseños para ver el efecto que tiene cada transición, taper lineal y taper lineal con inserciones, para una estructura microstrip-siw-microstrip. Para ello se analizará tanto el ancho de banda como el nivel de adaptación.

## 1.1 OBJETIVO GENERAL

El objetivo general de este Trabajo de Titulación es:

- Presentar dos soluciones para excitar una guía SIW que opera en banda X empleando líneas microstrip.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Los objetivos específicos de este Trabajo de Titulación son:

- Realizar una búsqueda de información relacionada con la guía SIW y formas de excitación.
- Simular dos tipos de transiciones con líneas microstrip que permitan excitar la guía SIW, con la ayuda de un software de simulación electromagnético 3D.
- Analizar los resultados obtenidos de las simulaciones.

## 1.3 ALCANCE

En este trabajo de titulación se realizará el estudio mediante simulación de la forma de excitar una guía SIW utilizando líneas microstrip; para modelar la estructura se utilizará un simulador electromagnético full wave.

Se presentarán dos transiciones, la primera se manejará con un taper lineal y la segunda con un taper lineal e inserciones; para los dos esquemas se tratarán de minimizar las pérdidas, tanto de reflexión como de inserción dentro de un ancho de banda adecuado. Con la finalidad de analizar un mejor comportamiento de las transiciones que se proponen, estas se modelarán en un sistema back-to-back, es decir, se tendrán transiciones “microstrip-SIW-microstrip”.

La guía SIW y sus transiciones serán diseñadas con el sustrato Rogers 4003C que presenta una permitividad  $\epsilon_r = 3.55$  y grosor  $h = 1.524\text{mm}$ . Estos parámetros al igual que la frecuencia de operación (banda X) deberán ser considerados en el diseño de la guía y línea microstrip.

A partir de las simulaciones realizadas, se llevará a cabo un análisis de los resultados observando los parámetros S (pérdidas de retorno e inserción) de cada transición (taper lineal, taper lineal con inserción), posteriormente se hará una comparación entre los resultados de las transiciones para determinar aquella que ofrezca un mejor ancho de banda y menos pérdidas de acoplamiento.

El presente trabajo de titulación no presenta producto final demostrable.

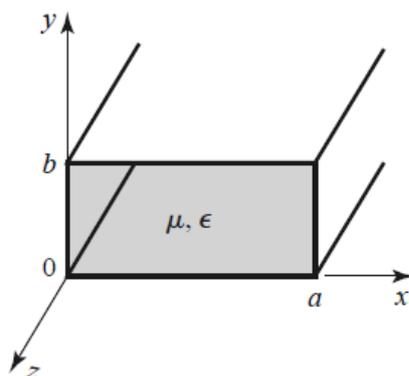
## 1.4 MARCO TEÓRICO

Debido a que en la actualidad existe la tendencia hacia la miniaturización de componentes e integración de los mismos, la mayoría de los circuitos de microondas modernos se fabrican utilizando líneas de transmisión impresas en sustratos dieléctricos como las líneas slotline, líneas coplanares, microstrip y stripline en lugar de guías de ondas. Sin embargo, todavía se necesitan guías de onda en muchos casos como en los sistemas de alta potencia, ondas milimétricas, sistemas satelitales, etc [3].

Una guía de onda tradicional consiste en un tubo metálico hueco, cuya sección transversal puede ser cuadrada, circular, elíptica, etc, y puede estar rellena de material dieléctrico o aire, con paredes de grosor despreciable [5].

### 1.4.1 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Uno de los primeros tipos de línea de transmisión fue la guía de onda rectangular que se utiliza para transmitir señales dentro del rango de las microondas [3]. En la actualidad esta guía se emplea en varias aplicaciones, por ejemplo: atenuadores, detectores, aisladores, líneas ranuradas, etc [3].



**Figura 1.1** Guía Rectangular [3].

Los modos que pueden propagarse por el interior de la guía de onda rectangular son los modos TM (Ondas transversales magnéticas) donde el campo magnético no posee una componente en la dirección de propagación y modos TE (Ondas transversales eléctricas) donde el campo eléctrico no posee una componente en la dirección de propagación, pero no pueden propagar modos TEM (Ondas transversales electromagnéticas) ya que solo hay un conductor presente. Los modos TM y TE de una guía de onda rectangular tienen frecuencias de corte por debajo de las cuales no es posible la propagación [3].

En las guías de ondas se tiene como parámetro fundamental la frecuencia de corte, que indica la frecuencia a partir de la cual las ondas se propagan por la sección interna de la guía. La frecuencia de corte para la guía de onda rectangular viene dada por la ecuación 1.1 o 1.2 [3].

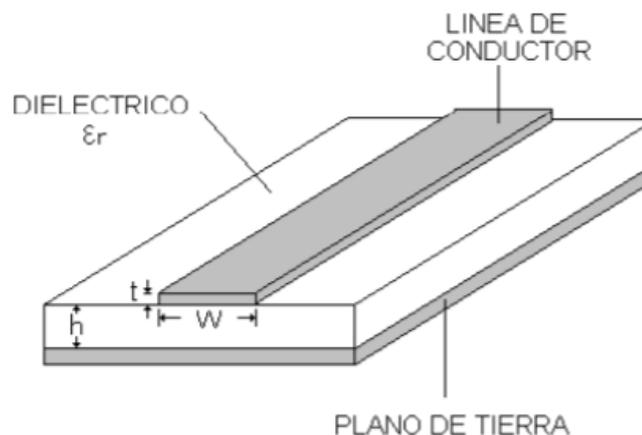
$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_0}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_0}\right)^2} \quad (1.1)$$

$$f_c = \frac{c}{2a_0} \quad (1.2)$$

La guía de onda rectangular puede utilizarse para diseñar componentes con alto factor de calidad (Q), pero requiere transiciones complejas para integrarse con circuitos planares. Las formas típicas de integración de la guía de onda rectangular con una estructura plana son voluminosos y suelen requerir un proceso de mecanizado de precisión [2], el cual es difícil de conseguir en determinados rangos de frecuencia. Además, las transiciones consisten siempre en dos o más piezas separadas que requieren un ensamblaje cuidadoso y un mecanismo de sintonización, lo que hace que la integración sea difícil y costosa [6].

#### 1.4.2 LÍNEA MICROSTRIP

La línea microstrip se compone de una tira metálica, un sustrato dieléctrico y un plano de masa como se puede observar en la Figura 1.2; esta línea de transmisión cuenta con una sola tierra, motivo por el cual su impedancia solo depende de: la permitividad relativa  $\epsilon_r$ , el espesor del sustrato "h" y el ancho de la tira metálica "w", sin embargo, esta guía concentra mayor parte del campo dentro del sustrato [6], [3].



**Figura 1.2.** Línea Microstrip y Parámetros [6].

Para calcular el ancho de la tira microstrip ( $w$ ) que permite obtener la impedancia característica ( $Z_o$ ) se utilizan las ecuaciones presentadas a continuación [3], donde se visualizan que estas dependen de la relación  $\frac{w}{h}$  [3].

Por lo tanto:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (1.3)$$

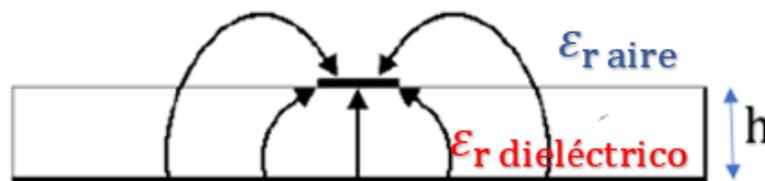
Donde:

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)} \quad (1.4)$$

y

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.5)$$

Como se puede observar en la Figura 1.3, las ondas se propagan por dos medios (aire y dieléctrico), lo que dificulta que haya modos TM, TE, TEM puros. Además, se puede ver en la distribución de campos que, la mayor parte del campo se propaga a lo largo de la línea, en el sustrato entre la tira metálica y el plano de tierra, y, que esta es próxima a la del modo TEM o conocido como cuasi TEM [1], [2], [3], [5].



**Figura 1.3.** Distribución de campos en la línea microstrip [7].

La permitividad efectiva ( $\epsilon_e$ ) se la define como la constante dieléctrica de un medio homogéneo entre la región de aire y la del dieléctrico. Está dada aproximadamente por la ecuación (1.6) [3].

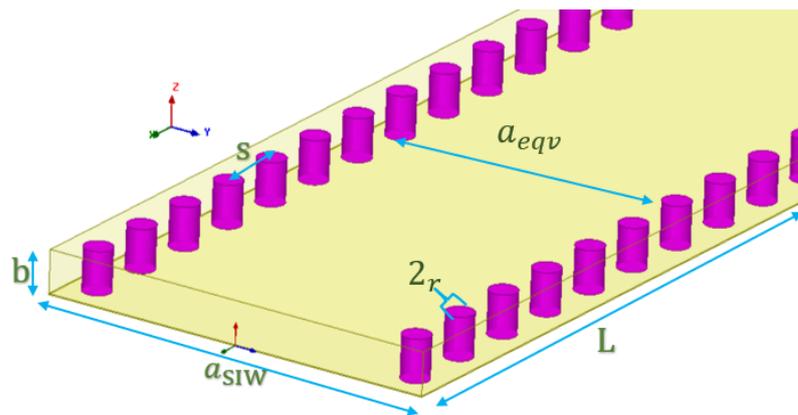
$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 * \frac{2r}{W}}} \quad (1.6)$$

Las ventajas que presenta esta tecnología son: tamaño reducido, bajo costo, fácil integración de dispositivos activos, compatibilidad con circuitos integrados monolíticos de microondas, fácil producción en masa, etc.

Las desventajas que presenta esta tecnología en comparación con circuitos de guías coaxiales y guías de ondas rectangular son: inestabilidad en altas temperaturas, altas pérdidas y bajo soporte de potencia.

### 1.4.3 GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO-SIW “Substrate Integrated Waveguide”

La tecnología SIW tiene como objetivo construir guías de onda utilizando un sustrato dieléctrico, de tal manera que disponga de características similares a las guías de onda rellenas de material dieléctrico y que tienen igual altura, ancho equivalente y permitividad [2], [8]. En esta guía las paredes laterales están formadas por agrupaciones de postes metalizados de diámetro ( $2r$ ), separados entre si una distancia ( $s$ ) en un dieléctrico de espesor ( $b$ ) y permitividad relativa ( $\varepsilon_r$ ) [7], [8], como se observa en la Figura 1.4.



**Figura 1.4.** Parámetros de guía SIW.

Además, la fabricación de una guía de onda rectangular en un sustrato planar posibilita realizar transiciones eficientes o baluns entre dicha guía rectangular y circuitos en tecnología planar como circuitos integrados con líneas microstrip o coplanares [9].

En la guía SIW el distanciamiento entre postes contiguos debe permanecer lo suficientemente pequeño para minimizar las pérdidas que pueden presentarse en este caso por fugas [9]; además, se debe también tomar en cuenta el diámetro de los postes, cuya relación de  $d/s$  genera mayor importancia para mitigar las pérdidas que solo considera

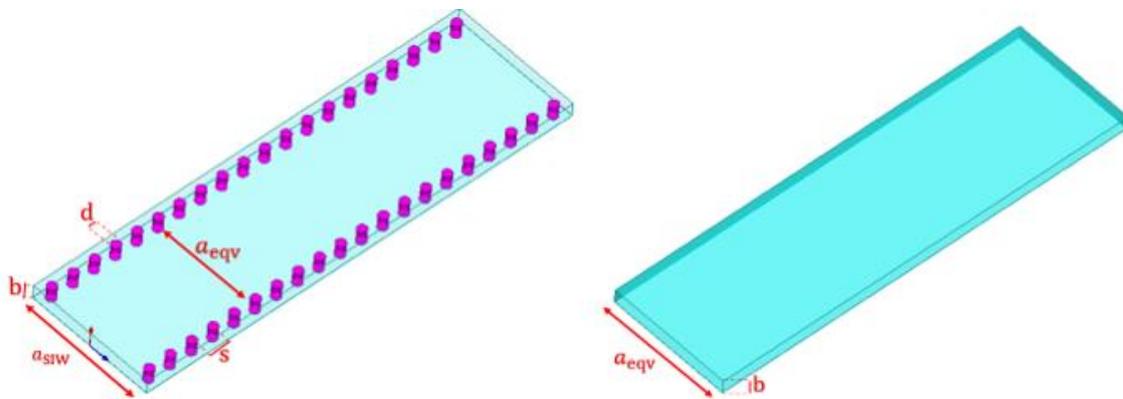
el distanciamiento entre postes contiguos [9], [10]. Para que las pérdidas se mantengan en valores despreciables se emplean los criterios de diseño relacionadas con el diámetro y el distanciamiento entre postes contiguos utilizando las ecuaciones (1.7) y (1.8) [9].

$$d = 2r < \frac{\lambda_g}{10} \quad (1.7)$$

$$s \leq 4r \quad (1.8)$$

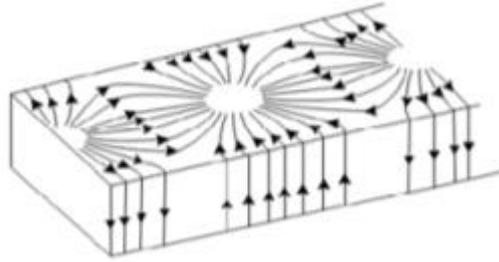
En la guía SIW, al ser una estructura periódica, el análisis resulta bastante más complicado si se lo compara con la guía de onda tradicional [2], [9], por este motivo se utiliza una analogía con la guía rectangular tradicional como se puede observar en la Figura 1.5, en la cual el ancho equivalente ( $a_{eqv}$ ) de la guía rectangular está dado por la ecuación (1.9) [9]:

$$a_{eqv} = a_{siw} - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad (1.9)$$



**Figura 1.5.** Equivalencia entre la guía SIW y una guía rectangular tradicional.

Los modos que se propagan en la guía SIW son muy parecidos a los modos de la guía rectangular [11], pero no son exactamente iguales, únicamente las distribuciones de corriente vertical que se distribuyen en la pared lateral existen en la guía SIW, lo que significa que para el modo  $TE_{n0}$  la distribución de líneas de corriente es paralela a los postes metálicos por lo que estos no la cortan y el modo puede existir [2], [11]. En cambio, en los modos TM, el campo transversal magnético produce una corriente superficial que es longitudinal por lo que los espacio vacíos transversales cortan estas líneas de corriente produciendo una radiación considerable [2], [12], debido a ello, solo puede soportar la propagación de los modos  $TE_{n0}$  como se puede visualizar en la Figura 1.6 [12], [13].



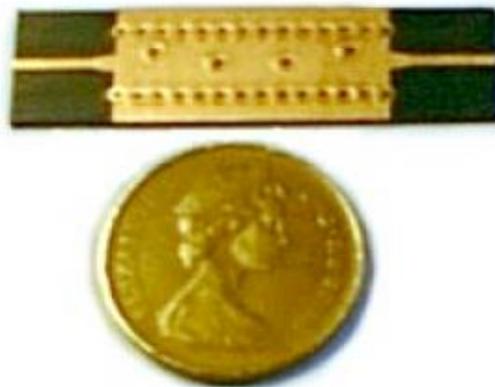
**Figura 1.6.** Corriente de superficie Modo  $TE_{10}$  guía SIW [12].

En una guía de onda rectangular, el parámetro  $S_{21}$  vincula la potencia de la onda que incide en el puerto 1 con la potencia de la onda que se transmite al puerto 2, cuando la potencia que ingresa en el puerto 2 es nula; donde  $P_1^+$  es la potencia de la onda incidente en el puerto 1,  $P_2^+ = 0$  es la potencia de la onda incidente en el puerto 2 y  $P_2^-$  es la potencia de la onda transmitida al puerto 2. Como resultado, si existe una buena transmisión, el parámetro  $S_{21}$  tiende a cero dB [12], como se ve en la ecuación (1.10).

$$S_{21} = \frac{P_2^-}{P_1^+} \Big|_{P_2^+=0} \quad (1.10)$$

#### 1.4.3.1 Aplicaciones con guía SIW

A pesar de que la tecnología SIW es recientemente estudiada, ya existe un gran número de aplicaciones en uso, tanto en elementos pasivos como activos.



**Figura 1.7.** Ejemplo de circuitos pasivos [11].

En los circuitos pasivos, la mayoría de los componentes clásicos de microondas se han implementado con tecnología SIW. Esta implementación permite obtener componentes con una reducción sustancial de tamaño en comparación con los componentes clásicos de guía de onda, además las pérdidas son menores que en los dispositivos microstrip

especialmente en el rango de frecuencias de las ondas milimétricas además que no hay problemas de radiación [14].

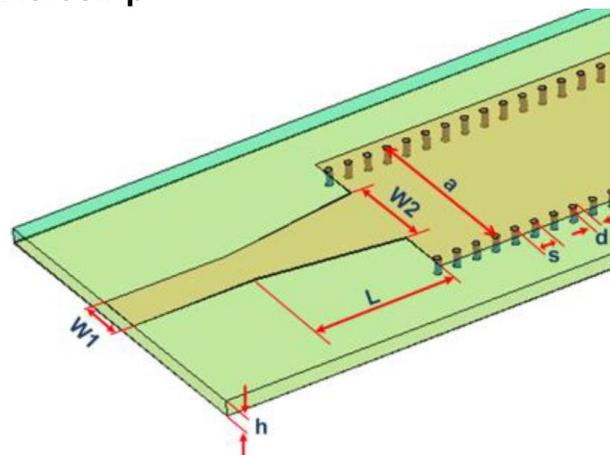
Debido a la similitud en comportamiento entre la SIW con la guía de onda tradicional, se pueden implementar algunas antenas basadas en guía de onda como por ejemplo antenas ranuradas [15], antenas multihaz [16], antenas leaky wave [17], antenas de bocina [18], etc. En cambio, en circuitos activos hay una gran variedad de amplificadores, mezcladores, resonadores, y osciladores [14], implementados con esta tecnología.

#### 1.4.4 EXCITACIÓN DE UNA GUÍA SIW

En SIW es de suma importancia analizar y diseñar las transiciones, debido a que permiten lograr un acoplamiento correcto de impedancias entre la guía de onda integrada en sustrato y la estructura a la que se vaya a conectar [19].

La excitación de una guía SIW se obtiene mediante una transición que debe cumplir las condiciones de adaptación adecuadas para que toda la potencia suministrada se transfiera a la guía y se garantice un nivel de pérdidas aceptables [19].

##### 1.4.4.1 Con línea Microstrip



**Figura 1.8.** Transición Microstrip – SIW 3D [19].

La línea microstrip es apropiada para excitar la guía de onda, debido a que los campos eléctricos en las dos estructuras están orientados en la misma dirección y tienen el mismo perfil [19].

La transición está formada por un taper lineal como se puede ver en la Figura 1.8, donde se aprecian 3 parámetros: el ancho de la línea microstrip ( $W_1$ ), largo del taper ( $L$ ) y el ancho del taper ( $W_2$ ), los cuales se deben considerar para llevar a cabo una adecuada transición de línea microstrip a SIW. Para adaptar el ancho de la línea microstrip ( $W_1$ ) a la impedancia característica de entrada de la línea microstrip ( $Z_0$ ), se utiliza las ecuaciones (1.3) y (1.5);

con una combinación correcta del largo ( $L$ ) y el ancho ( $W_2$ ) del taper, se obtiene una transición que derivará una menor cantidad de pérdidas [19].

#### 1.4.4.2 Coaxial

En la guía SIW se puede replicar la forma tradicional de excitar una guía de onda con una línea coaxial, pero depende mucho de los parámetros de diseño que son: la separación de postes, la profundidad y el espesor del sustrato [19].

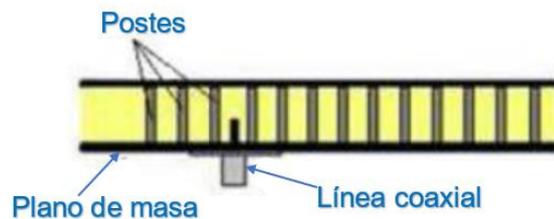


Figura 1.9. Excitación SIW-coaxial [20].

#### 1.4.4.3 Acoplamiento por Ranura

Esta transición conecta dos guías SIW, entre las caras adyacentes de las guías SIW hay una ranura, en esta transición los parámetros de diseño que se utilizan son: tamaño, posición y forma de la ranura para obtener una respuesta adecuada [19].

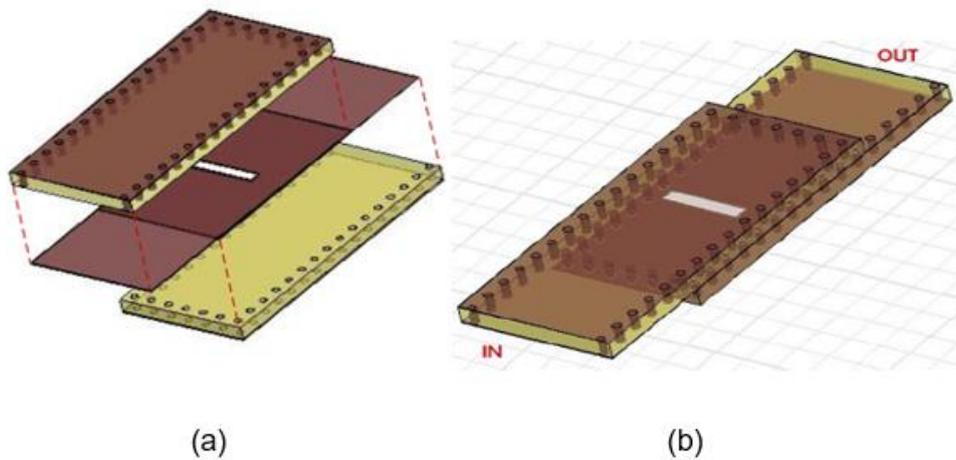


Figura 1.10. Transición Ranurada, a) Transición entre guías SIW, b) Montaje de la transición [19].

Con la tecnología SIW se pueden obtener dispositivos livianos, compactos y de fabricación sencilla, considerando que tiene como ventaja un alto factor de calidad ( $Q$ ); pero tiene como desventaja, que no manejan altos niveles de potencia, además, las pérdidas por fugas no son tan bajas [12].

## 2 METODOLOGÍA

En el presente trabajo se realizará el diseño de dos transiciones entre una línea microstrip y una guía SIW; la primera se realizará con un taper lineal y la segunda con un taper lineal e inserciones.

Con la finalidad de analizar el comportamiento de las transiciones que se proponen, estas se modelarán con la ayuda de un simulador electromagnético full wave ANSYS HFSS, utilizando una configuración back-to-back, es decir, se tendrán transiciones “microstrip-SIW-microstrip”.

Para el diseño de la línea microstrip y la guía SIW se utilizarán las fórmulas presentadas en el marco teórico las cuales fueron programadas en Matlab. Para diseñar la guía SIW es necesario encontrar los radios y la distancias entre los postes metálicos de manera que, la guía SIW sea equivalente a una guía rectangular estándar llena de dieléctrico.

Posteriormente, para la optimización del taper se empleó el simulador electromagnético teniendo en cuenta condiciones óptimas de adaptación para cada transición, tal que se permita obtener un nivel de pérdidas aceptables.

### 2.1 REQUERIMIENTOS DE DISEÑO

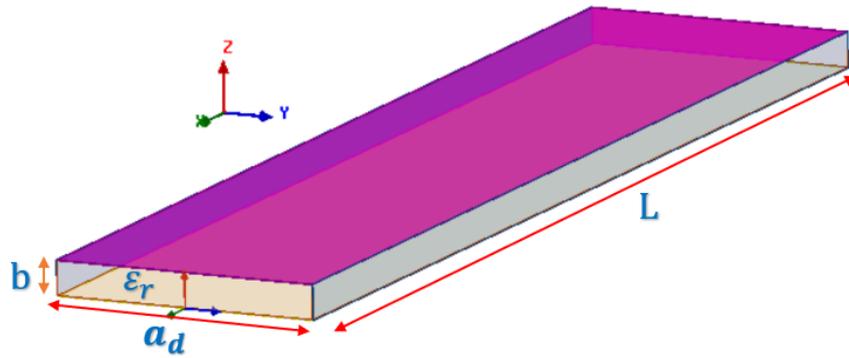
En función de los requerimientos del proyecto, las características que deben cumplir los diseños de las dos transiciones (taper lineal y taper lineal e inserciones) son: frecuencia de operación dentro de la banda X y sustrato Roger 4003C (ANEXO 1).

Primero, se diseñarán los modelos de la guía de onda rectangular y la SIW en los cuales se va a trabajar. Luego, se analizan las dos transiciones a implementarse con las dimensiones adecuadas para operar en la banda X. Estas dos transiciones (taper lineal y taper lineal e inserciones) excitarán la guía SIW utilizando una línea microstrip.

#### 2.1.1 DISEÑO DE GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

El primer diseño estudiado y simulado en ANSYS HFSS, es una guía de onda rectangular rellena de sustrato Rogers 4003C cuyas características se detallan en la Tabla 2.1.

En la Figura 2.1 se pueden observar las variables de diseño de la guía de onda rectangular donde: ( $a_d$ ) es el ancho de la guía de onda rellena de dieléctrico, ( $b$ ) es el grosor del dieléctrico, ( $L$ ) es el largo de la guía de onda.



**Figura 2.1.** Variables de diseño de guía de onda rectangular.

### 2.1.2 DIMENSIONES DE LA GUÍA.

A continuación, se exhiben los cálculos efectuados para determinar las dimensiones de la guía que se muestra en la Figura 2.1.

Para poder escalar la guía de onda rellena de aire a una guía de onda con dieléctrico se van a tomar como referencia las dimensiones de una guía estándar que trabaja en el rango de frecuencias de 6.58GHz-10GHz [21].

Teniendo la dimensión de la guía estándar rellena de aire ( $a_0 = 28.449mm$ ) se procede a calcular la  $f_c$  con la ecuación (1.2).

$$f_c = \frac{c}{2a_0}$$

$$f_c = \frac{3 * 10^8}{2 * 28.449mm}$$

$$f_c = 5.27GHz$$

Tomando el valor del ancho de la guía estándar rellena de aire ( $a_0$ ) y la permitividad del sustrato ( $\epsilon_r$ ) se reemplaza en la ecuación 2.1 y se calcula el ancho de la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico ( $a_d$ ).

$$\frac{a_d}{a_0} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \tag{2.1}$$

$$a_d = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} * a_0$$

$$a_d = \frac{1}{\sqrt{3.55}} * 28.449mm$$

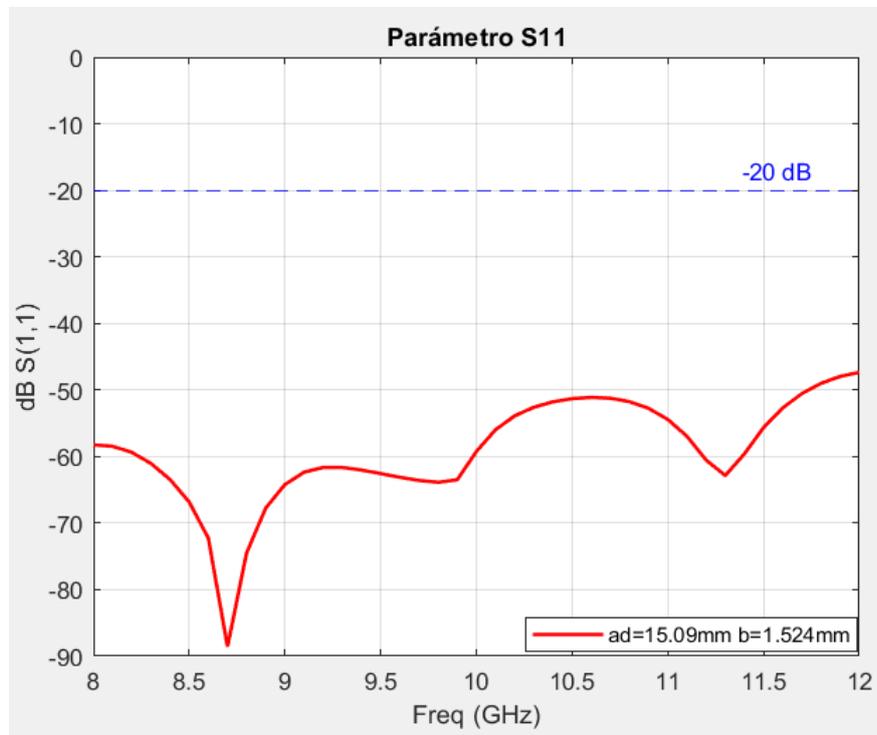
$$a_d = 15.1mm$$

**Tabla 2.1.** Valores de diseño de la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico.

VARIABLE	VALOR
Ancho de la guía rellena de aire ( $a_0$ )	28.449mm
Frecuencia de corte ( $f_c$ )	5.27GHz
Grosor del dieléctrico ( $b$ )	1.524mm
Longitud de la guía ( $L$ )	50mm
Permitividad ( $\epsilon_r$ )	3.55
Ancho de la guía rellena de dieléctrico ( $a_d$ )	15.1mm

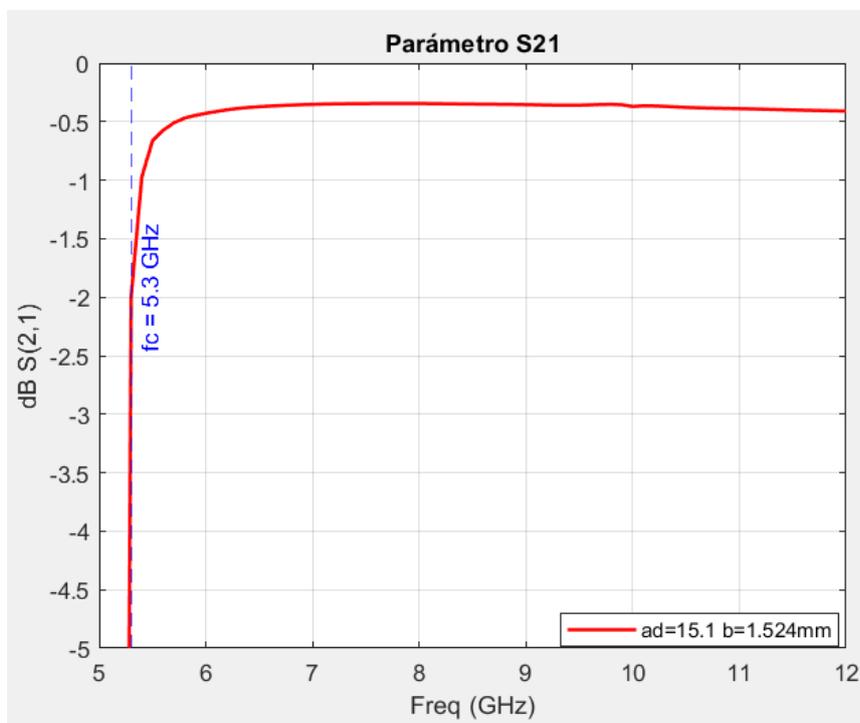
### 2.1.3 SIMULACIÓN

A partir de los valores calculados en la sección 2.1.2, se realiza la simulación y se muestran los reportes correspondientes a las pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ), tal como se observa en la Figura 2.2.



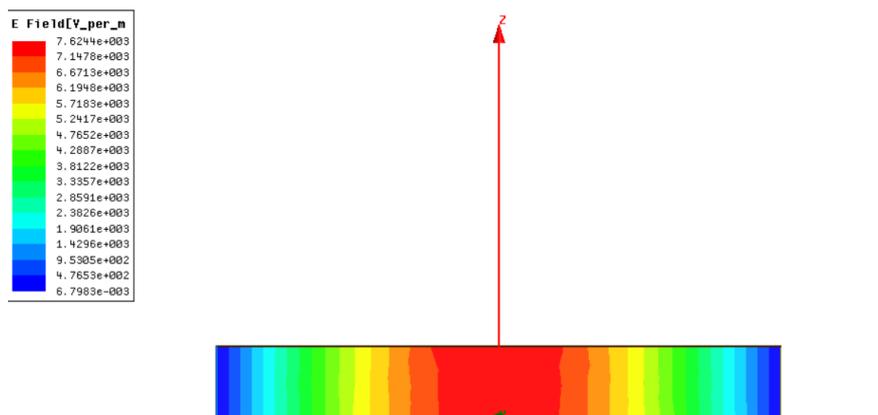
**Figura 2.2.** Guía de onda rectangular, parámetro  $S_{11}$ .

La Figura 2.3 muestra las pérdidas de inserción las cuales a partir de la frecuencia de corte se estabilizan en el orden de los 0.42dB.



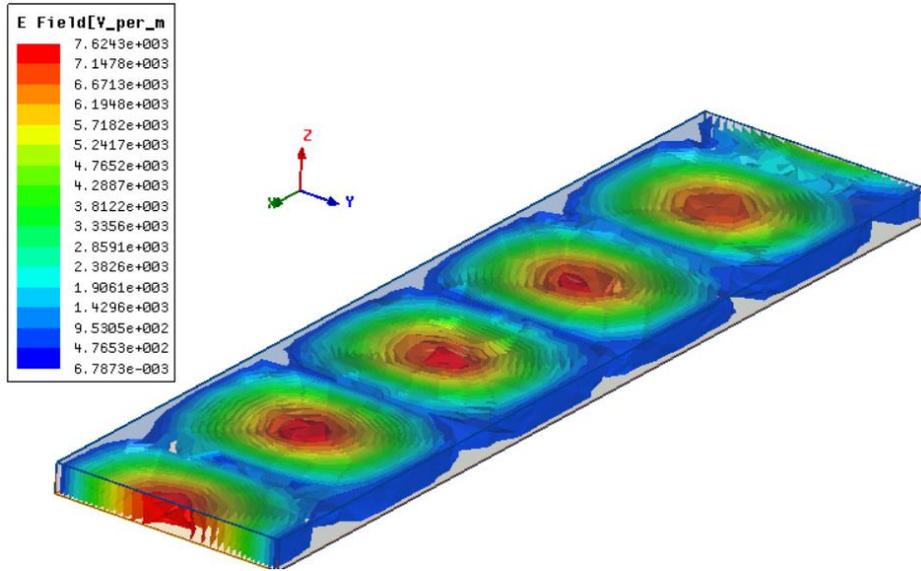
**Figura 2.3.** Parámetro  $S_{21}$  de la guía de onda rectangular.

En la Figura 2.4 se visualiza en la sección transversal de la guía de onda rectangular, la distribución de la magnitud del campo eléctrico, como se observa en la imagen es mínimo en sus laterales y el máximo de campo eléctrico se concentra en el centro.



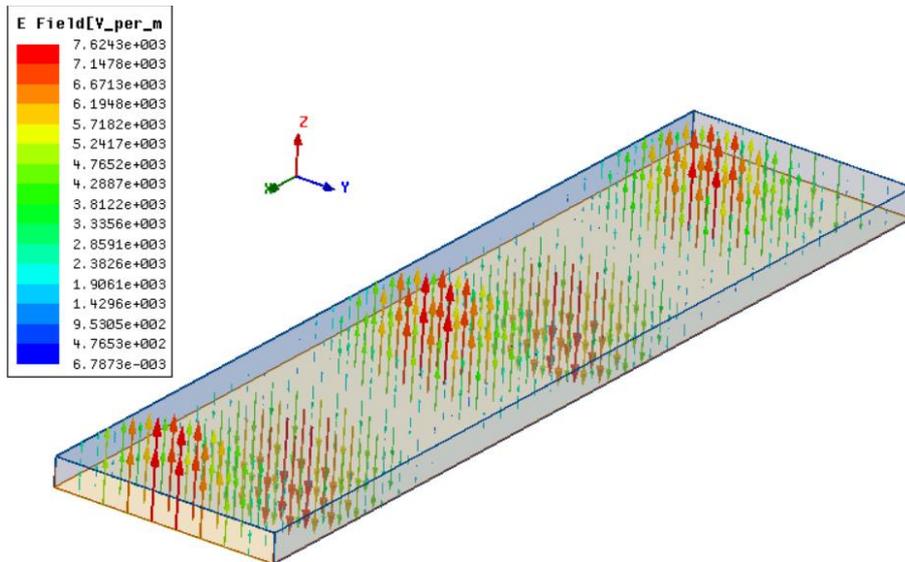
**Figura 2.4.** Distribución de la magnitud del campo eléctrico de la guía de onda rectangular (vista frontal).

En la Figura 2.5 se muestra que todo el campo eléctrico está confinado dentro de las paredes conductoras de la guía de onda rectangular.



**Figura 2.5.** Distribución del campo eléctrico dentro de la guía de onda rectangular.

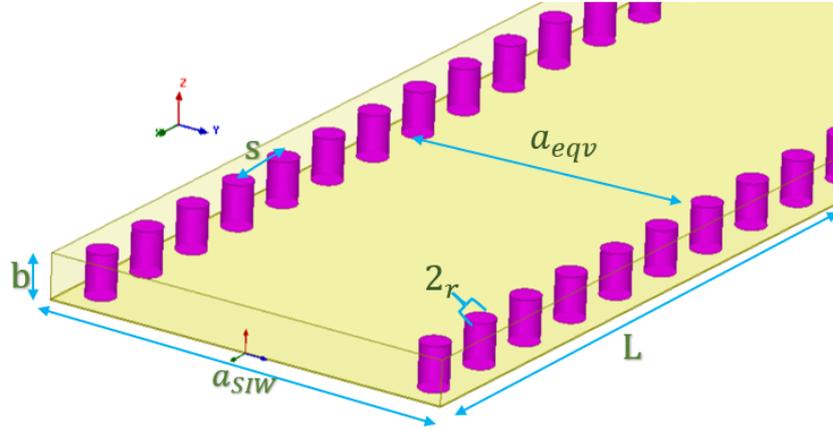
Finalmente, en la Figura 2.6 se muestra el vector del campo eléctrico en toda la guía rectangular, en la cual se puede visualizar que la dirección varía, y se mantiene perpendicular a la dirección de propagación.



**Figura 2.6.** Representación del campo eléctrico de forma vectorial en la guía de onda rectangular.

## 2.2 GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO (SIW)

### 2.2.1 DIMENSIONES DE LA GUÍA



**Figura 2.7.** Guía SIW 3D.

En la Figura 2.7 se pueden visualizar los parámetros utilizados para el diseño de la guía SIW, los cuales son: el ancho de la guía equivalente ( $a_{eqv}$ ), la separación entre los centros de los postes adyacentes ( $s$ ), el radio de los postes ( $r$ ) y el ancho de la guía ( $a_{SIW}$ ). Además, se obtuvo una frecuencia de corte  $f_c = 5.3GHz$  con la cual se estimará la frecuencia mínima de trabajo, y con la ecuación (2.2) se obtendrá el ancho equivalente ( $a_{eqv}$ ) de la guía SIW.

$$a_{eqv} = \frac{c}{2 * f_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

$$a_{eqv} = \frac{3 * 10^8}{2 * 5.2 * 10^9 \sqrt{3.55}}$$

$$a_{eqv} = 15.1mm$$

Para calcular el radio de los postes y la distancia entre los ellos, se consideran las ecuaciones (1.7) y (1.8), para ello se requiere calcular la longitud de onda en el dieléctrico ( $\lambda$ ) y la longitud de onda en la guía ( $\lambda_g$ ) con las ecuaciones (2.3) y (2.4) respectivamente.

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

$$\lambda = \frac{3 * 10^8}{10 * 10^9 \sqrt{3.55}}$$

$$\lambda = 15.92mm$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.4)$$

$$\lambda_g = \frac{15.92mm}{\sqrt{1 - \left(\frac{5.2 * 10^9}{10 * 10^9}\right)^2}}$$

$$\lambda_g = 18.7mm$$

Una vez calculado el valor de la longitud de onda de la guía ( $\lambda_g$ ) se procede a determinar el radio ( $r$ ) y la separación entre los centros de los postes ( $s$ ) con las ecuaciones (1.7) y (1.8) respectivamente.

$$2r < \frac{18.70mm}{10}$$

$$r < 0.93mm$$

$$s \leq 4 * 0.93mm$$

$$s \leq 3.75mm$$

Tomando en cuenta las limitaciones que tiene el equipo que se utilizará para la fabricación, se considera  $r = 0.5mm$  y  $s = 2.5mm$  como los datos para implementar la SIW.

Utilizando la ecuación (2.5) se calcula el ancho de la guía SIW ( $a_{SIW}$ ).

$$a_{eqv} = a_{siw} - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad (2.5)$$

$$15.1mm = a_{siw} - 2(0.5mm) - \frac{(2 * 0.5mm)^2}{0.95 * 2.5mm}$$

$$a_{siw} = 16.10mm$$

Con los cálculos realizados de la guía SIW se obtiene la  $f_{cSIW}$  con la ecuación (2.5).

$$f_{cSIW} = \frac{C}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{SIW} - \frac{2r^2}{0.95 * s} \right)^{-1} \quad (2.6)$$

$$f_{cSIW} = \frac{3 * 10^8}{2\sqrt{3.55}} \left( 16.1mm - \frac{(2 * 0.5mm)^2}{0.95 * 2.5mm} \right)^{-1}$$

$$f_{cSIW} = 5.1GHz$$

En la Tabla 2.2, se detallan los valores obtenidos del diseño de la guía SIW.

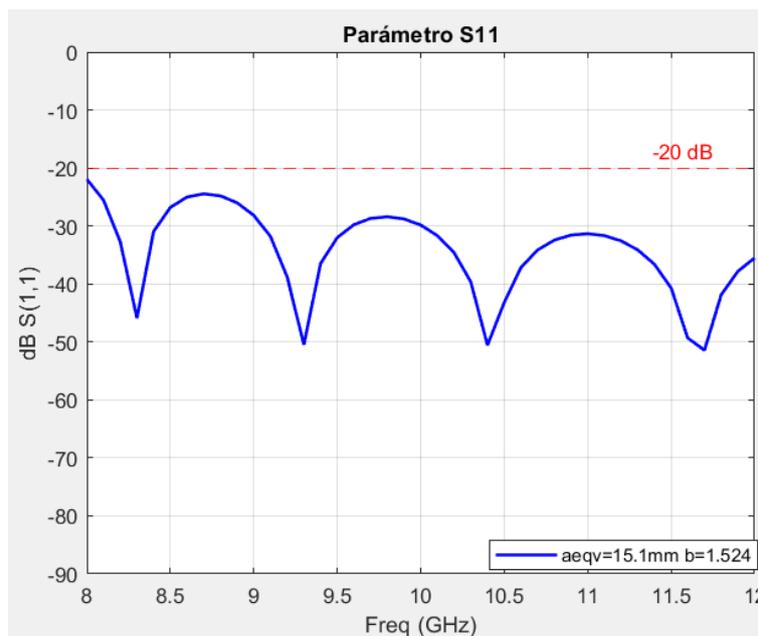
**Tabla 2.2.** Valores de diseño de la guía de onda integrada en sustrato.

VARIABLE	VALOR
Frecuencia de trabajo ( $f$ )	10GHz
Frecuencia de corte de la guía SIW ( $f_{cSIW}$ )	5.1GHz
Ancho de la guía SIW ( $a_{SIW}$ )	16.10mm
Ancho equivalente ( $a_{eqv}$ )	15.10mm
Radio de los postes ( $r$ )	0.5mm
Separación entre los centros de los postes ( $s$ )	2.5mm

## 2.2.2 SIMULACIÓN

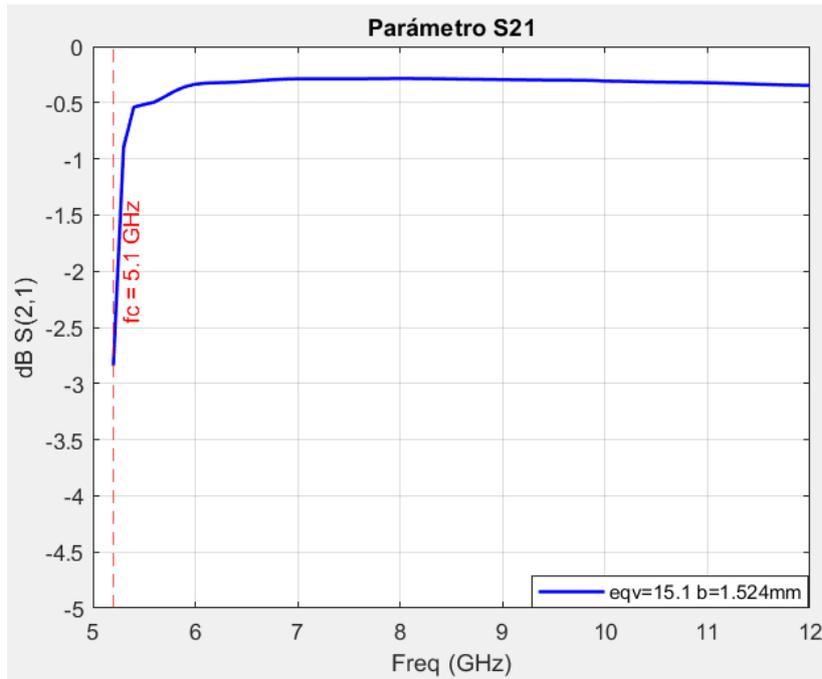
Uno de los primeros objetivos es verificar que la estructura SIW tenga similares parámetros de funcionamiento que tiene una guía de onda rectangular rellena de dieléctrico, por lo tanto, se comprueba que la frecuencia de corte de la guía de onda integrada en sustrato es próxima a la guía de onda rectangular.

En la Figura 2.8 se observa que los reportes correspondientes a las pérdidas de retorno, están por debajo de un nivel aceptable de  $20dB$ .



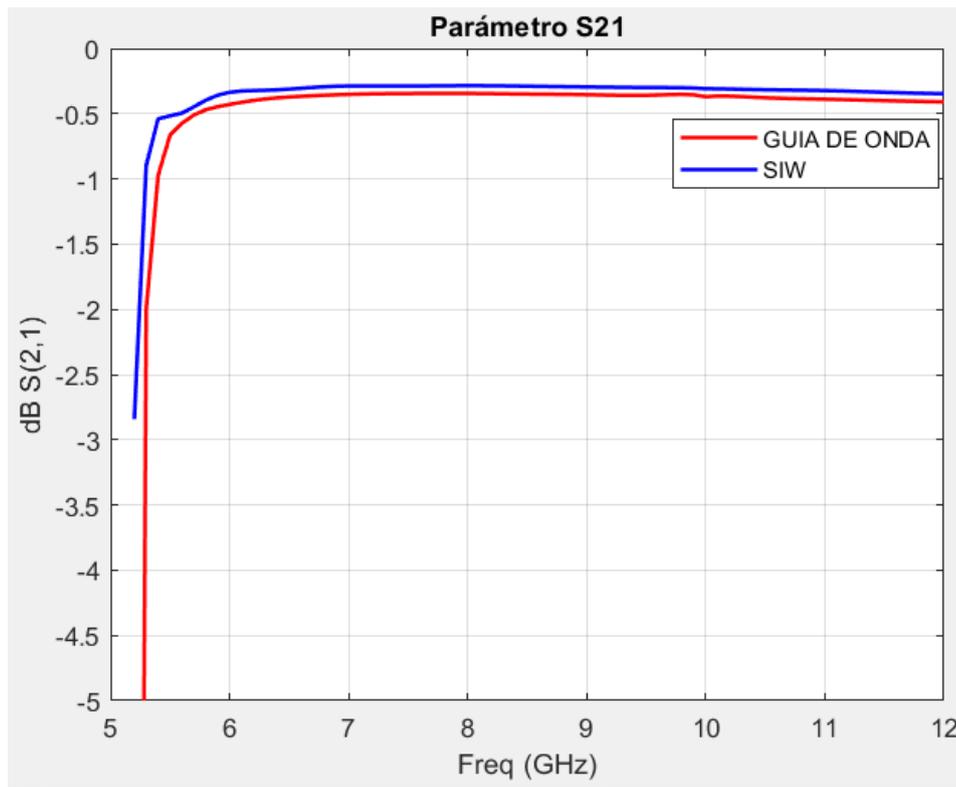
**Figura 2.8.** Pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) en la guía de onda integrada en sustrato.

En la Figura 2.9 se muestran las pérdidas de inserción las cuales a partir de la frecuencia de corte se estabilizan en el orden de  $0.32dB$ .



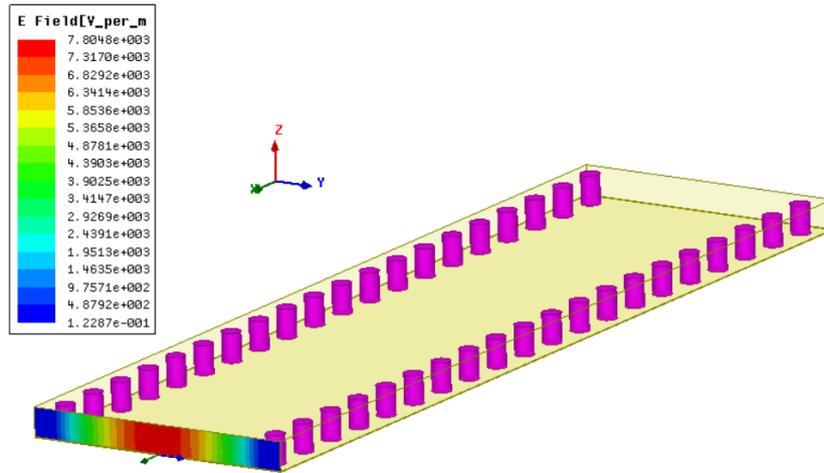
**Figura 2.9.** Parámetro ( $S_{21}$ ) de la guía SIW.

En la Figura 2.10 se puede notar que la guía de onda rellena de dieléctrico presenta pérdidas de inserción en el orden de  $0.42\text{dB}$  a diferencia de la guía de onda integrada en sustrato que presenta pérdidas de inserción en el orden de  $0.32\text{dB}$ .



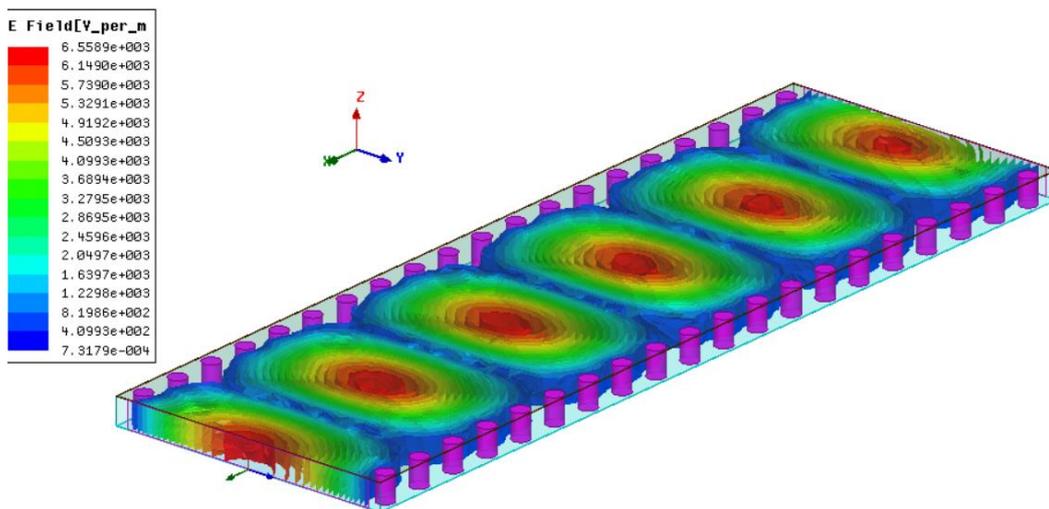
**Figura 2.10.** Parámetro ( $S_{21}$ ) de la guía de onda rectangular y la guía SIW.

En la Figura 2.11 se puede visualizar la sección transversal en el puerto uno, se verifica que la distribución es la esperada, con la máxima concentración en el centro de la guía SIW y sin energía más allá de los centros de los postes.

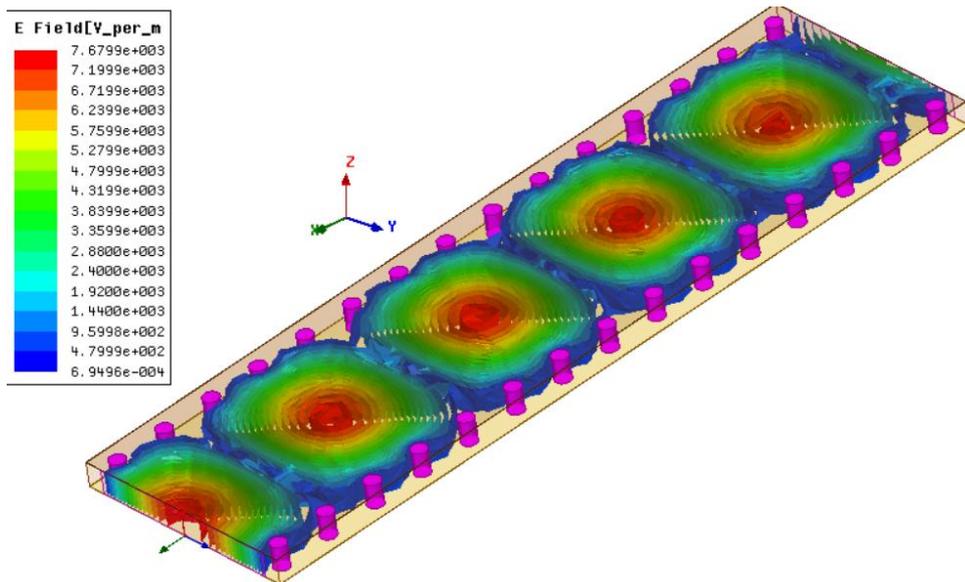


**Figura 2.11.** Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la guía SIW.

En la Figura 2.12 se visualiza que el campo eléctrico se concentra en el centro de la guía SIW sin propagarse entre los postes. En este diseño, en caso de haber seleccionado una distancia de separación muy grande entre los postes, el campo eléctrico se propagaría hacia fuera y se tendría fuga de energía, como se puede visualizar en la Figura 2.13.

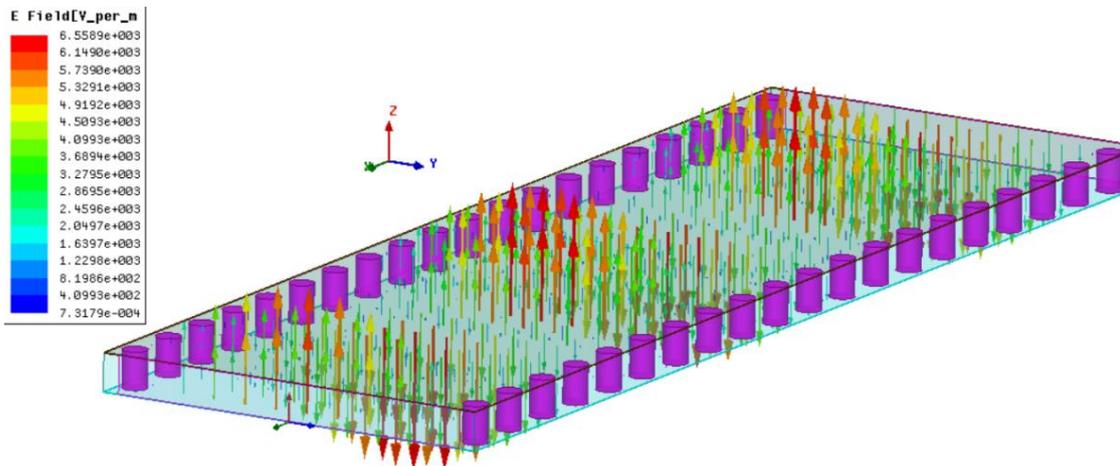


**Figura 2.12.** Distribución del campo eléctrico de la guía SIW.



**Figura 2.13.** Distribución del campo eléctrico con fuga de la guía SIW.

En la Figura 2.14 se muestra de forma vectorial el campo eléctrico a lo largo de la guía SIW.



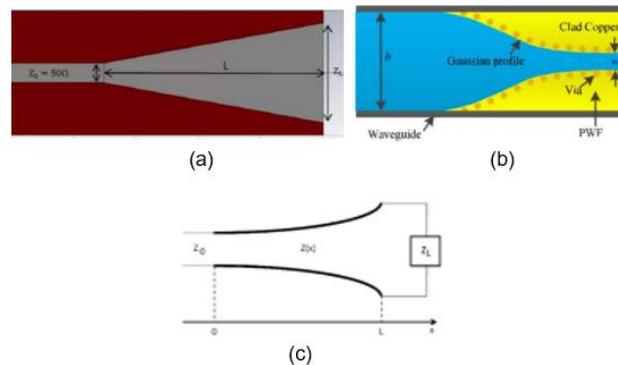
**Figura 2.14.** Diseño vectorial del campo eléctrico en la guía SIW.

### 2.3 DISEÑO DE LAS TRANSICIONES MICROSTRIP-SIW

Las transiciones a presentarse requieren de una línea microstrip que permita guiar el campo hasta la SIW, por lo tanto, es necesario diseñarlas de forma que exista un funcionamiento de acoplamiento de impedancias entre la línea microstrip y la guía SIW.

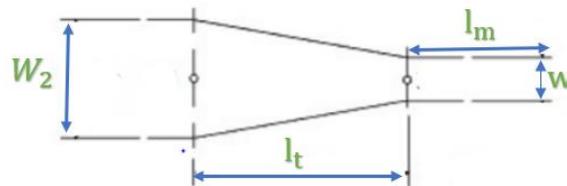
Tomando como referencia los datos que se listan en la Tabla 2.2 se procede a diseñar las transiciones microstrip-SIW-microstrip.

En la Figura 2.15 se representan diferentes tipos de tapers; cabe recalcar que en este trabajo se usará el taper lineal y el taper lineal con inserción, por la simplicidad de diseño.



**Figura 2.15.** Tipos de tapers a) Lineal. b) Gaussiano. c) Exponencial. [22].

La función principal del taper es mejorar el acoplamiento de impedancia entre la guía SIW y la línea microstrip, con variaciones menores de impedancia a lo largo de cada una de sus secciones que definen el taper como forma geométrica tal y como se aprecia en la Figura 2.16, donde el ancho de la línea microstrip ( $W$ ) se calcula para obtener una impedancia  $Z_0 = 50 \Omega$  que es un valor típico en los sistemas de comunicaciones. Mientras que el ancho del taper ( $W_2$ ) y la longitud del taper ( $l_t$ ) son las variables utilizadas para controlar el acoplamiento entre la línea microstrip y la guía SIW.



**Figura 2.16.** Diseño de transición taper y la línea microstrip.

Para calcular el ancho de la línea ( $W$ ) se emplean las ecuaciones (1.3) y (1.5); teniendo como datos:  $\epsilon_r = 3.55$  y  $Z_0 = 50\Omega$  y reemplazando en la ecuación (1.5) se obtiene el valor de  $B$ .

$$B = \frac{377\pi}{2 * 50\Omega\sqrt{3.55}}$$

$$B = 6.286$$

Al reemplazar el valor de  $B$  en la ecuación (1.3), tenemos la relación  $W/h = 2.236$ , donde ( $W/h > 2$ ) y se conoce que  $h=1.524\text{mm}$ , entonces se calcula  $W$ .

$$\frac{W}{h} = 2.236$$

$$W > 2.236 * 1.524mm$$

$$W > 3.407mm$$

Por lo tanto, se toma el valor de  $W = 3.41mm$ .

Obteniendo el valor del ancho de la línea microstrip ( $W$ ) se procede a calcular la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_e$ ), empleando la ecuación (1.6).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} * \frac{1}{\sqrt{1 + 12 * \frac{2r}{W}}}$$

$$\epsilon_e = \frac{3.55 + 1}{2} + \frac{3.55 - 1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1 + 12 * \frac{2 * (0.5mm)}{3.41mm}}}$$

$$\epsilon_e = 2.87$$

El ancho máximo del taper ( $W_2$ ) es el de la guía SIW, el cual se parametrizará para lograr una adaptación, teniendo en cuenta que la transición no sea muy grande. Se escoge a  $W_2 = 6mm$  como valor inicial.

Partiendo del ancho de la línea ( $W$ ) y ( $\epsilon_e$ ) previamente calculados, se procede a calcular la longitud del taper ( $l_t$ ) lineal y la longitud de la línea microstrip ( $l_m$ ), para ello se requiere calcular la longitud de onda guiada en la línea microstrip ( $\lambda_{gms}$ ) a partir de la ecuación (2.7) [3]

$$\lambda_{gms} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.7)$$

$$\lambda_{gms} = \frac{3 * 10^8}{\frac{10 * 10^{10}}{\sqrt{2.87}}}$$

$$\lambda_{gms} = 17.71mm$$

Donde:

$$\frac{\lambda_{gms}}{2} < l_t < \lambda_{gms} \quad (2.8)$$

$$8.85mm < l_t < 17.71mm$$

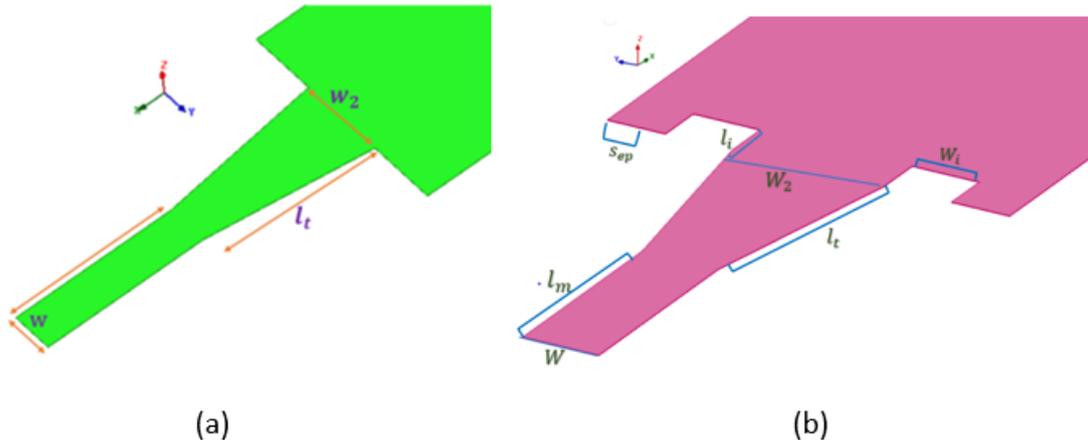
A partir de la ecuación (2.8) se escoge  $l_t = 13mm$  como valor inicial.

Para determinar el valor de ( $l_m$ ) se utiliza la ecuación (2.9).

$$l_m = \frac{\lambda_{gms}}{2} \quad (2.9)$$

$l_m = 8.85mm$  aproximado a  $l_m = 9mm$ .

En la Figura 2.17 se pueden observar los dos tipos de transiciones: taper lineal y taper lineal con inserciones.

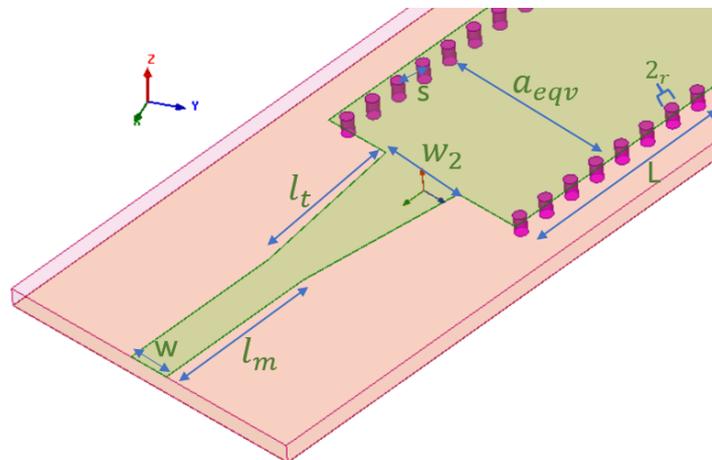


**Figura 2.17.** Diseño de transiciones (a) taper lineal, (b) taper lineal e inserción.

## 2.4 TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW

Una vez que se ha verificado que el comportamiento de la guía SIW es similar a una guía de onda rectangular rellena con dieléctrico, se diseñarán las transiciones entre la línea microstrip y la guía SIW, tal como se visualiza en la Figura 2.18 y Figura 2.19.

### 2.4.1 TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW CON TAPER LINEAL



**Figura 2.18.** Estructura de la primera transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal.

La primera transición que se simulará y optimizará, es la transición entre la línea microstrip y la guía SIW utilizando un taper lineal; dicha transición consiste en una línea microstrip que se conecta con la SIW a través de un ensanchamiento lineal continuo (taper). Este ensanchamiento se usa para transformar el modo cuasi-TEM de la línea microstrip en el modo  $TE_{10}$  de la guía SIW.

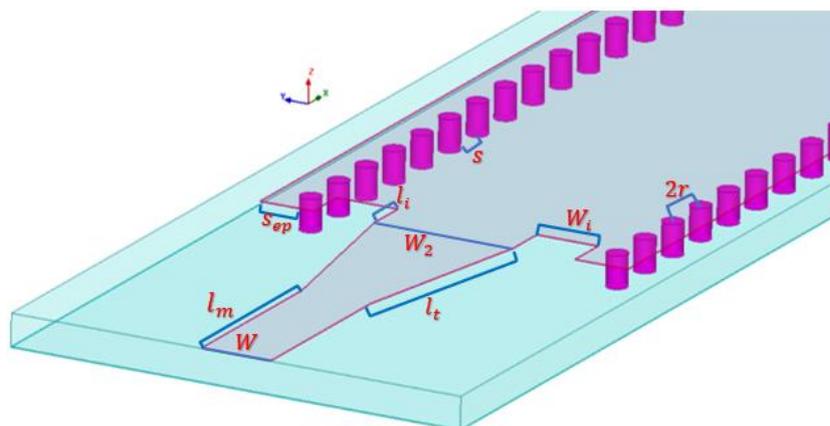
En la Figura 2.18 se puede observar con mejor detalle las variables y la forma geométrica de la transición, así como los parámetros propios de la guía SIW.

En la Tabla 2.3, se detallan los valores iniciales del diseño para la transición taper lineal.

**Tabla 2.3.** Valores de diseño de la primera transición taper lineal.

VARIABLES	VALORES
Ancho de la línea microstrip ( $W$ )	3.41mm
Separación entre los centros de los postes ( $s$ )	2.5mm
Radio de los postes ( $r$ )	0.5mm
Grosor del sustrato ( $b$ )	1.524mm
Ancho del taper ( $w_2$ )	6mm
Longitud de taper ( $l_t$ )	13mm
Longitud de la línea microstrip ( $l_m$ )	9mm
Distancia entre filas de los postes ( $a_{eqv}$ )	15mm

#### 2.4.2 TRANSICIÓN TAPER LINEAL E INSERCIÓN LINEAL MICROSTRIP-SIW



**Figura 2.19.** Estructura de la segunda transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal con inserción.

La segunda transición diseñada consiste en una línea microstrip con taper lineal e inserciones rectangulares a los lados del taper lineal; las inserciones ingresan una cierta distancia ( $l_i$ ), un determinado ancho de la inserción a los lados del taper ( $w_i$ ) y la distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ ) en la guía SIW. La estructura de la transición y sus variables se muestran en la Figura 2.19.

En la Tabla 2.4 se detallan los valores iniciales de diseño de la transición taper lineal con inserción rectangular.

**Tabla 2.4.** Valores de diseño de la segunda transición taper lineal con inserción rectangular.

<b>Variables</b>	<b>Valores</b>
<i>Ancho de la línea microstrip (<math>W</math>)</i>	3.41mm
<i>Separación entre los centros de los postes (<math>s</math>)</i>	2.5mm
<i>Radio de los postes (<math>r</math>)</i>	0.5mm
<i>Grosor del sustrato (<math>b</math>)</i>	1.524mm
<i>Ancho del taper (<math>w_2</math>)</i>	3.5mm
<i>Longitud de taper (<math>l_t</math>)</i>	12.3mm
<i>Longitud de la línea microstrip (<math>l_m</math>)</i>	9mm
<i>Distancia entre filas de los postes (<math>a_{eqv}</math>)</i>	15mm
<i>Longitud de la inserción a los lados de taper (<math>l_i</math>)</i>	2.5mm
<i>Ancho de la inserción a los lados de taper (<math>w_i</math>)</i>	3.4mm
<i>Distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste (<math>s_{ep}</math>)</i>	2mm

# 3 RESULTADOS, RECOMENDACIONES

# CONCLUSIONES

# Y

## 3.1 RESULTADOS

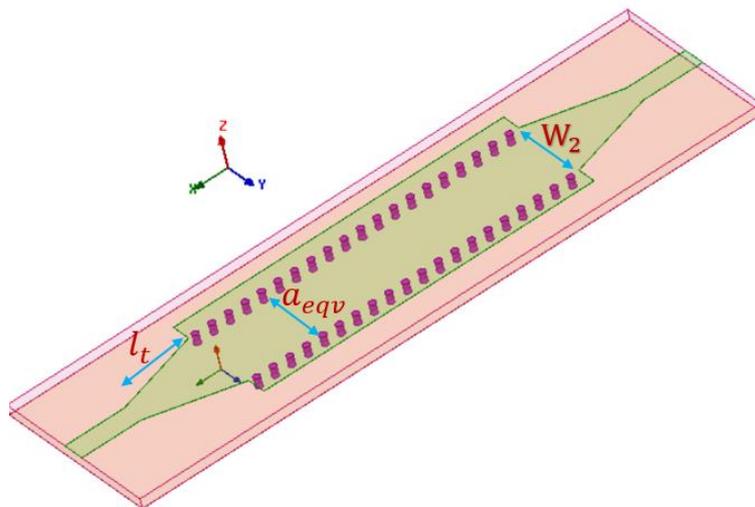
En este capítulo se exponen los resultados de las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción, de las transiciones entre la línea microstrip y la guía SIW utilizando un taper lineal y un taper lineal con inserciones rectangulares a los lados, que fueron diseñados en este proyecto.

Para determinar que las transiciones tienen un comportamiento adecuado, se considera que las pérdidas de retorno sean mejores que  $20dB$  y que las pérdidas de inserción sean mejores que  $1dB$ . Además, se realizarán análisis paramétricos para obtener una buena adaptación entre la línea microstrip y la guía SIW.

Finalmente, se hará una comparación entre las transiciones diseñadas para determinar cuál de ellas presenta mejores características de adaptación y ancho de banda.

### 3.1.1 TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW UTILIZANDO UN TAPER LINEAL

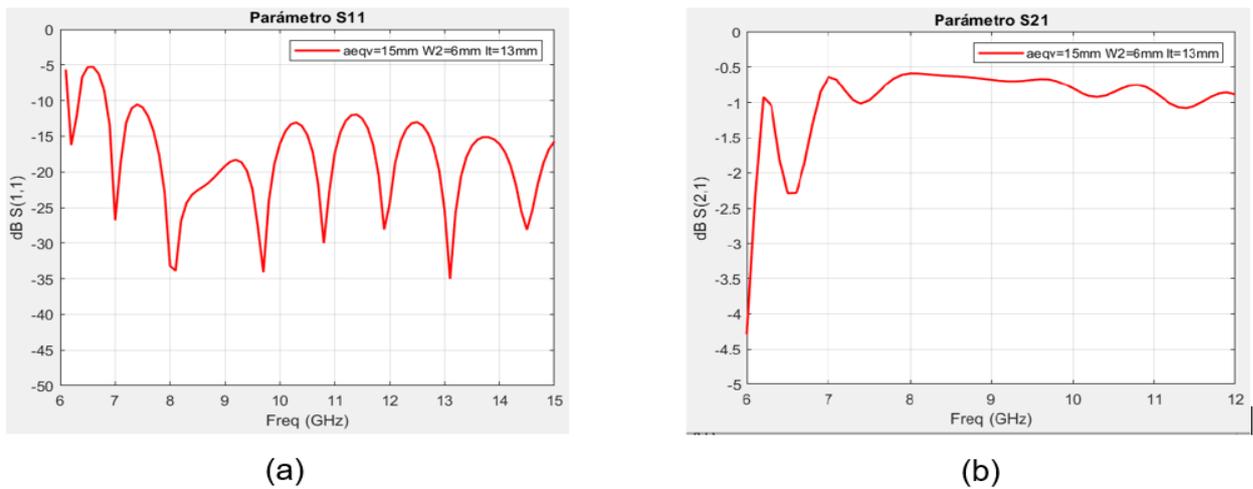
Para la simulación de la primera transición microstrip-SIW-microstrip se realiza el modelado 3D tal como se observa en la Figura 3.1.



**Figura 3.1.** Modelo 3D inicial de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio de un taper lineal.

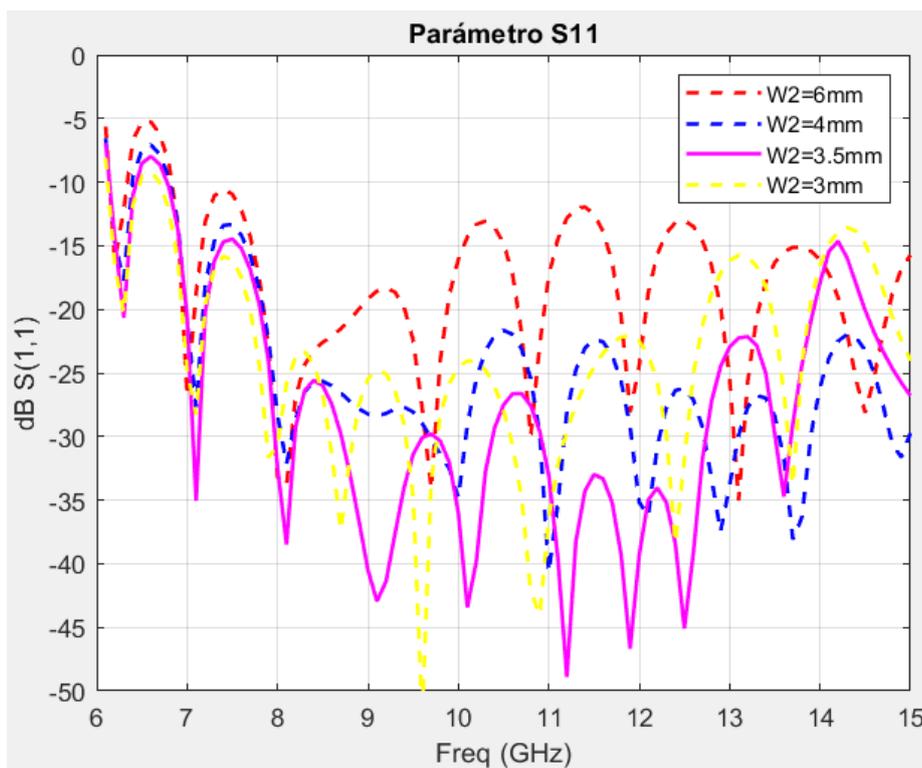
Como se puede observar en la Figura 3.2, con los valores que se especifican en la Tabla 2.3 (valores iniciales), no se obtuvieron resultados adecuados para las pérdidas de retorno e inserción, por tal razón se realiza un análisis paramétrico de las variables: ancho del taper

( $W_2$ ) y longitud de taper ( $l_t$ ), para conseguir un buen nivel de adaptación entre la línea microstrip y la guía SIW.

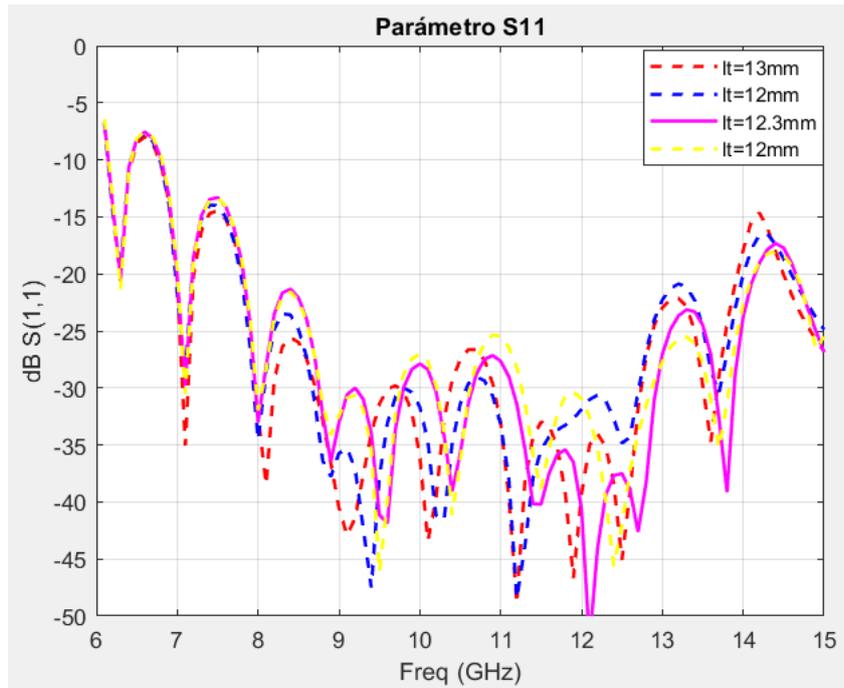


**Figura 3.2** Parámetros S con los datos iniciales. (a) Parámetro  $S_{11}$  (b) Parámetro  $S_{21}$ .

En la Figura 3.3 podemos observar los resultados del análisis paramétrico de la variable ( $W_2$ ), teniendo que, con  $W_2 = 3.5mm$  obtenemos un mejor nivel de adaptación. Mientras que en la Figura 3.4 luego del análisis paramétrico de  $l_t$ , tenemos que con  $l_t = 12.3mm$  se obtiene un buen nivel de adaptación.



**Figura 3.3.** Parametro  $S_{11}$ , resultados del análisis paramétrico del ancho del taper ( $W_2$ ).

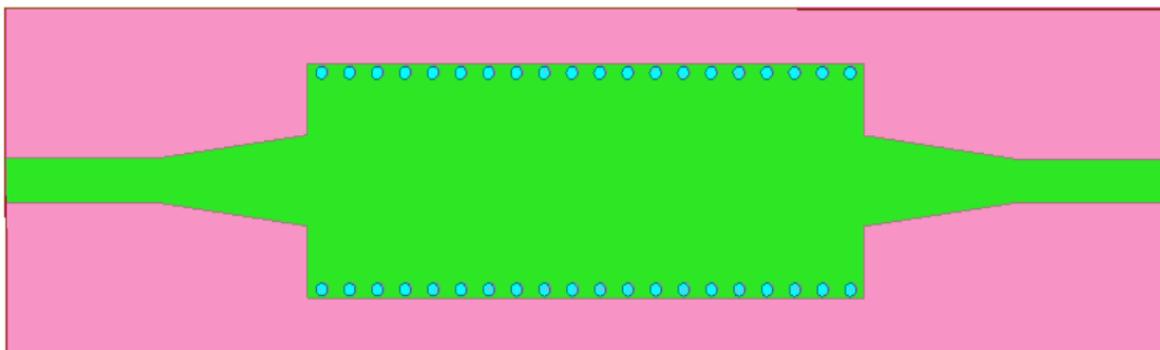


**Figura 3.4.** Parámetro  $S_{11}$ , análisis paramétrico de la longitud del taper ( $l_t$ ).

Luego del análisis paramétrico de las variables mencionadas anteriormente, en la Tabla 3.1 se muestran los valores finales a partir de los cuales se tiene el mejor nivel de adaptación para la primera transición.

**Tabla 3.1.** Valores finales de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio de un taper lineal.

<i>VARIABLES</i>	<i>VALORES</i>
Ancho equivalente ( $a_{eqv}$ )	15mm
Ancho del taper ( $W_2$ )	3.5mm
Longitud de taper ( $l_t$ )	12.3mm



**Figura 3.5.** Diseño 3D final de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio de un taper lineal.

En la Figura 3.5 se puede observar el modelo 3D de la transición entre la línea microstrip - SIW-microstrip por medio del taper lineal.

En la Figura 3.6 se puede observar el parámetro  $S_{11}$  de la primera transición, en la cual podemos notar que las pérdidas de retorno son mejores a  $20dB$  en todo el ancho de banda requerido, y en la Figura 3.7 se muestran las pérdidas de inserción las cuales están en el orden de  $0.57dB$ .

En la Figura 3.6 se observa que la transición presenta un ancho de banda de  $6.35GHz$ .

$$AB = f_2 - f_1$$

$$AB = 14.15GHz - 7.8GHz$$

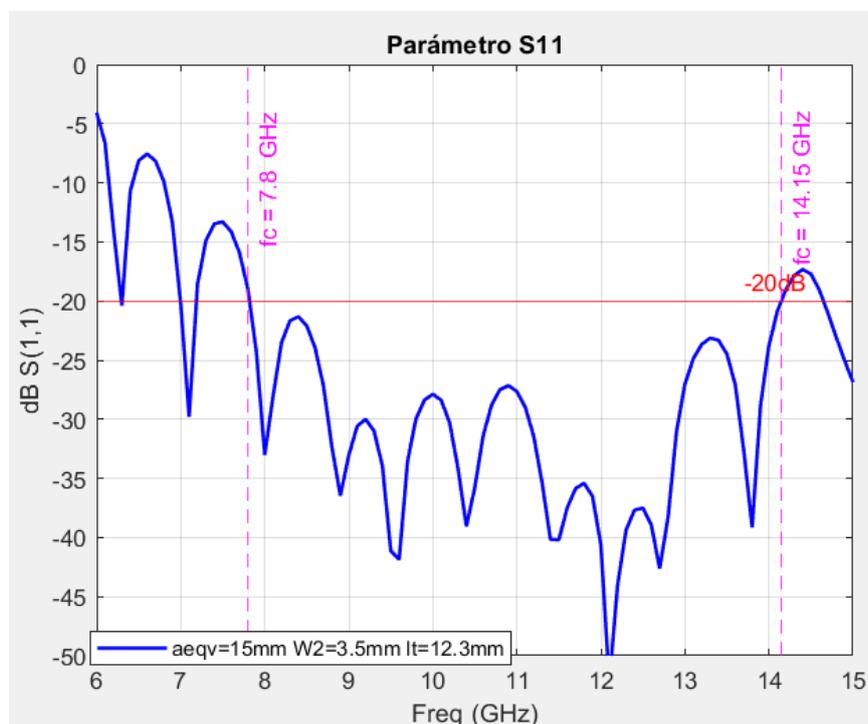
$$AB = 6.35GHz$$

El ancho de banda calculado de forma porcentual es:

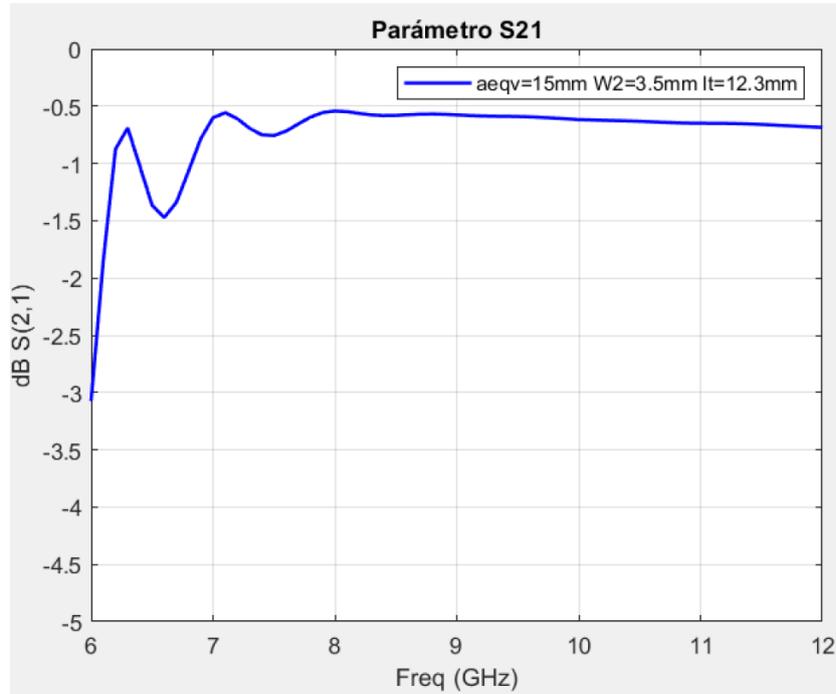
$$\%AB = \frac{f_2 - f_1}{f(\text{trabajo})} * (100\%)$$

$$\%AB = \frac{14.15GHz - 7.8GHz}{11GHz} * (100\%)$$

$$\%AB = 57.72\%$$



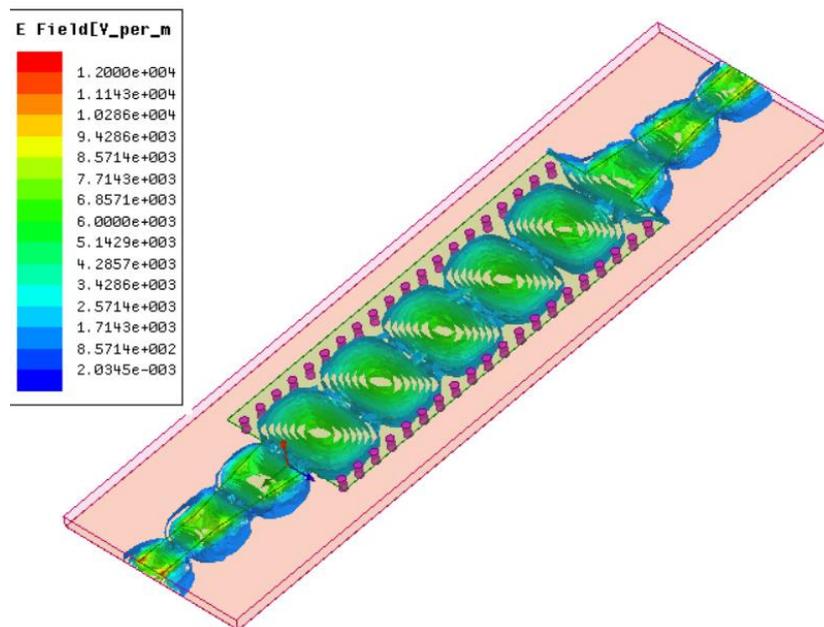
**Figura 3.6.** Parámetro  $S_{11}$  de la línea microstrip y la guía SIW por medio de un taper lineal.



**Figura 3.7.** Parametro  $S_{21}$  de la línea microstrip y la guía SIW por medio de un taper lineal.

### 3.1.1.1 Magnitud del campo eléctrico.

En la Figura 3.8 se puede notar como la distribución del campo eléctrico fluye en la transición microstrip-SIW-microstrip por medio de un taper lineal.



**Figura 3.8.** Distribución del campo eléctrico en la transición microstrip-SIW-microstrip con taper lineal.

### 3.1.1.2 Análisis de sensibilidad de la transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal.

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 sensibilidad que presentan los siguientes parámetros: longitud del taper ( $l_t$ ) y ancho del taper ( $W_2$ ).

Para este análisis se realizará una variación de  $100\mu\text{m}$  alrededor del mejor valor de cada uno de los parámetros mencionados anteriormente.

En la Figura 3.9 y Figura 3.10, se pueden apreciar los resultados del análisis de sensibilidad de los parámetros  $l_t$  y  $W_2$  respectivamente. Podemos notar que una pequeña variación afecta el nivel de adaptación entre la línea microstrip y la guía SIW, considerando que estos errores se pueden introducir en el proceso de fabricación, por lo tanto, debería tomarse en cuenta en el caso que se desee construir la transición en trabajos futuros.

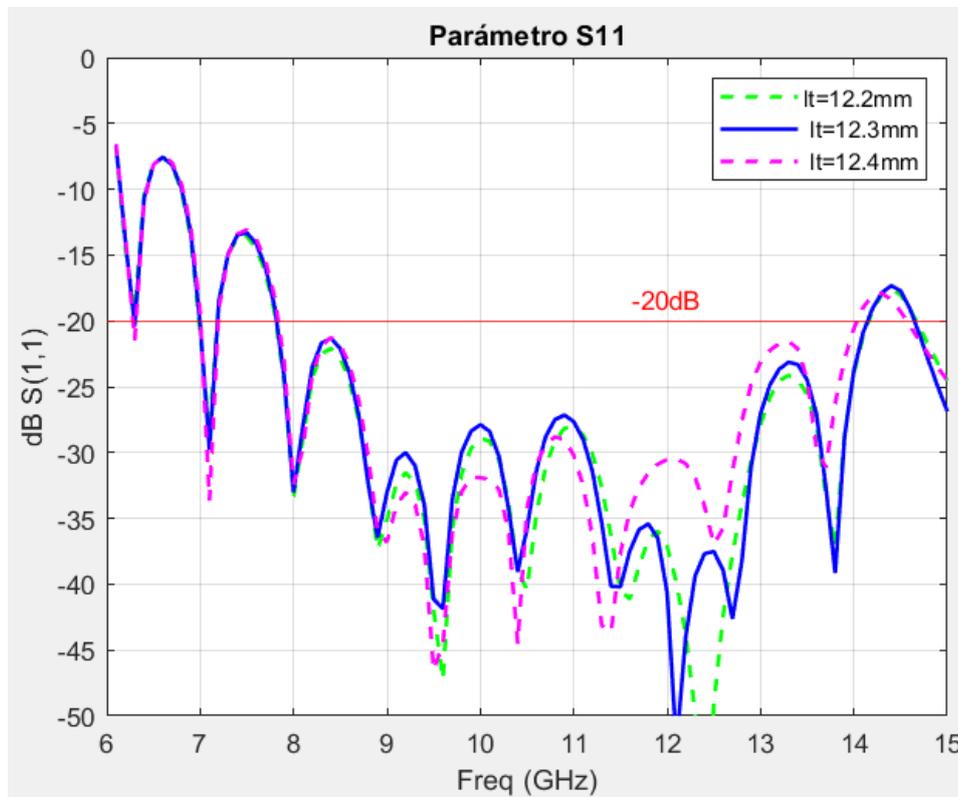
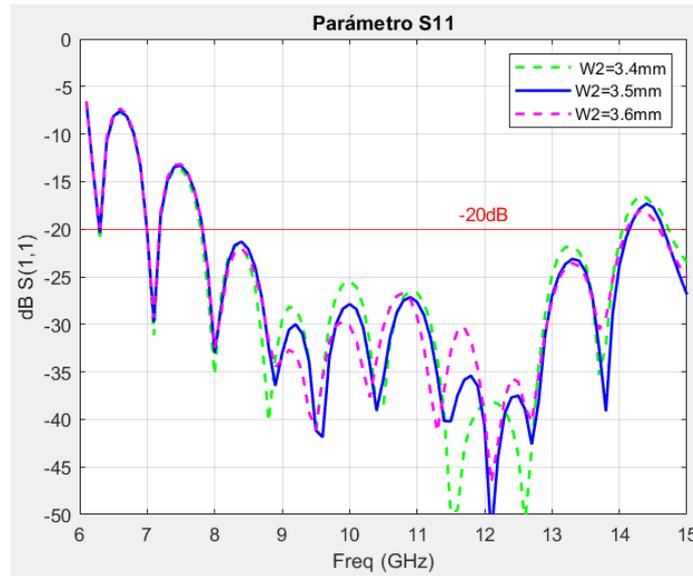


Figura 3.9 Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad de la longitud de taper ( $l_t$ ).

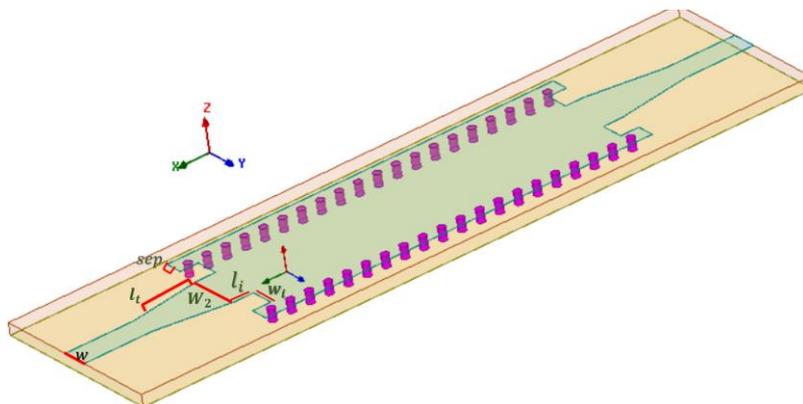


**Figura 3.10.** Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad del ancho de taper ( $W_2$ ).

Como se puede visualizar en las gráficas a partir del análisis de la sensibilidad de cada parámetro geométrico se concluye que, a pesar de la presencia de errores en el proceso de fabricación la transición funcionaría adecuadamente.

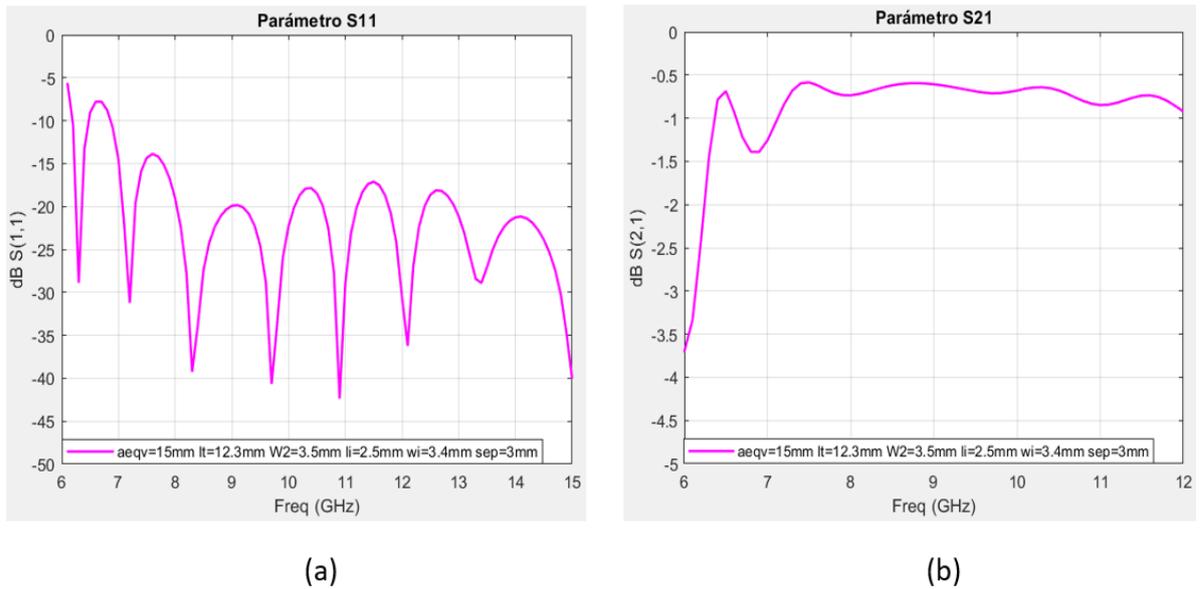
### 3.1.1 TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW UTILIZANDO UN TAPER LINEAL CON INSERCIONES A LOS LADOS.

Para el segundo diseño (transición del taper lineal con inserciones) se utiliza como referencia la transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal, manteniendo constantes los valores del ancho del taper ( $W_2$ ) y longitud del taper ( $l_t$ ). Como se observa en la Figura 3.11 se utilizan inserciones rectangulares a los lados del taper lineal ( $l_i$ ), el ancho de la inserción a los lados del taper ( $w_i$ ) y distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ )



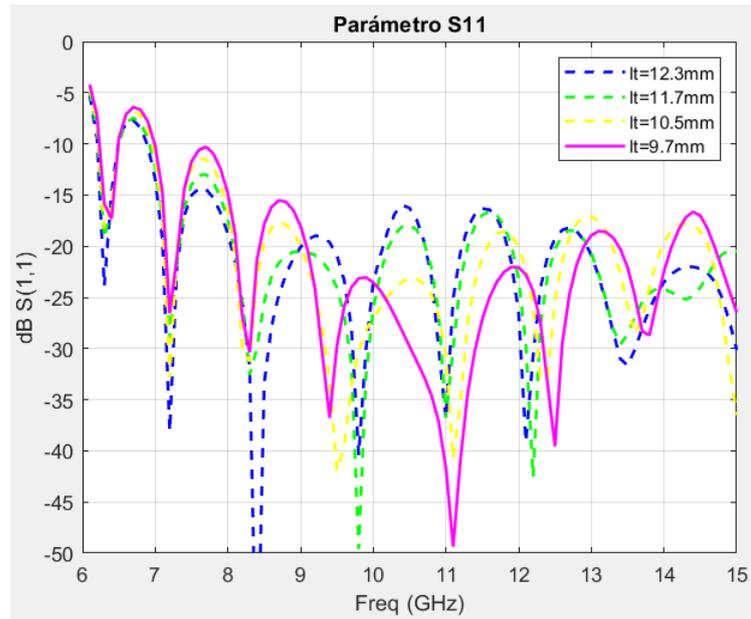
**Figura 3.11.** Modelo inicial de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio del taper lineal con inserciones rectangulares a los lados.

En la Figura 3.12 se observa el parámetro  $S$  con los valores de la Tabla 3.1 que se tomaron como referencia de la primera transición, utilizando a la vez los valores de la Tabla 2.4(valores iniciales), la longitud de las inserciones rectangulares a los lados del taper lineal ( $l_i$ ), el ancho de la inserción a los lados del taper ( $w_i$ ) y distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ ), no se obtuvieron resultados adecuados para las pérdidas de retorno e inserción, por tal razón se realiza un análisis paramétrico con las variables ya mencionadas, para conseguir un buen nivel de adaptación entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal con inserciones a los lados.



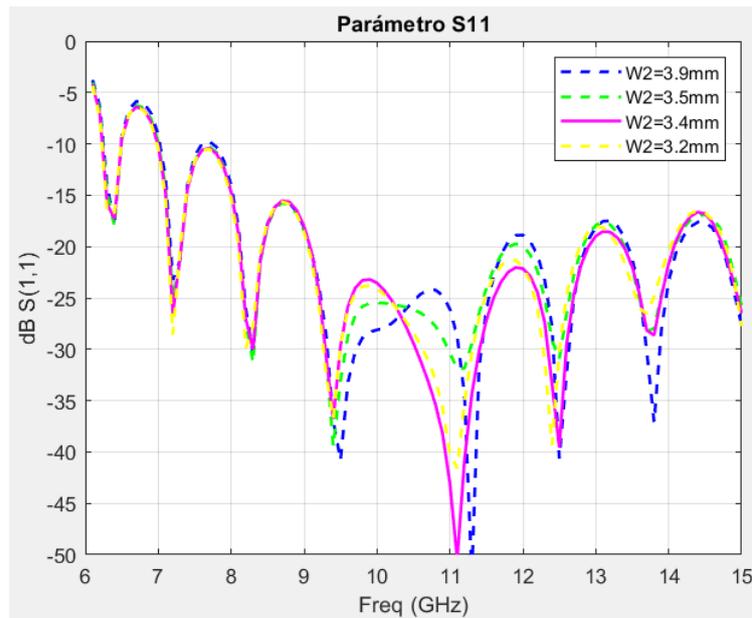
**Figura 3.12** Parámetros  $S$  con los datos iniciales. (a)  $S_{11}$  (b)  $S_{21}$ .

En la Figura 3.13 podemos observar los resultados del análisis paramétrico de la variable de la longitud del taper ( $l_t$ ). Teniendo que con  $l_t=9.7\text{mm}$  mejora el nivel de adaptación. Cabe mencionar que se mantiene constante el valor de las siguientes variables:  $W_2 = 3.5\text{mm}$ ,  $w_i=3.3$ ,  $sep=4\text{mm}$  y  $l_i = 5\text{mm}$



**Figura 3.13.** Parámetro  $S_{11}$ , resultado del análisis paramétrico de la longitud del taper ( $l_t$ ).

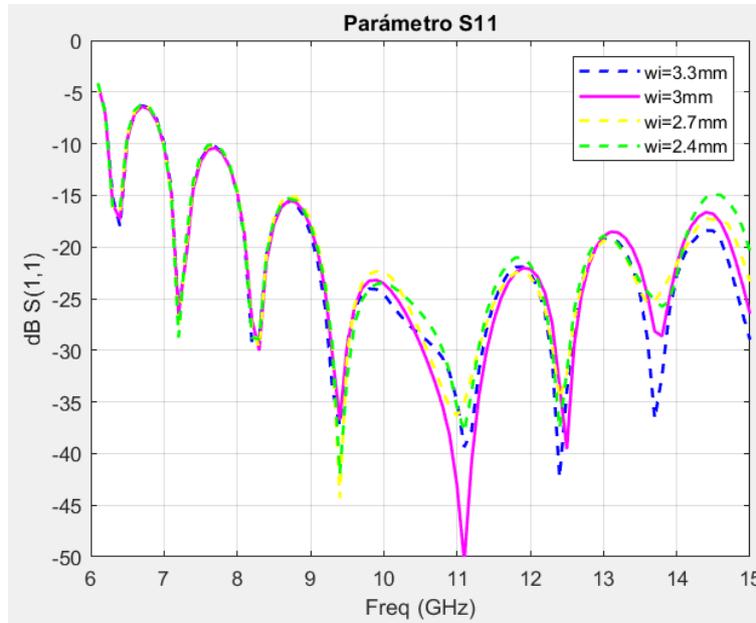
Luego, se realiza un análisis paramétrico del ancho del taper ( $W_2$ ), obteniendo que la variable  $W_2=3.4mm$  tiene un mejor nivel de adaptación, tal como se observa en la Figura 3.14. Cabe mencionar que se mantiene constante el valor de las siguientes variables:  $l_t=9.7mm$ ,  $w_i=3.3$ ,  $sep=4mm$  y  $l_i = 5mm$ .



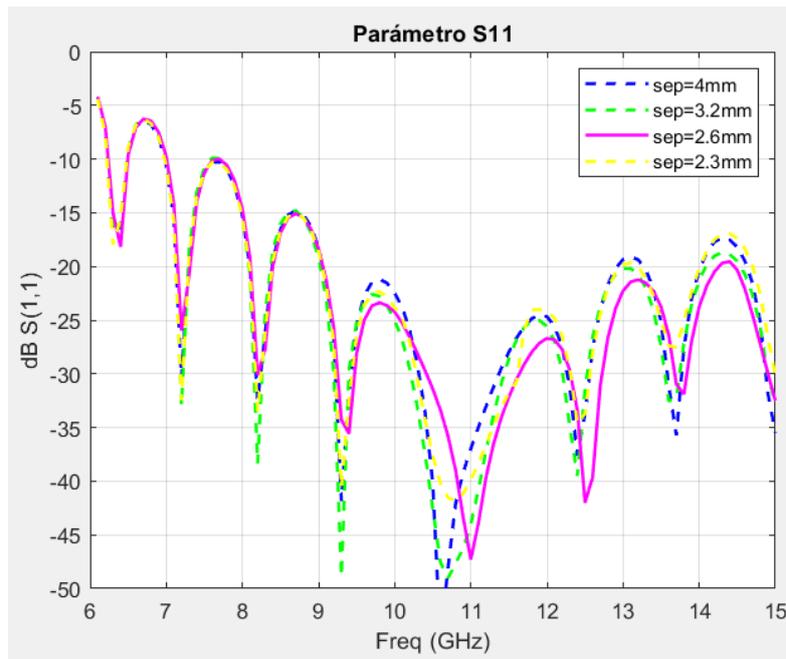
**Figura 3.14.** Parámetro  $S_{11}$ , resultado del análisis paramétrico del ancho del taper ( $W_2$ ).

Del mismo modo, en la Figura 3.15 podemos observar el resultado del análisis paramétrico de la variable del ancho de la inserción a los lados del taper ( $W_i$ ), teniendo que, con  $w_i = 3mm$  obtenemos un mejor nivel de adaptación. Mientras que en la Figura 3.16 luego del

análisis paramétrico de la distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ ), tenemos que con  $s_{ep} = 2.6mm$  se obtiene un buen nivel de adaptación.

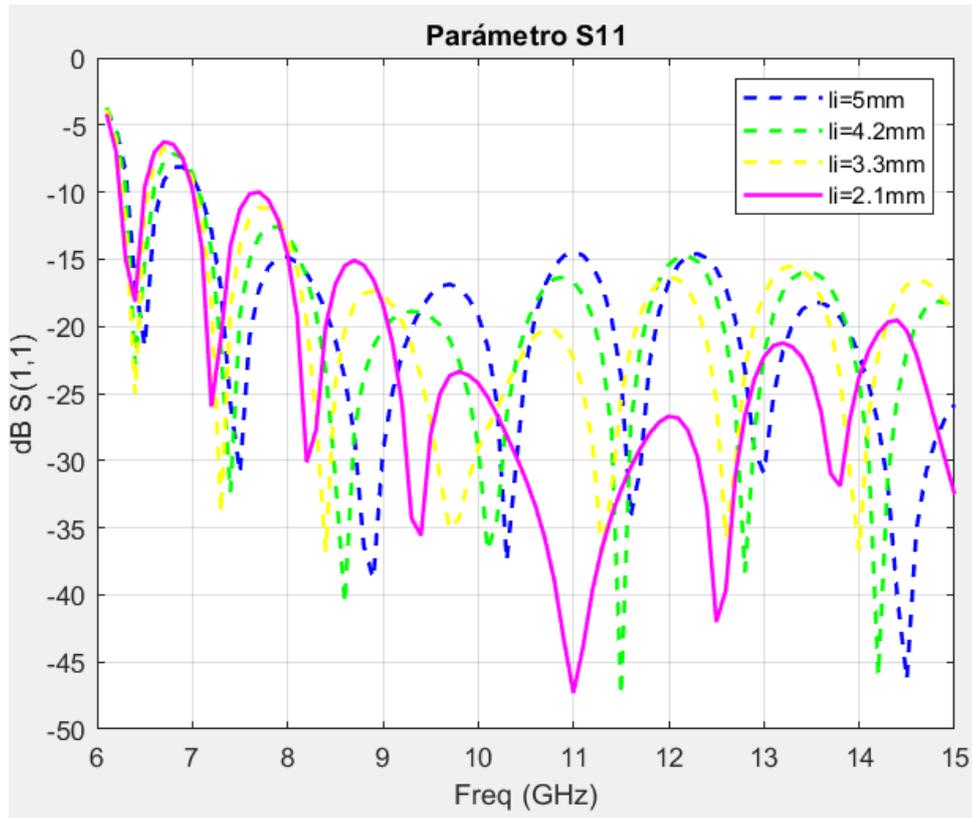


**Figura 3.15.** Parámetro  $S_{11}$  resultado del análisis paramétrico del ancho de la inserción a los lados del taper ( $W_i$ ).



**Figura 3.16.** Parámetro  $S_{11}$  resultado del análisis paramétrico de la distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ ).

Por último, se realiza un análisis paramétrico de la longitud de la inserción rectangular del taper ( $l_i$ ), obteniendo que, con  $l_i = 2.1mm$  tiene un mejor nivel de adaptación, tal como se muestra en la Figura 3.17.

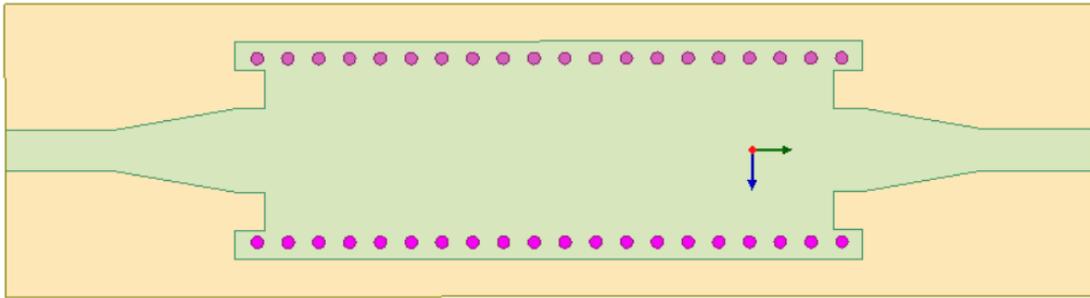


**Figura 3.17.** Parámetro  $S_{11}$ , resultado del análisis paramétrico de la longitud de la inserción rectangular a los lados del taper ( $l_i$ ).

Posteriormente del análisis paramétrico de las variables mencionadas, en la Tabla 3.2 se muestran los valores finales a partir de los cuales se tiene el mejor nivel de adaptación para la segunda transición.

**Tabla 3.2.** Valores finales para la transición entre la línea microstrip y la guía SIW utilizando un taper lineal con inserciones.

<b>VARIABLES</b>	<b>VALORES</b>
Ancho equivalente ( $a_{eqv}$ )	15mm
Ancho del taper ( $W_2$ )	3.4mm
Longitud de taper ( $l_t$ )	9.7mm
Longitud de la inserción a los lados de taper ( $l_i$ )	2.1mm
Ancho de la inserción a los lados de taper ( $w_i$ )	3mm
Distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ )	2.6mm



**Figura 3.18.** Modelo 3D final de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio de un taper lineal con inserciones rectangulares a los lados.

En la Figura 3.18 se puede observar el modelo 3D de la transición entre la línea microstrip y la guía SIW utilizando un taper lineal con inserciones. Mientras que en la Figura 3.19, se puede observar que las pérdidas de retorno se encuentran en un margen aceptable, es decir,  $S_{11} \leq -20dB$ . Considerando este margen podemos notar que esta transición tiene un ancho de banda  $AB = 3.8GHz$ .

$$AB = f_2 - f_1$$

$$AB = 14.26GHz - 9.06GHz$$

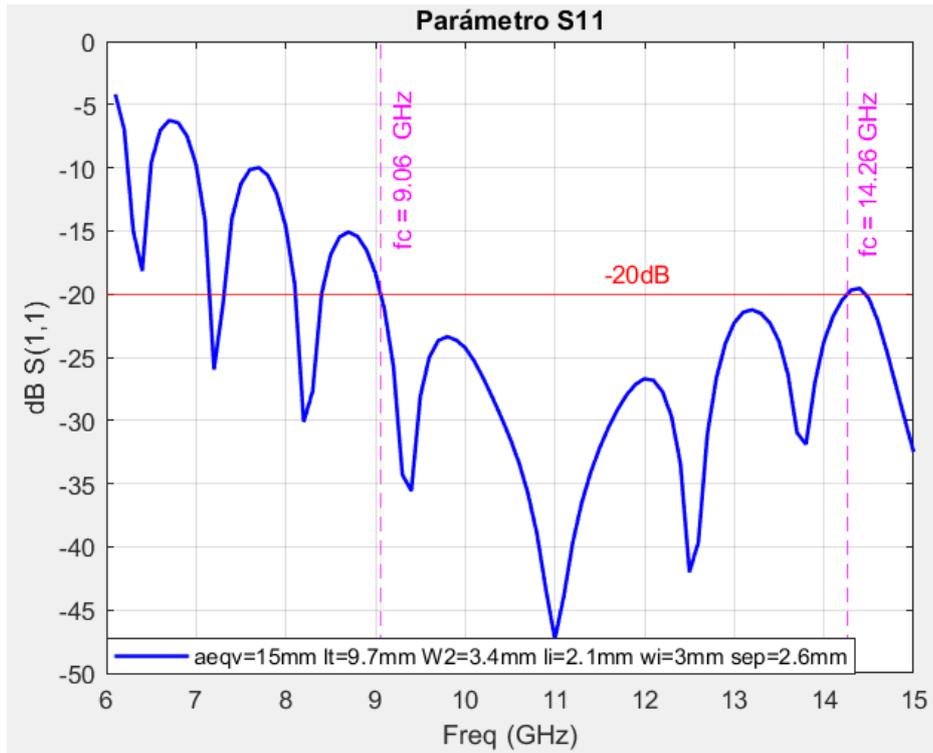
$$AB = 5.2GHz$$

El ancho de banda calculado de forma porcentual es:

$$\%AB = \frac{f_2 - f_1}{f(\text{trabajo})} * (100\%)$$

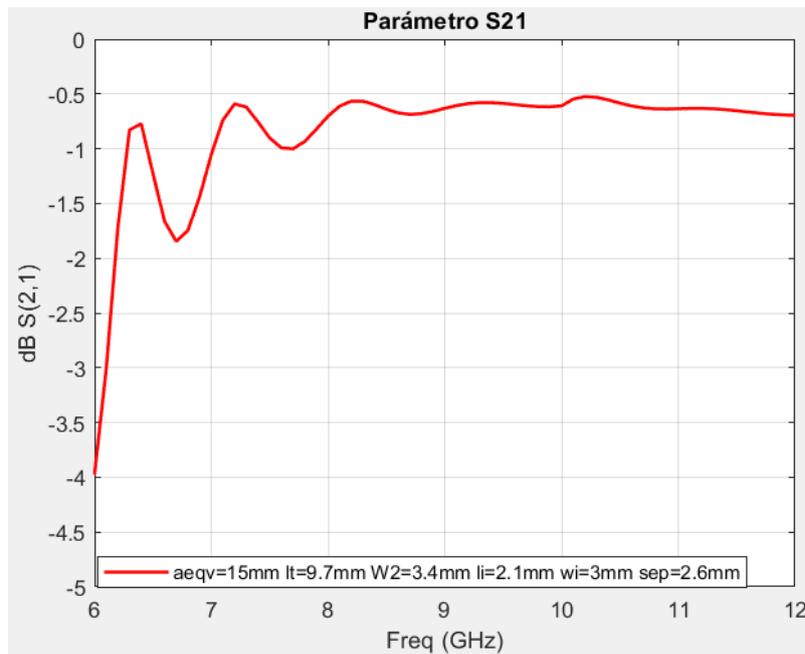
$$\%AB = \frac{14.26GHz - 9.06GHz}{11GHz} * (100\%)$$

$$\%AB = 47.27\%$$



**Figura 3.19.** Parámetro  $S_{11}$  de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio del taper lineal con inserciones rectangulares a los lados.

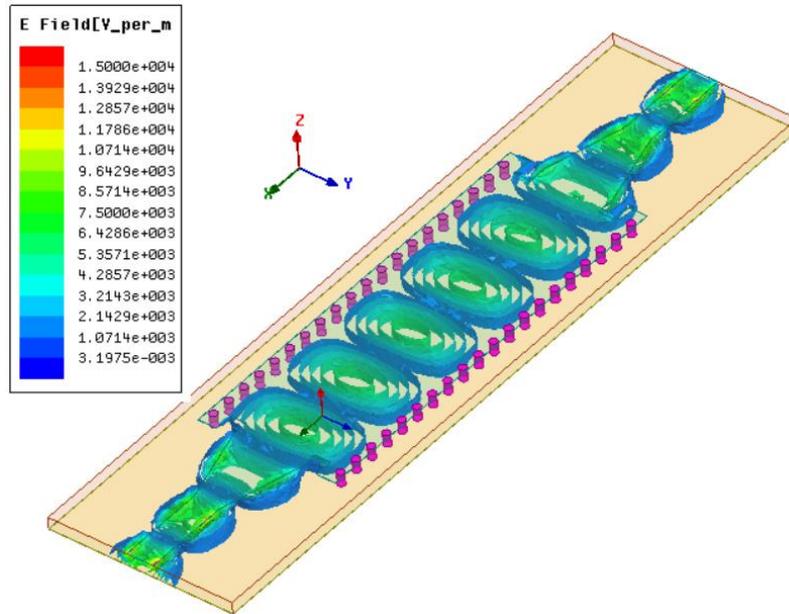
En la Figura 3.20 se observa el parámetro  $S_{21}$ , en la cual se puede notar que las pérdidas de inserción están alrededor de  $0.59\text{dB}$ .



**Figura 3.20.** Parámetro  $S_{21}$  de la transición microstrip-SIW-microstrip por medio del taper lineal con inserciones rectangulares a los lados.

### 3.1.2.1 Magnitud del campo eléctrico.

En la Figura 3.21 se puede notar como la distribución del campo eléctrico fluye en la transición microstrip-SIW-microstrip por medio de un taper lineal con inserciones rectangulares a los lados.



**Figura 3.21.** Distribución de la magnitud del campo eléctrico en la transición microstrip-SIW con inserciones a los lados del taper lineal.

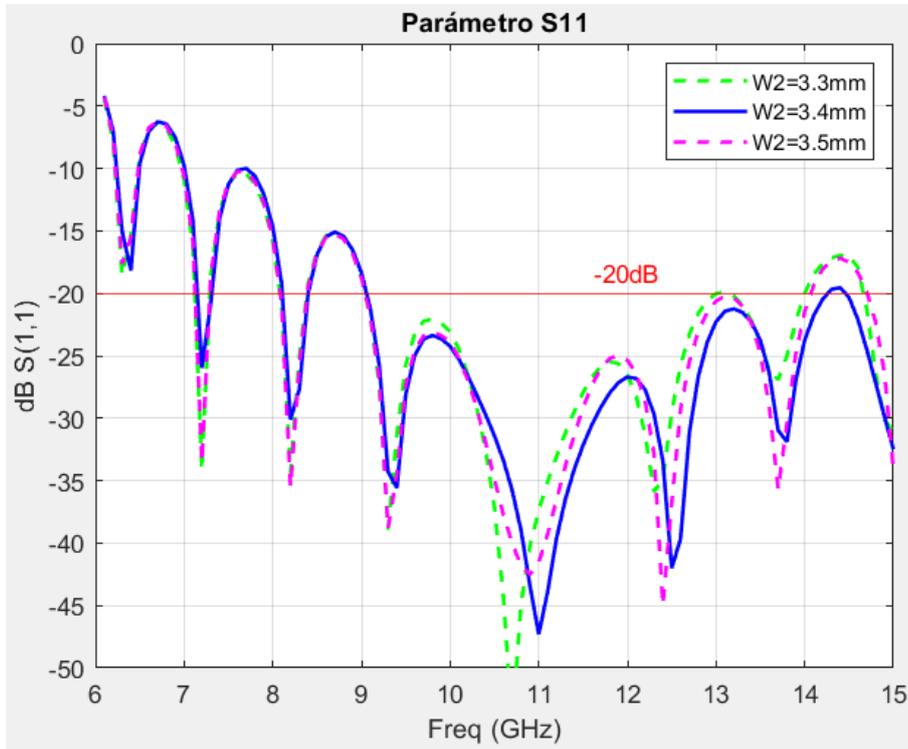
### 3.1.2.2 Análisis de sensibilidad de la transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal con inserción a los lados

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 sensibilidad que presentan los siguientes parámetros: ancho del taper ( $W_2$ ), longitud del taper ( $l_t$ ), longitud de la inserción rectangular a los lados del taper ( $l_i$ ), ancho de la inserción a los lados del taper ( $w_i$ ), distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ ).

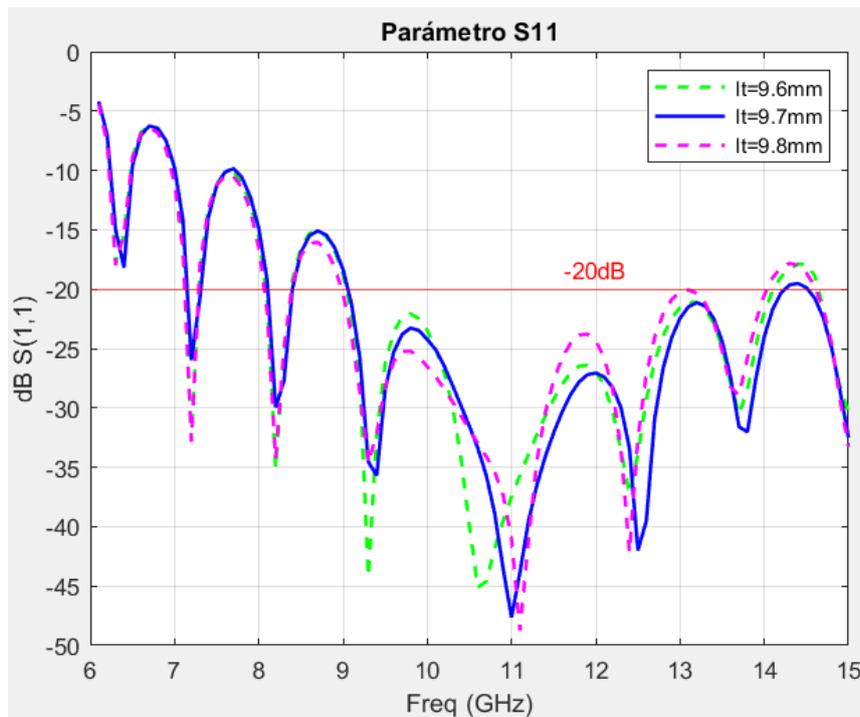
Para este análisis se realizará una variación de  $100\mu\text{m}$  alrededor del mejor valor de cada uno de los parámetros mencionados anteriormente.

En la Figura 3.22, Figura 3.23, Figura 3.24, Figura 3.25 y Figura 3.26 se puede apreciar los resultados del análisis de sensibilidad de los parámetros  $W_2$ ,  $l_t$ ,  $l_i$ ,  $w_i$  y  $s_{ep}$ .

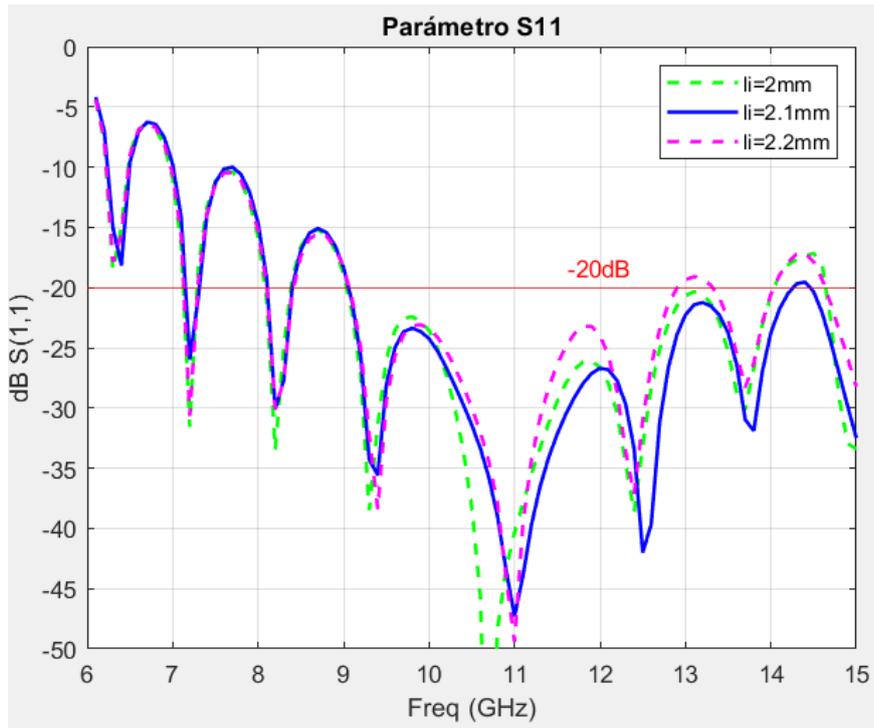
respectivamente. Podemos notar que una pequeña variación afecta el nivel de adaptación entre microstrip-SIW-microstrip.



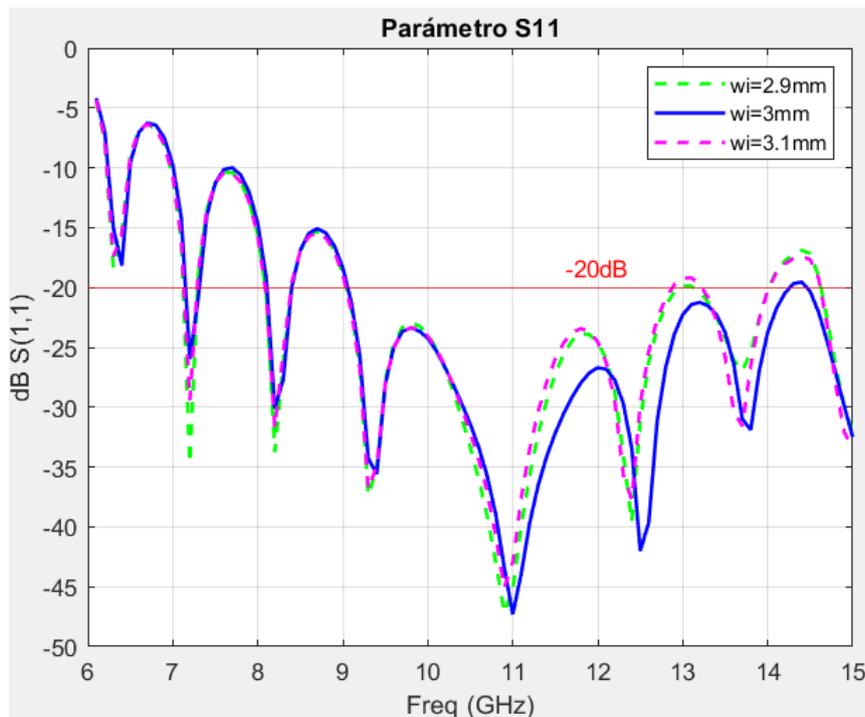
**Figura 3.22** Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad del ancho del taper ( $W_2$ ).



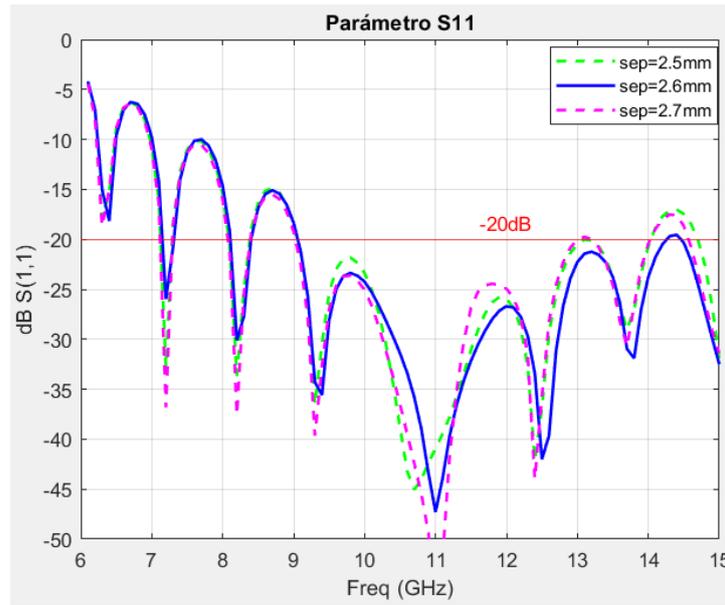
**Figura 3.23** Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad de la longitud de taper ( $l_t$ ).



**Figura 3.24** Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad de la longitud de la inserción rectangular a los lados del taper ( $l_i$ ).

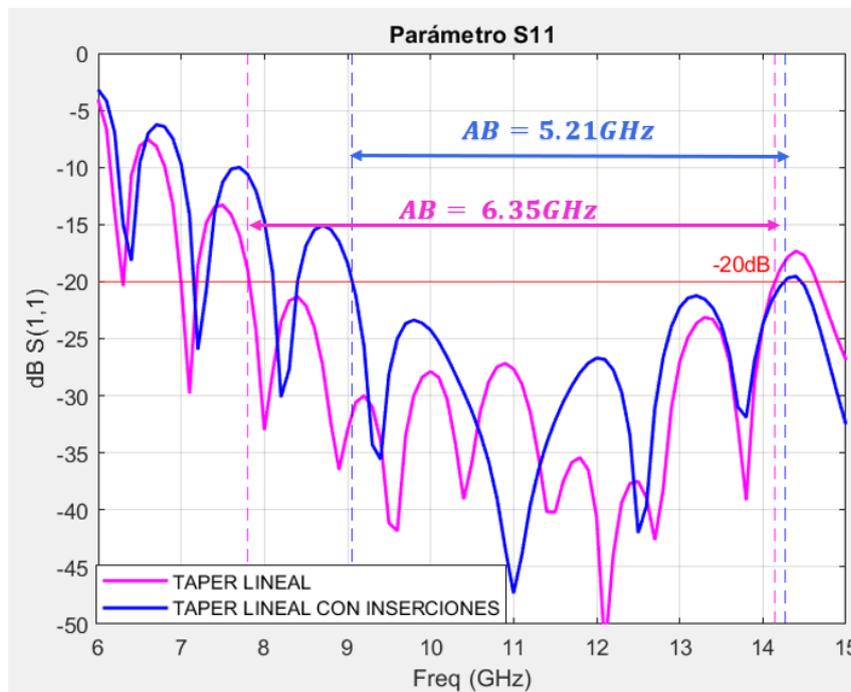


**Figura 3.25** Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad del ancho de la inserción a los lados del taper ( $w_i$ ).



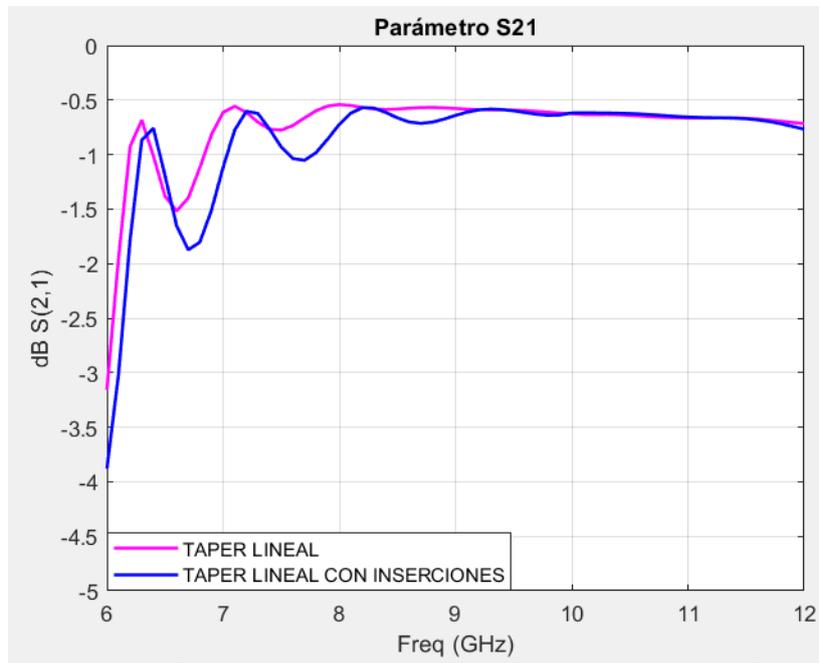
**Figura 3.26** Parámetro  $S_{11}$ , análisis de sensibilidad de la distancia del filo de la inserción rectangular al filo del poste ( $s_{ep}$ ).

En la Figura 3.27 se observan los resultados a partir de lo cual se visualiza que el ancho de banda de la transición microstrip-SIW-microstrip con un taper lineal tiene un ancho de banda de  $1.14\text{GHz}$  más que el ancho de banda de la transición microstrip-SIW-microstrip utilizando un taper lineal con inserciones rectangulares a los lados.



**Figura 3.27.** Análisis del Parámetro  $S_{11}$  de las transiciones microstrip-SIW-microstrip utilizando taper lineal y taper lineal con inserciones.

En la Figura 3.28 se puede notar que la transición microstrip-SIW-microstrip con un taper lineal presenta pérdidas de inserción alrededor de  $0.57dB$  a diferencia de la segunda transición microstrip-SIW-microstrip con inserciones rectangulares a los lados del taper lineal presenta unas pérdidas de inserción alrededor de  $0.59dB$ .



**Figura 3.28.** Análisis del Parámetro  $S_{21}$  de las transiciones microstrip-SIW-microstrip utilizando taper lineal y taper lineal con inserciones.

De lo mencionado anteriormente podemos notar que la transición microstrip-SIW con un taper lineal presenta mejores características de adaptación y ancho de banda que la transición microstrip-SIW con inserciones a los lados del taper lineal.

### 3.2 CONCLUSIONES

En base a los objetivos planteados en este trabajo de titulación, se puede notar que la guía de onda rellena de dieléctrico es equivalente a la guía de onda integrada en sustrato, siendo éste el punto de partida para el proceso de diseño y simulación de las dos transiciones planteadas.

La realización de las transiciones fue pensada, para tener una idea de diseño con la guía de onda integrada en sustrato debido a que es totalmente compatible con otra estructura de este tipo como las guías de onda convencionales rellenas de material dieléctrico

Para el diseño de la guía SIW se debe tener en cuenta la separación de los postes metálicos, debido a que es uno de los parámetros importantes para que no haya fugas del campo eléctrico; considerando que, si los postes metálicos están muy separados se pierde

la propiedad de formar una pared, o por lo contrario, si están muy juntos los postes metálicos formarían una pared casi perfecta; y en caso de un proceso de fabricación el taladro hará vías tan cercanas que el sustrato quedará fácil para resquebrajarse y no se tendría buenos resultados de adaptación.

En el primer diseño de la transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal se puede notar que se tiene pérdidas de retorno mejores que  $20dB$  en toda la banda X y las pérdidas de inserción mejores que  $1dB$ , además tiene un ancho de banda de  $6.35GHz$  y un mejor nivel de adaptación.

Para el segundo diseño de la transición entre la línea microstrip y la guía SIW por medio del taper lineal con inserciones, podemos notar una respuesta diferente al primer diseño, aunque presenta pérdidas de retorno mejores que  $20dB$  y las pérdidas de inserción mejores a  $1dB$ , tiene un ancho de banda de  $5.21GHz$ .

Para controlar el nivel de adaptación entre la línea microstrip y la guía SIW se pueden realizar variaciones en los siguientes parámetros: ancho del taper, longitud del taper, longitud de la inserción a los lados del taper, ancho de la inserción a los lados de taper, ancho de la inserción rectangular, una variación adecuada de estos parámetros nos permitirá obtener un mejor ancho de banda, mejores niveles adaptación, independientemente de la forma de transición(taper lineal, taper lineal con inserciones rectangulares a los lados).

De los resultados presentados previamente podemos decir que el diseño con taper lineal presenta un mejor ancho de banda y mejores niveles de adaptación.

### **3.3 RECOMENDACIONES**

En trabajos futuros se podrían considerar diferentes tipos de transiciones con tapers como, por ejemplo: taper exponencial, logarítmico. Para cotejar con cuál de ellos se obtiene mejores resultados en el acoplamiento entre la línea microstrip y la guía SIW.

Para un proceso de fabricación a futuro se debe tener en cuenta la precisión y la tolerancia de la máquina fresadora, debido que una pequeña variación reduce el nivel de adaptación, afecta el ancho de banda y los resultados cambiarían.

En caso de que se requiera realizar un proceso de fabricación de las piezas, se debería tomar en cuenta las simulaciones de sensibilidad obtenidas, debido a que se estimó el comportamiento y respuesta de cada transición ante un posible fallo en la implementación de las piezas.

## 4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. I. D. D. a. Y. C. Ke Wu, «The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics,» *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003. 6th International Conference on Volume: 1*, December. 2003.
- [2] L. F. Carrera Suárez, «Diseño y construcción de acopladores direccionales con tecnología SIW en las bandas Ku y K,» *Universidad Politécnica de Valencia. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación*, 2010.
- [3] D. M. Pozar, *MICROWAVE ENGINEERING*, United States of America: Library of Congress Cataloging-in-Publication Data, 1998.
- [4] B. H. a. W. M. W. Grabherr, «“Microstrip to waveguide transition”,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. vol.32, p. pp. 1842–1843, Sept. 1994..
- [5] T. Q. H. a. Y. Shih, «“Spectral-domain analysis of E-plane waveguide”,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. vol. 37, p. pp. 388–392, Feb. 1989..
- [6] K. V. S. V. R. P. a. K. V. S. R. N. Das, « “Excitation of waveguide by stripline and microstrip-line-fed slots”,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vols. %1 de %2vol. MTT-34, p. 321–327, Mar. 1986..
- [7] F. I. Dominic Deslandes and Ke Wu, «Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters ( Volume: 11, Issue: 2, Feb. 2001)*, Febrero.
- [8] D. a. K. Wu, « “Single-Substrate Integration Techniques for Planar circuits and Waveguide Filters”,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. pp. 593-596, Feb. 2003.
- [9] D. V. N. Méndez, *NUEVOS SISTEMAS RADIANTES REALIZADOS CON TECNOLOGÍAS IMPRESAS*, Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, Julio, 2015.
- [10] D. V. Navarro Méndez, L. F. Carrera Suárez y M. Baquero Escudero, «Acoplador direccional compacto con tecnología SIW en la banda Ku,» *Jornadas de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (FIEE)*, p. 5, noviembre-2010.
- [11] P. S. Pacheco., «Análisis y diseño optimizado de dispositivos pasivos de microondas de banda amplia con guías de sección transversal arbitraria,» *Universat Politécnica de Valencia*, 2015.
- [12] N. K. & F. M. Damou Mehdi, «Design for Tapered transitions From Microstrip Lines to Substrat Integrated Waveguide at Ka Band,» *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*, vol. 12, pp. 6, march, 2015.

- [13] X. F. a. W. Ke, «"Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide,"» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vols. %1 de %2vol. - 53, pp. pp. - 73, 2005.
- [14] L. P. K. W. P. A. Maurizio BOZZI1, «Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology,» *RADIOENGINEERING*, vol. vol.18 No 2, p. 9, Junio 2009.
- [15] W. H. X. H. S. a. H. X. Z. Guang Hua, «"Design of an omnidirectional line array with SIW longitudinal slot antenna,"» *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. pp. 1114-1117, 2008.
- [16] W. H. a. K. W. J. Cheng, «"Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Multibeam Antenna Based on the Parabolic Reflector Principle,"» *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. vol. 56, pp. pp. 3055-3058, Sept. 2008.
- [17] A. N. G. G. a. S. M. Ettore, «"Leaky-Wave Slot Array Antenna Fed by a Dual Reflector System,"» *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vols. %1 de %2vol. 56, no. 10, pp. pp. 3143-3149, Oct. 2008.
- [18] D. F. B. Z. a. W. C. H. Wang, «Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW),» *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. vol. 58, pp. pp. 640-647, March 2010.
- [19] D. V. Navarro Méndez, L. F. Carrera Suárez y M. Baquero Escudero, «Guías de onda integradas en substrato para aplicaciones en las bandas de microondas y ondas milimétricas,» *Jornadas de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (FIEE)*, p. 5, noviembre-2010.
- [20] G. G. Millán, «Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre siw para banda KU,» *Universidad Autónoma de Madrid*, pp. 47-48, mayo, 2014.
- [21] FMLTD, «www,flann.com,» FLANN MICROWAVE LIMITED, 1956. [En línea]. Available: <https://flann.com/wp-content/uploads/2015/09/Flann-Final-2015-for-Website-Use-06082015.pdf>. [Último acceso: diciembre 2022].
- [22] C. W. Penney, «Rotman lens design and simulation in software (application notes),"» *IEEE Microwave magazine*, vol. 9, nº 6, pp. 138-149, 2008.
- [23] T. D. A. G. a. K. W. Ali Doghri1, «Schwinger Coupler for Substrate Integrated Circuits and Systems,» *Conference: Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, p. 5, October 2013.
- [24] M. R. Acedo, «Antenas Microstrip con Polarización Circular para Sistemas de Posicionamiento por Satélite y aplicaciones RFID,» *DIALNET*, 2013.
- [25] D. Deslandes and K. Wu, «Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,» *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett*, vol. 11, p. 70, 2001.
- [26] W. H. J. X. C. H. X. Z. a. K. W. Z. C. Hao, «Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers,» *IEEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 153, p. 431, 2006.

## 5 ANEXOS

### ANEXO 1. DATHASHEET RO4003C LAMINATES-ROGERS CORPORATION

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, $\epsilon$ , Process	3.38 ± 0.05	<sup>(1)</sup> 3.48 ± 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
<sup>(2)</sup> Dielectric Constant, $\epsilon$ , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, $\delta$	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon$	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 <sup>10</sup>	1.2 X 10 <sup>10</sup>		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 <sup>9</sup>	5.7 X 10 <sup>9</sup>		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24.3
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m/°K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm <sup>3</sup>	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	<sup>(3)</sup> V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

**NOTES:**

- (1) RO4350B 4 mil laminates have a process Dk of 3.33 ± 0.05 and are in conformance with IPC-4103A/240. All other RO4350B laminate thicknesses are /11 and /240 compliant.
- (2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com>.
- (3) RO4350B LoPro<sup>®</sup> laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Advanced Connectivity Solutions  
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226  
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 [www.rogerscorp.com](http://www.rogerscorp.com)

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
RO4003C: 0.008" (0.203mm), 0.012 (0.305mm), 0.016"(0.406mm), 0.020" (0.508mm), 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X457 mm)	½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED)
	24" X 18" (610 X 457 mm)	1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED)
	24" X 36" (610 X 915 mm)	2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED)
	48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	PIM Sensitive Applications:
RO4350B: *0.004" (0.101mm), 0.0066" (0.168mm) 0.010" (0.254mm), 0.0133" (0.338mm), 0.0166" (0.422mm), 0.020"(0.508mm), 0.030" (0.762mm), 0.060"(1.524mm)	*0.004" (0.101mm) material is not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm)	½ oz (17µm) LoPro Reverse Treated EDC (.5TC/.5TC)
		1 oz (35µm) LoPro Reverse Treated EDC (1TC/1TC)
Note: Material clad with LoPro foil add 0.0007" (0.018mm) to dielectric thickness		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

The Rogers' logo, Helping power, protect, connect our world, LoPro, RO3003, RO4000, RO4350B, and RO4003C are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 2018 Rogers Corporation, Printed in U.S.A.,

All rights reserved. Revised 1376 043018 PUB# 92-004

Advanced Connectivity Solutions

100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226

Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Page 4 of 4

Helping power, protect, connect our world