

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**DISEÑO Y SIMULACIÓN EN BANDA X DE UNA AGRUPACIÓN DE
ANTENAS DE RANURAS CON SU RED DE ALIMENTACIÓN
UTILIZANDO TECNOLOGÍA SIW.**

**DISEÑO Y SIMULACIÓN EN BANDA X DE UNA RED DE
ALIMENTACIÓN DE 1:4 FORMADA POR DIVISORES DE
POTENCIA DE 1:2 UTILIZANDO TECNOLOGÍA SIW.**

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

BRYAN MARCELO ZUÑA TOAQUIZA

bryan.zuna@epn.edu.ec

DIRECTOR: Dra. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ

veronica.navarro@epn.edu.ec

DMQ, abril 2023

CERTIFICACIONES

Yo, Bryan Marcelo Zuña Toaquiza 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.



Bryan Marcelo Zuña Toaquiza

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Bryan Marcelo Zuña Toaquiza, 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.

Bryan Marcelo Zuña Toaquiza

Dra. Diana Verónica Navarro Méndez

DEDICATORIA

Dedicado con mucho amor a Dios, creador del cielo y la tierra; que gracias a su misericordia me permitió cumplir mi sueño de poder estudiar en la Escuela Politécnica Nacional.

El presente trabajo dedico con mucho cariño a las personas más importantes en mi vida Chabelita (mi hermosa esposa) y Sebitas (mi adorado hijo), pues sin su apoyo incondicional no habría sido posible llegar a estas instancias de mi carrera profesional. Son la fortaleza más grande que tengo y el pilar fundamental que me sostiene en los momentos difíciles. Son mi más grande tesoro, los amo con todo mi ser.

Dedicado desde el fondo de mi corazón a mis padres Marcelo Zuña y Maribel Toaquiza quienes fueron los encargados de darme la vida y enseñarme a ser una buena persona. Por regalarme lo más preciado que hay en el mundo, la educación y los buenos valores.

Dedico a mis abuelitos Raúl Toaquiza y Nancy Banda, quienes me han dedicado su amor, apoyo y cuidado como su propio hijo desde llegué a este mundo. Se merecen todo en esta vida, mi carrera se la dedico a ustedes, es mi forma de devolver una pequeña parte de todo lo que han hecho por mi desde que era un niño. Los amo demasiado.

Dedicado a mis tías/os Mireya Toaquiza, Erika Marcillo, Carlos Insuasti y Freddy Toaquiza, que han depositado su confianza en mí y me han dado hermosos consejos para seguir adelante. Con su granito de arena ayudaron a cumplir cada uno de los objetivos que me he planteado a lo largo de mi vida.

Dedico a mis hermanos Nicole, Micael y Ariel; que son la motivación más grande para seguir adelante; así en un futuro poder disfrutar junto a ustedes todo que no hemos disfrutado por falta de tiempo y dinero.

Dedicado a mis hijos, hermanos, sobrinas/os y a mis primas/os; que son la nueva generación en nuestra hermosa familia. Recuerden nada es imposible, por más difícil que se ponga el camino nunca desmayen, sigan adelante hasta cumplir sus sueños. Espero dejarles el buen ejemplo de superación y esfuerzo. Amen y respeten a sus padres, ya que ellos son los únicos que van a estar presentes en los momentos difíciles que se presentan en el transcurso de la vida.

Finalmente, dedico este logro a mi cuñada Marthita; por abrirme los ojos y darme palabras de aliento cuando cursaba el cuarto semestre. Esa charla fue muy importante; ya que no permitió que me retire de la carrera y ahora gracias a sus ánimos estoy por lograrlo.

Bryan Zuña

AGRADECIMIENTO

En primer lugar, doy gracias a Dios por darme el entendimiento y sabiduría para superar cada uno los obstáculos en el transcurso de estos años, por darme salud, vida y sobre todo la provisión necesaria para poder culminar mis estudios. Por ser un Dios bondadoso que nunca me dejó de dar su bendición, siempre llevare en mi corazón la canción con la que te pedí cumplir mi sueño “YO CREO QUE CONTIGO, TENDRE LO QUE YO SUEÑO” y la frase con la que siempre me apoyo y enfrento las dificultades “Todo lo puedo en Cristo que me fortalece (Filipenses 4:14)”

Agradezco a mis padres por siempre estar pendientes de mi bienestar, por darme el buen ejemplo de lucha y perseverancia. Por inculcarme buenos valores y enseñarme lo importante que es la educación. Doy gracias porque a pesar de las dificultades económicas siempre pusieron en primer lugar mis estudios.

Agradezco de todo corazón a las familias Zuña, Toaquiza, Insuasti, Merizalde y Zambrano por estar siempre al cuidado de mi esposa, mi hijo y mi persona. Por apoyar a cada uno de nuestros emprendimientos para poder llevar un plato de comida a nuestro hogar. Siempre estaré agradecido por su cariño, sus consejos, sus palabras de aliento para no rendirnos y sobre todo por su buen corazón para acompañarnos en las buenas y más aún en las malas.

Agradezco a mi esposa por su comprensión, paciencia y amor. Por acompañarme en cada una de mis amanecidas cuidando que no me duerma y acabe todos los proyectos o deberes. Por ayudarme a salir adelante en los emprendimientos que nos hemos propuesto, gracias a su amor y su hermosa sonrisa que es la motivación para seguir adelante. Agradezco a mi hijo por su comprensión, ya que a pesar de que no tenemos riquezas es un niño feliz, que a pesar de su corta edad entiende lo importante que es trabajar para salir adelante, pequeñas cosas que ahora enseñará a su hermanito que viene en camino.

Agradezco a mis compañeros y amigos de la facultad que dieron su apoyo en cada tarea, laboratorio, proyecto, examen o supletorio con el único objetivo de aprender y acabar cada semestre de la mejor manera y así algún día culminar todos juntos la carrera. El mejor de los éxitos a Carlos Vinueza, amigo con quien compartí mi última etapa en la universidad.

Agradezco de todo corazón a los ingenieros de cada asignatura; pues han forjado mis conocimientos en el transcurso de la carrera. Un especial agradecimiento a la Dra. Diana Navarro por su entrega al impartir sus conocimientos en cada una de sus asignaturas. Por formar estudiantes dispuestos investigar y superarse académicamente. Gracias a su guía fue posible concluir el presente trabajo con éxito y cumpliendo los objetivos planteados.

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	1
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	1
1.3 ALCANCE	2
1.3.1 Fase teórica.....	2
1.3.2 Fase de diseño y simulación.....	2
1.3.3 Fase de análisis de resultados	3
1.4 MARCO TEÓRICO	3
1.4.1 Evolución de las tecnologías	3
1.4.2 Modos de propagación	4
1.4.2.1 Modo transversal electromagnético (TEM)	5
1.4.2.2 Modo transversal eléctrico (TE)	5
1.4.2.3 Modo transversal magnético (TM)	5
1.4.2.4 Modo híbrido	5
1.4.3 Guías de onda.....	6
1.4.3.1 Guía de onda rectangular.....	6
1.4.3.2 Guía de onda SIW (Substrate Integrated Waveguide).....	7
1.4.3.2.1 Estructura de la guía de onda SIW	7
1.4.3.2.2 Modos de propagación en SIW	8
1.4.4 Divisores de potencia	10
1.4.4.1 Divisor de potencia tipo T.....	10
1.4.4.2 Divisor de potencia tipo Y.....	10
1.4.5 Redes de alimentación	11
2. METODOLOGÍA	12
2.1 REQUERIMIENTOS DEL DISEÑO	12
2.2 DISEÑO DE UNA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.	13
2.2.1 Dimensiones de la guía rectangular	13
2.3 DISEÑO DE UNA GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO (SIW).....	17

2.3.1 Dimensiones de la guía de onda SIW	17
2.4 DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN	22
2.4.1 Divisor de potencia de 1:2	22
2.4.2 Divisor de potencia de 1:4	23
3. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	25
3.1 RESULTADOS	25
3.1.1 Divisor de potencia 1:2	25
3.1.1.1 Optimización de las variables.....	26
3.1.1.2 Modificaciones adicionales.....	31
3.1.2 Divisor de potencia 1:2 con codos inclinados	38
3.1.3 Red de alimentación.....	41
3.2 CONCLUSIONES	44
3.3 RECOMENDACIONES	45
4. BIBLIOGRAFÍA.....	45
5. ANEXOS.....	47
5.1 ANEXO I.....	47
5.2 ANEXO II	48

RESUMEN

En el presente trabajo de integración de curricular se va a implementar una red de alimentación de un puerto de entrada con cuatro puertos de salida, mismos que se van a formar a partir de divisores de potencia de 1:2. La banda de operación el que se va a trabajar es la banda X correspondiente a un rango de frecuencias de 8.2 GHz a 12.4 GHz.

Capítulo 1.- Se plasma información y definiciones correspondientes a la guía de onda rectangular clásica, así como de la guía de onda integrada en sustrato (SIW). Se plantean las fórmulas matemáticas para poder obtener los valores de sus dimensiones para su posterior modelaje.

Capítulo 2.- En base a las ecuaciones planteadas en el capítulo 1 se realiza la construcción de la guía de onda rectangular clásica rellena de dieléctrico y la guía de onda SIW, para demostrar que sus características en base al funcionamiento tienen gran similitud. Se procederá a realizar la implementación del divisor de potencia 1:2, a continuación, el diseño de los brazos para conectar los puertos de salida del divisor de entrada a los divisores de la salida para formar la red de alimentación con tecnología SIW.

Capítulo 3.- Con la estructura modelada en 3D se procede a obtener los resultados mediante el software de simulación electromagnético. Se optimizará los resultados en cuanto al nivel de adaptación, pérdidas de inserción y retorno, para esto se utilizará los parámetros de dispersión. Las principales variaciones que se va a realizar en cuanto a optimización son en la estructura del divisor de potencia 1:2 y en los brazos (codos) que conectan los divisores de potencia a la salida, mismos que permiten formar la red de alimentación. Se lo realizará en partes separadas debido al alto costo computacional que esta simulación requiere. Los resultados obtenidos se los comparará entre sí con el objetivo de conseguir un buen nivel en ancho de banda y una buena adaptación. Se incluye gráficas de los resultados, conclusiones obtenidas y las recomendaciones a considerar.

PALABRAS CLAVE: Banda X, SIW (Guía de onda integrada en sustrato), TEM, TM, TE, microstrip, stripline, AB (ancho de banda), guía de onda, parámetros S_{ij} .

ABSTRACT

In this curriculum integration work, we will implement a power network of one input port with four output ports, which will be formed from 1:2 power dividers. The operating band to be worked is the X-band corresponding to a frequency range from 8.2 GHz to 12.4 GHz.

Chapter 1.- Information and definitions corresponding to the classical rectangular waveguide, as well as the substrate integrated waveguide (SIW) are given. Mathematical formulas are proposed in order to obtain the values of its dimensions for subsequent modeling.

Chapter 2.- Based on the equations presented in Chapter 1, the construction of the classic rectangular waveguide filled with dielectric and the SIW waveguide is carried out, in order to demonstrate that their performance characteristics are very similar. The implementation of the 1:2 power splitter will be followed by the design of the arms to connect the output ports of the input splitter to the output splitters to form the power network with SIW technology.

Chapter 3.- With the structure modeled in 3D we proceed to obtain the results using the electromagnetic simulation software. The results will be optimized in terms of the level of adaptation, insertion and return losses, using the dispersion parameters. The main variations to be made in terms of optimization are in the structure of the 1:2 power divider and in the arms (elbows) that connect the power dividers to the output, which allow the power network to be formed. This will be done in separate parts due to the high computational cost that this simulation requires. The results obtained will be compared with each other in order to achieve a good bandwidth level and a good adaptation. The results, conclusions obtained and recommendations to be considered are included in the graphs.

KEY WORDS: X-band, SIW (substrate integrated waveguide), TEM, TM, TE, microstrip, stripline, AB (bandwidth), waveguide, S_{ij} parameters.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente los dispositivos, componentes electrónicos y medios de comunicación envían información haciendo uso de los recursos inalámbricos, para lo cual se plantea brindar una solución efectiva al momento de alimentar elementos pasivos, mismos que permitirán establecer una conexión directa, evitando en lo posible la modificación de los parámetros de propagación [1] [2] [3]. En estos años la cantidad de estructuras para producir radiación de ondas electromagnéticas con sustratos dieléctricos es muy efectiva, ya que al usar este tipo de materiales facilita la fabricación de elementos pasivos, como antenas y divisores de potencia a un reducido costo [1] [2].

Para el desarrollo del presente trabajo la tecnología con la que se trabajará es SIW (Substrate Integrated Waveguide) debido a sus características similares a las de una guía de onda rellena con material dieléctrico [1] [4]. La banda en la que se plantea trabajar es la banda X que comprende de los 8.2 GHz a 12.4 GHz [5]. El sustrato que se utilizará es el Rogers 4003C con una permitividad de 3.55 y espesor de 1.524 mm según los datos que proporciona su fabricante [6]. El esquema principal que se abordará es la implementación de divisores de potencia para crear redes de alimentación y con ellas poder generar la excitación a un arreglo de antenas [2] [7]. Se tiene en consideración que con los divisores de potencia se puede obtener n salidas a partir de una entrada y repartiendo la potencia en cada uno de sus puertos [4] [8]. En este caso, utilizando guía SIW se plantea implementar divisores tipo Y, cuyas dimensiones van a depender de las características del material y la frecuencia de operación [7].

Al final se conseguirá una red de alimentación de 1:4 (una entrada y cuatro salidas) formada por divisores de potencia tipo Y simétricos. Para evidenciar el adecuado funcionamiento, a partir de los resultados de las simulaciones se analizarán los parámetros S de la matriz de dispersión.

1.1 Objetivo general

Simular de forma tridimensional una red de alimentación de 1:4 conformada por divisores de potencia 1:2 con tecnología SIW para operar la banda X.

1.2 Objetivos específicos

Los objetivos específicos a desarrollarse en el proyecto son:

1. Diseñar un divisor de potencia 1:2 usando tecnología SIW.
2. Implementar la estructura del divisor de potencia en 3D en el simulador electromagnético.

3. Crear la red de alimentación 1:4 en base a los divisores de potencia 1:2.
4. Analizar los resultados obtenidos por medio de gráficas y los parámetros de la matriz de dispersión.

1.3 Alcance

El proyecto consta de 3 fases, las cuales se detallan a continuación:

1.3.1 Fase teórica

En esta fase se buscará información en artículos, tesis o material didáctico que ayude a comprender el comportamiento y características que presenta la tecnología SIW; así como información relacionada al funcionamiento de los divisores de potencia. A partir de estos conocimientos se podrá comprender el funcionamiento de las diferentes estructuras a diseñar, las cuales operarán en banda X para este caso a 10 GHz.

Se analizarán los parámetros requeridos para calcular las dimensiones y variables que se necesitan para diseñar la estructura que será presentada en simulación. Así mismo, se estudiarán las características y uso del software de simulación electromagnético, mismo que permite estructurar diseños en 3D y presentar los resultados requeridos, como en este caso la matriz de parámetros S.

Se estudiarán los métodos que faciliten modelar la estructura en 3D haciendo uso de parámetros variables, con el objetivo de realizar cambios en el proceso y que los mismos ayuden en el análisis de los resultados.

1.3.2 Fase de diseño y simulación

A partir de los conocimientos adquiridos en la fase teórica se realizará el diseño de la red de alimentación con tecnología SIW haciendo uso de las características del sustrato Rogers 4003C con permitividad de 3.55 y espesor de 1.524 mm. En primera instancia se modelará un divisor de potencia 1:2 con tecnología SIW en el software de simulación electromagnético, realizando el proceso de optimización y simulación para verificar el correcto funcionamiento. Posterior a la obtención de resultados, se procederá a implementar la red de alimentación 1:4 haciendo uso de 3 divisores de potencia 1:2.

Una vez concluida la fase de diseño y modelación se hará uso de todos los recursos necesarios para optimizar el funcionamiento y simulación de la estructura final, para cumplir con el objetivo de llegar a la frecuencia de trabajo establecida.

1.3.3 Fase de análisis de resultados

Una vez obtenidos los resultados de las simulaciones, se procederá a realizar el análisis completo de los parámetros S a la frecuencia de operación; a partir de los cuales se observará la presencia o no de reflexiones en los puertos de acceso y el nivel de señal transmitida.

1.4 Marco teórico

1.4.1 Evolución de las tecnologías

Mediante la evolución constante que han tenido las líneas de transmisión, se ha logrado desarrollar nuevos dispositivos y técnicas que facilitan la optimización del software y hardware en los sistemas de comunicaciones. Pues, desde el año 1873 desde que James Clerk Maxwell formuló la teoría electromagnética a través de un planteamiento matemático complejo [5] [9]. Estas fórmulas fueron estudiadas por el profesor alemán Heinrich Hertz luego de 20 años. En el cual se realizaron varias pruebas experimentales para demostrar que se puede generar, recibir y propagar ondas electromagnéticas. No es si no hasta el año de 1930, en que por primera vez se involucran a las secciones transversales, pues se llega a la conclusión de que más prácticas resultan las guías de onda rectangulares, ya que su análisis es más sencillo [5].

Luego de culminar la Segunda Guerra Mundial en el cual la guía de onda rectangular se consolidó como la estructura de guiado de onda dominante, surge la necesidad de encontrar componentes que ayuden a incrementar el ancho de banda, por estas circunstancias se lleva a cabo el estudio del cable coaxial en los años de 1950. Este nuevo componente ofrecía características de transmisión dominantes (sin frecuencia de corte y con mayor ancho de banda), que a pesar de disminuir su tamaño respecto a las guías de onda se encuentran con el problema de una difícil fabricación [5] [9]. Años más adelante, mediante varios experimentos al intentar evolucionar la línea coaxial, mediante el aplanamiento del conductor central y la transformación del conductor externo en una caja; y la retirada las paredes laterales exteriores. Queda como resultado una estructura con las paredes superior e inferior (línea stripline) como se muestra en la Figura 1.1.

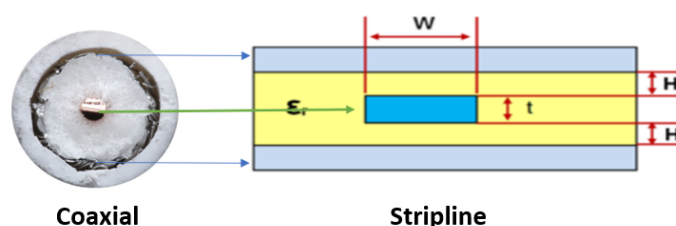


Figura 1.1. Creación de la Línea Stripline a partir del Coaxial [9].

Posteriormente, se obtiene una variación de esta misma idea (Línea stripline), retirando el conductor superior, dejando únicamente el conductor central sobre un dieléctrico mismo que se apoya sobre el conductor inferior. A este avance se lo denominó microstrip, el cual se lo representa en la Figura 1.2.

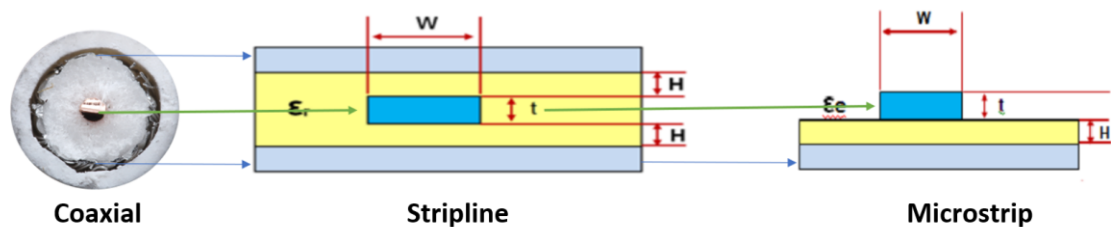


Figura 1.2. Creación de la Línea Microstrip a partir de la línea Stripline [9].

Al obtener resultados técnicos se conoce que la línea stripline tiene una impedancia característica y a velocidad de fase que no varía con respecto a la frecuencia para el modo de propagación TEM. Mientras que la línea microstrip va a tener una variación de la velocidad de fase, así como su impedancia frente a la variación de frecuencia [5].

Frente a las diversas desventajas que se presentan en las tecnologías microstrip y stripline, para el año de 1994 se crea una nueva versión, que además de ofrecer menos pérdidas superficiales, pérdidas por dieléctrico, garantiza que se puedan construir con un peso más ligero y a bajo costo. Esta nueva tecnología se la conoce como Sustrato Integrado de Guía de Onda (SIW _ Substrate Integrated Waveguide), nombre curioso en el cual da a entender que se lo construye mediante una guía de onda dentro del sustrato dieléctrico [1] [2] [9]. La tecnología SIW está diseñada específicamente para trabajar en altas frecuencias, pero haciendo uso de componentes de reducido tamaño y que brindan facilidad de moldear [1] [2].

1.4.2 Modos de propagación

Mediante el modelo matemático que ofrecen las ecuaciones de Maxwell, que son el recurso principal para explicar cómo se produce la propagación de ondas electromagnéticas por medio de las líneas de transmisión [5] [9]; se toma en consideración que, al existir propagación con los diferentes modos, vamos a tener componentes de campo eléctrico y componentes de campo magnético en las direcciones x , y , z . Las cuales se las puede clasificar en modo transversal electromagnético (TEM), modo transversal eléctrico (TE), modo transversal magnético (TM) y modos de propagación híbridos en los cuales va a existir componentes de campo eléctrico y campo magnético en la misma dirección de propagación [3] [5] [10]. Cada uno de estos modos se los detalla a continuación:

1.4.2.1 Modo transversal electromagnético (TEM)

Los modos de propagación TEM se caracterizan por no tener componentes de campo eléctrico y magnético en el eje de propagación, ya que como su nombre lo indica ambas componentes van a estar presentes como campos transversales al sentido de propagación [5] [9]. Una característica fundamental que se debe tener en consideración es que para que se pueda soportar este modo de propagación se debe tener dos o más conductores, los cuales de manera teórica pueden propagar todas las frecuencias en el modo dominante [5] [9].

1.4.2.2 Modo transversal eléctrico (TE)

El modo de propagación TE se caracteriza por no tener ninguna componente de campo eléctrico en la dirección de propagación (eje longitudinal) mientras que si tendrá la componente de campo magnético [5]. Y como su nombre lo indica existirá componente de campo eléctrico transversal a la dirección de propagación, mientras que no dispondrá campo magnético transversal a la dirección de propagación. La principal característica que se puede mencionar es que está presente en guías de onda, las cuales tienen un solo conductor [5] [9].

1.4.2.3 Modo transversal magnético (TM)

El modo de propagación TM se caracteriza por no tener ninguna componente de campo magnético en la dirección de propagación o eje longitudinal, mientras que si tendrá la componente de campo eléctrico [5]. Y como su nombre lo indica existirá componente de campo magnético transversal a la dirección de propagación, mientras que no dispondrá campo eléctrico transversal a la dirección de propagación. La principal característica que se puede mencionar es que está presente en guías de onda, las cuales tienen un solo conductor [5] [9].

1.4.2.4 Modo híbrido

El modo de propagación híbrido se caracteriza fundamentalmente por tener componentes de campo eléctrico y campo magnético en la dirección de propagación [9]. En el presente trabajo se hará uso de la tecnología SIW para lo cual es necesario poder entender cómo actúan los modos de propagación [5]. Al considerar que se trata de un tipo especial de guía la cual va a soportar únicamente el modo TE, mientras que los modos TM no van a poder ser guiados [1].

1.4.3 Guías de onda

Son estructuras o dispositivos que son utilizados principalmente para propagar ondas electromagnéticas en su interior [3] [5]. Ya que pueden ser estructuradas por medio de materiales conductores de forma elíptica, circular o rectangular. Su operación se basa en un solo modo de propagación a un ancho de banda requerido y los modos de orden superior son atenuados [9].

1.4.3.1 Guía de onda rectangular

Mediante este medio de transmisión se logra propagar ondas electromagnéticas de un rango de frecuencia que va desde el 1 GHz hasta aproximadamente los 200 GHz [3] [10]. Al ser construidas de un solo tipo de material los modos que puede soportar son TE y TM. El modo fundamental en esta guía de onda es el TE₁₀ [1] [3] [10]. Se considera que la guía de onda rectangular es la más usada, debido a que su estructura es relativamente fácil de implementar, potencia alta y bajas pérdidas [2].

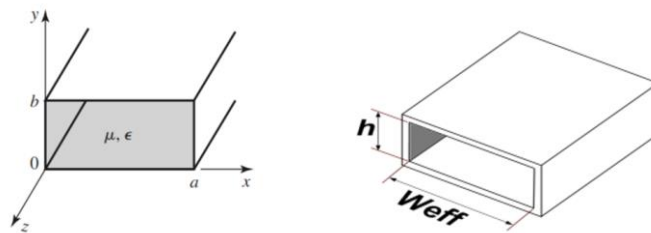


Figura 1.3. Vista frontal de un guía de onda rectangular [5] [2].

Se sabe que la guía de onda está rellena con un material de permitividad y su permeabilidad, las medidas a en el eje X y b en el eje Y respetan la convención estándar de $a > b$ [1] [3] [10].

Las fórmulas con las cuales se hallan las componentes fundamentales como la frecuencia de corte y longitud de onda se presentan a continuación:

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

Ecuación 1.1. Frecuencia de corte para una guía de onda rectangular [1] [10].

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

Ecuación 1.2. Longitud de onda para una guía de onda rectangular [1] [10].

1.4.3.2 Guía de onda SIW (Substrate Integrated Waveguide)

Se basa en la implementación de una guía de onda rectangular inmersa en sustrato dieléctrico, en la cual sus paredes conductoras son agrupaciones de postes metalizados [2]. Mediante esta tecnología es factible construir las guías para trabajar en rangos de microondas, así como ondas milimétricas [1] [2]. Una de las ventajas que se puede mencionar es que son de bajo costo y permiten la construcción de transiciones con gran ancho de banda, las cuales serán compatibles con los circuitos integrables planares [2].

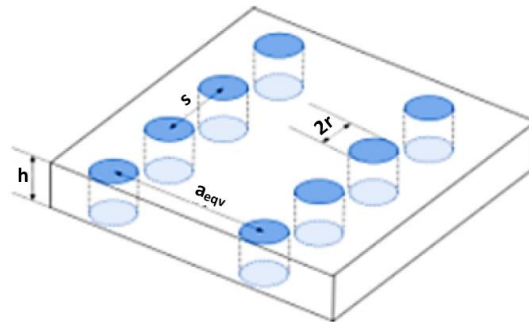


Figura 1.4. Guía de onda SIW [2].

Los parámetros más importantes para el diseño y construcción de una guía de onda SIW son el diámetro que van a tener los postes metalizados ($2r$), separación entre postes contiguos (s), dieléctrico de espesor (h), ancho de equivalente de la guía (a_{eqv}) y la permitividad relativa del dieléctrico (ϵ_r) [1] [10]. Lo cual produce el efecto de confinar las ondas electromagnéticas en su interior. Se las puede usar principalmente para trabajar con frecuencias altas con bajas pérdidas de conducción y buena recepción de la señal transmitida y recibida [1] [3].

1.4.3.2.1 Estructura de la guía de onda SIW

Como se puede visualizar en la Figura 1.5. La guía de onda SIW va a constar de 2 placas paralelas conductoras y dos filas de postes metálicos, los cuales representarán las paredes por donde se van a propagar las ondas electromagnéticas [3] [10] [2].

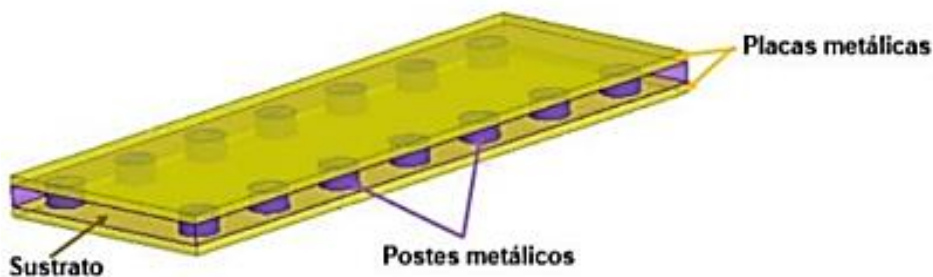


Figura 1.5. Estructura física de una guía de onda SIW [3].

Las características y parámetros que se menciona en la definición SIW, lo podemos visualizar de manera más clara en la Figura 6. En donde se encuentra de manera detallada cada variable a utilizar. La parte morada representa el sustrato que vamos a utilizar y el conjunto de cilindros son los postes metálicos [3].

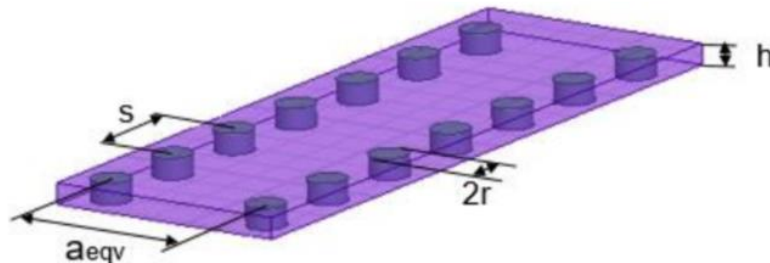


Figura 1.6. Variables de los parámetros para una guía de onda SIW [3].

Las consideraciones que se debe tener al construir la guía de onda es que el valor del radio de cada poste metálico y la separación que existe entre cada uno de ellos no debe ser muy grande, ya que las consecuencias que se obtienen es la fuga de las componentes de campo eléctrico [1] [3].

1.4.3.2.2 Modos de propagación en SIW

Al considerar a la guía SIW como un tipo especial de las guías de onda rectangular, se tomará en cuenta que los modos de propagación que van a estar presentes en la guía no serán todos, esto se debe a que sus paredes laterales están formadas por postes que tienen una determinada separación y estas provocan que no puedan circular corrientes en la dirección longitudinal de la propagación [3] [7]. Pero las componentes de corriente van a circular sin ningún tipo de problema en la componente transversal. Es por este motivo que las guías SIW, únicamente van a soportar los modos de propagación TE. Ya que, si se piensa realizar un análisis con el modo TM, se llega a la conclusión que se producirán corrientes superficiales de forma longitudinal, lo cual produce que las corrientes transversales sufran cortes obteniendo de esta forma pérdidas grandes producidas por la radiación [7].

Las expresiones que se van a emplear para establecer una adecuada equivalencia entre la guía SIW y la guía rectangular clásica rellena de dieléctrico; debido a sus características tanto electromagnéticas y físicas considerando que el margen de error va a ser del 5% [7]; son las que se presentan a continuación. Para iniciar se consideran las características del material con el que se va a trabajar, principalmente el grosor y la permitividad que a lo largo del documento tendrá una nomenclatura de h y ϵ_r , respectivamente. Se debe establecer la frecuencia de corte f_c con la cual se define la

frecuencia mínima de trabajo [1] [3] [10] [7]. Una vez establecidos estos parámetros se procede a realizar el planteamiento de la fórmula que permite calcular el a_{eqv} de la guía SIW.

$$a_{eqv} = \frac{c}{2f_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

Ecuación 1.3. Ancho equivalente de una guía SIW [1] [10].

Se calculan también los valores como el radio de los postes, la separación entre postes, ancho equivalente de la guía. Pero para llegar a estos parámetros hacemos uso de la Ecuación 1.2 planteada anteriormente y con ello hallamos la longitud de onda [1] [3].

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}}$$

Ecuación 1.4. Longitud de onda en la guía SIW [1] [10].

A partir de estos resultados establecemos las siguientes consideraciones con respecto a la obtención de nuevos resultados para la estructura de la guía SIW.

Para obtener el valor del radio de los postes se debe considerar que se cumpla con la siguiente relación:

$$2r < \frac{\lambda_g}{10}$$

Ecuación 1.5. Radio de los postes metálicos en la guía SIW [1] [10].

Y para la separación de los postes se considera que:

$$s \leq 4r$$

Ecuación 1.6. Valor de la separación de los postes [1] [10].

Finalmente, para lograr obtener el resultado del ancho que va a tener nuestra guía SIW, utilizamos la siguiente expresión:

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

Ecuación 1.7. Valor de la separación de los postes [1] [10].

1.4.4 Divisores de potencia

A los divisores de potencia se los considera uno de los componentes pasivos más importantes en circuitería de microondas. Ya que son dispositivos cuya función principal es repartir la potencia que reciben en su puerto de entrada hacia los N puertos de salida [4] [8]. Para poder aplicar los diferentes divisores de potencia es necesario que se disponga de amplitud y fase con características similares desde el puerto de entrada hasta los puertos de salida que disponga. Se debe en lo posible evitar las pérdidas de retorno y para ello el puerto de entrada deberá tener un buen acoplamiento [4] [8]. Para divisores de potencia tradicionales y para la tecnología SIW se los puede dividir en dos categorías principales como el divisor de potencia tipo T y el tipo Y.

1.4.4.1 Divisor de potencia tipo T

Con este tipo de divisores se puede implementar para la división de potencia equitativa, misma que dispone de una estructura simple y sobre todo simétrica. En la estructura se puede visualizar que, por medio de una vía ubicada en el centro, misma que tendrá la función de un poste de adaptación inductivo y debido a su ubicación simétrica en el eje central se puede realizar la división de potencia de manera equitativa (igual) [8].

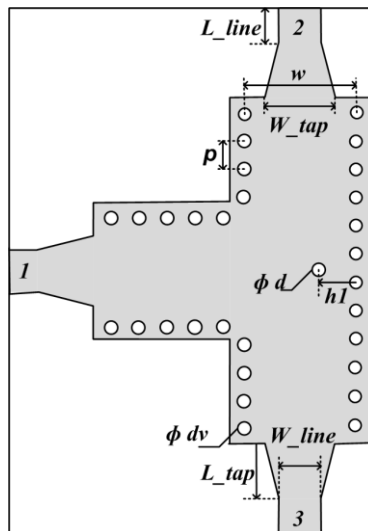


Figura 1.7. Divisor de potencia tipo T (SIW) [8].

1.4.4.2 Divisor de potencia tipo Y

Este tipo de divisores van a tener una ventaja significativa con respecto a los divisores de potencia tipo T, ya que dispone de salidas adyacentes que se basan en una estructura básica conformada por paredes que mediante una transición fija en el cual se van a situar los brazos tanto de entrada y de salida para mejorar el ancho de banda del sistema [8].

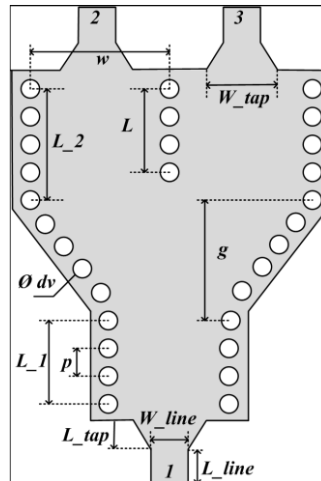


Figura 1.8. Divisor de potencia tipo Y (SIW) [8].

1.4.5 Redes de alimentación

Las redes de alimentación son un factor fundamental en el diseño de arreglos antenas, debido a que sin una estructura eficiente de alimentación estas no funcionarán de manera adecuada. Para que una antena radie de forma correcta a la frecuencia con la que se desea trabajar, es necesario hacer uso de los diferentes métodos de alimentación [11] [12]. En el ámbito de radiofrecuencia podemos hallar diferentes métodos de alimentación de una antena, por lo cual, al diseño del presente trabajo se enfoca en el método de alimentación directa, la cual consiste en tener contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena [12]. Con la finalidad de alimentar a un arreglo de cuatro antenas se procede a realizar el diseño de la red de alimentación tomando en cuenta que se tendrá una entrada; en este caso se considera una red de alimentación en paralelo.

La red de alimentación en paralelo se caracteriza básicamente por contar con un único puerto de entrada el cual se conectará con 2^n puertos de salida ubicados de forma paralela según sea el requerimiento del diseño [11]. Este diseño se lo realizará mediante el uso de tres divisores de potencia tipo Y de 1:2.

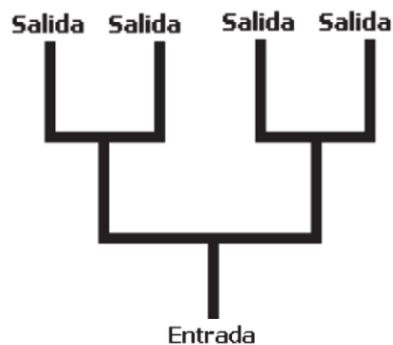


Figura 1.9. Red de alimentación en paralelo [11].

2. METODOLOGÍA

La implementación de la red de alimentación se basa en divisores de potencia, mismos que podrán ser implementados mediante la resolución de fórmulas matemáticas detalladas en el marco teórico del presente documento. Además, de tomar como base principal el funcionamiento y diseño de la estructura de una guía SIW, respetando los parámetros y características fundamentales para obtener los resultados deseados, en cuanto al acoplamiento, frecuencia de operación, bajas pérdidas y estructura en 3D [1] [2] [3] [10].

La simulación e implementación de nuestro modelo se lo va a trabajar en ANSYS HFSS, pues este es un software de simulación electromagnética en 3D [10] [13]. Sirve exclusivamente para realizar diseños de componentes electrónicos que trabajan a altas frecuencias, por ejemplo, los componentes que se pueden fabricar son conectores, filtros, antenas, componentes de RF, placas de circuito impreso, etc. Es por este motivo que alrededor del mundo es un software muy utilizado, debido a que está directamente relacionado al campo de simulación electromagnética [13].

En primera instancia se procederá a realizar los cálculos necesarios para obtener una guía SIW (diámetro de los postes, distancia entre postes y ancho equivalente). Luego se procederá a realizar la implementación de un divisor de potencia de 1:2 tipo Y [1] [3]. El siguiente paso consiste en realizar los brazos con la estructura de guía SIW para unir al primer divisor de potencia con la réplica de dos divisores de 1:2, así se llega a cumplir con el objetivo de implementar en el simulador una red de alimentación 1:4 [1] [4].

Los resultados que nos brinde la simulación nos permitirán establecer nuevos valores con los cuales se podrá corregir la adaptación, propagación de ondas y el nivel de potencia que deseamos obtener.

2.1 Requerimientos del diseño

La red de alimentación de 1:4 a construir, según los requerimientos del diseño del proyecto debe cumplir las condiciones para que trabaje a la frecuencia de operación en banda X, utilizando como base los divisores de potencia 1:2 tipo Y con tecnología SIW en material dieléctrico Rogers RO4003C (ANEXO 1) [2] [3] [6].

Como primer paso se va a realizar el diseño y modelamiento de una guía de onda rectangular clásica y su equivalente en guía de onda SIW. La finalidad de realizar estos diseños es poder verificar que los valores con los que vamos a trabajar sean los correctos.

2.2 Diseño de una guía de onda rectangular.

Los datos que conocemos para poder realizar la guía de onda rectangular con el material Rogers RO4003C se lo detalla en la Tabla 2.1. En la Figura 2.1 se puede visualizar la ubicación de cada una de las componentes como el grosor del dieléctrico (h), el largo de la guía de onda (L), el ancho de la guía de onda rellena del material dieléctrico (a_d).

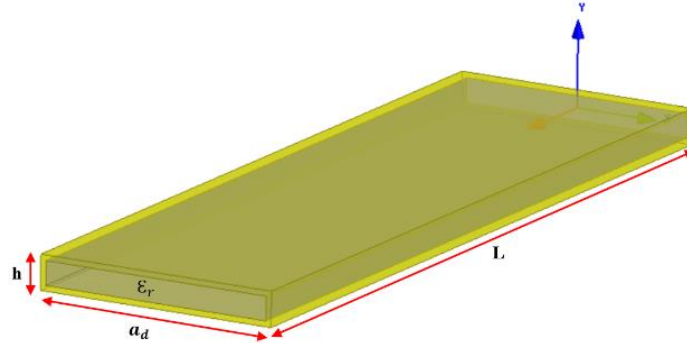


Figura 2.1. Guía de onda rectangular rellena de material dieléctrico.

2.2.1 Dimensiones de la guía rectangular

Los cálculos que se realizan a continuación permiten determinar las dimensiones exactas con las que se procederá a modelar la guía de onda. Para poder construir una guía de onda rellena con material dieléctrico es necesario tomar como referencia una guía de onda estándar que trabaje en banda X con un rango de frecuencia de 8.20 GHz – 12.4 GHz con medidas de $a = 22.86 \text{ mm}$ y $b = 10.16 \text{ mm}$. Con lo cual obtenemos que $a = a_0$ y se calcula la frecuencia de corte mediante la Ecuación 2.1.

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

Ecuación 2.1 Longitud de onda para una guía de onda rectangular [1] [10].

$$f_c = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 * (28.50 \times 10^{-3} \text{ m})}$$

$$f_c = 5.27 \text{ GHz}$$

Con el resultado obtenido de la frecuencia de corte (f_c), el valor (a_0) de la guía de onda estándar y la permitividad del sustrato (ϵ_r) se procede a realizar el cálculo del ancho la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico.

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

Ecuación 2.2 Relación de medidas de ancho en guía de onda rectangular. [1] [10]

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

$$a_d = \frac{1}{\sqrt{3.55}} * 28.50 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$a_d = 15.1 \text{ mm}$$

Tabla 2.1: Diseño de la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico con sus valores.

Variables	Parámetros	Valor
a_0	Ancho de la guía de onda rellena de aire	28.50 mm
a_d	Ancho de la guía de onda rellena de dieléctrico	15.1 mm
L	Largo de la guía de onda	100 mm
E_r	Permitividad del dieléctrico	3.55 mm
h	Grosor del dieléctrico	1.524 mm
f_c	Frecuencia de corte	5.27 GHz

Con los parámetros y variables establecidas en la Tabla 2.1, se realiza la implementación de la guía de onda clásica en el software de simulación electromagnética, obteniendo un resultado como se muestra en la Figura 2.2.

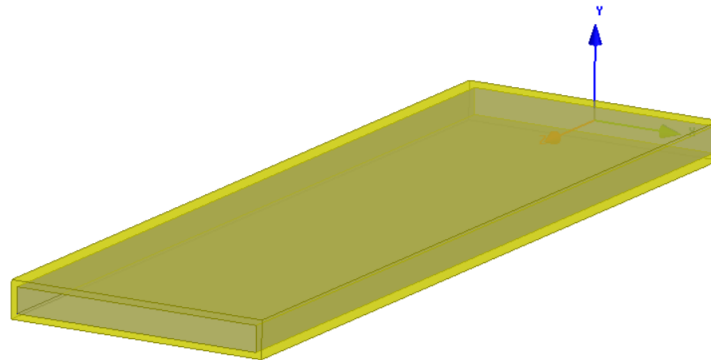


Figura 2.2. Guía de onda rectangular implementada en HFSS.

Al realizar la simulación del modelo implementado se analizan los resultados de la matriz de dispersión, en este caso en las Figura 2.3 y 2.4 se visualizan las gráficas pertenecientes a los parámetros S11 y S21.

El parámetro S11 nos da la información de las pérdidas de retorno y el S21 de las pérdidas de inserción [14]. A partir de estos resultados, se puede visualizar el rango de frecuencia en el que podemos trabajar. Así se muestra en la Figura 2.3 y 2.4.

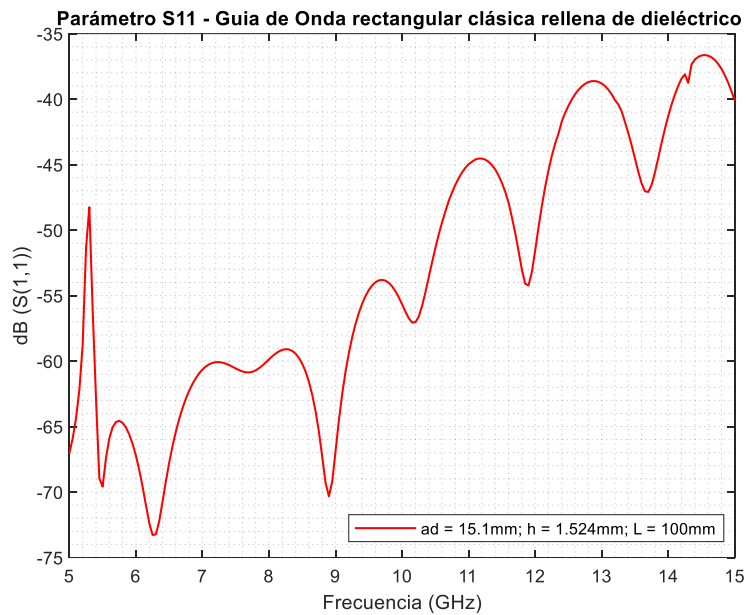


Figura 2.3. Parámetro S11 de la guía rectangular rellena de dieléctrico.

Además, podemos visualizar que la frecuencia de corte teórica coincide con la frecuencia de corte simulada. Este valor lo podemos visualizar en la Figura 2.4.

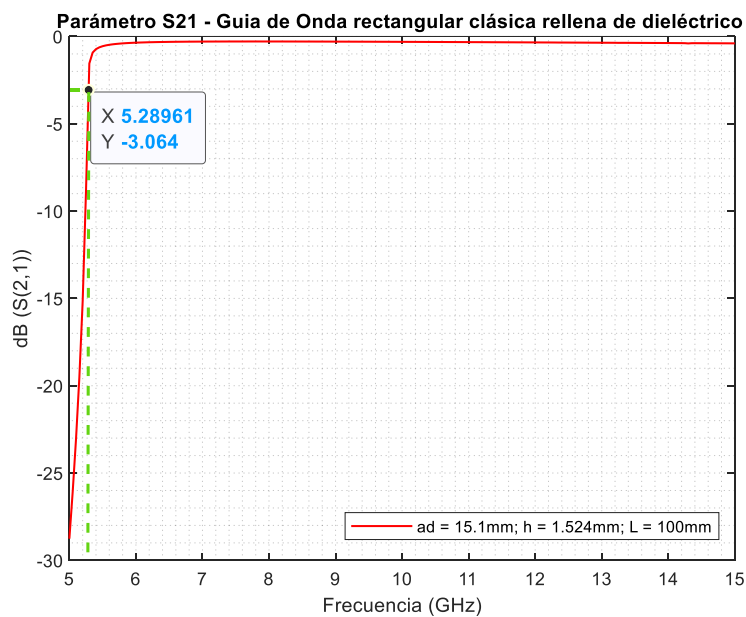


Figura 2.4. Parámetro S21 de la guía rectangular rellena de dieléctrico.

Otro de los resultados que el software de simulación electromagnético permite visualizar es la distribución de campos que se tiene dentro de la estructura. Es por este motivo que se presenta en la Figura 2.5 la distribución del campo eléctrico que circula dentro de la guía de onda. En la Figura 2.6 se observa la representación del campo eléctrico de forma vectorial. Es importante la representación de este tipo de datos dentro del desarrollo del

trabajo, ya que mediante estos se puede tener una visión general de lo que se está planteando y de esta forma tener una mejor comprensión del funcionamiento de las guías de onda.

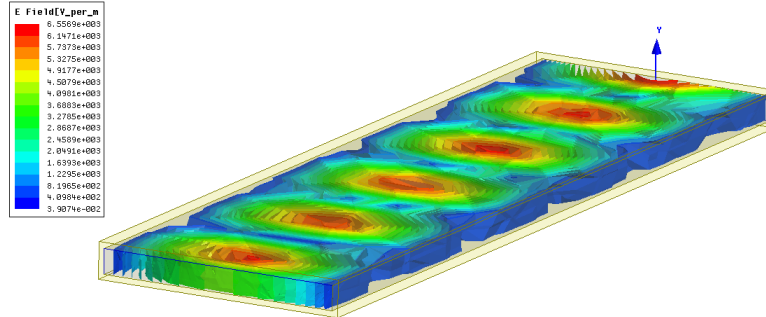


Figura 2.5. Distribución del campo eléctrico en una guía de onda rectangular rellena de dieléctrico.

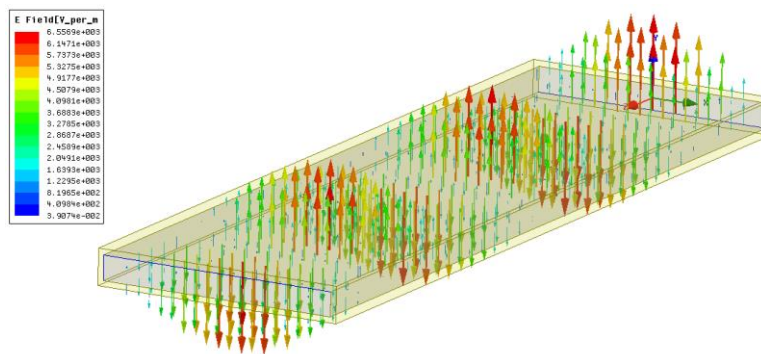


Figura 2.6. Representación del campo eléctrico mediante vectores en la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico.

En la Figura 2.7 se visualiza la sección transversal de la guía de onda con la distribución de la magnitud de campo eléctrico y también la representación de forma vectorial. En donde se puede apreciar que la menor cantidad de energía se encuentra en las paredes laterales y la mayor concentración de energía está en el centro de la guía de onda.

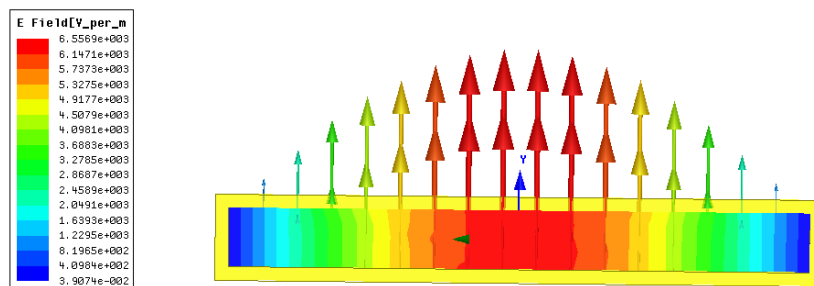


Figura 2.7. Campo eléctrico en la sección transversal de la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico.

2.3 Diseño de una guía de onda integrada en sustrato (SIW).

El proceso de diseño de la guía de onda SIW se basa en la guía de onda rectangular clásica. La principal diferencia es que las paredes laterales metálicas son reemplazadas por postes o vías metálicas, confinando las ondas electromagnéticas dentro de la estructura [1] [2] [3]. Así lo podemos visualizar en la Figura 2.8.

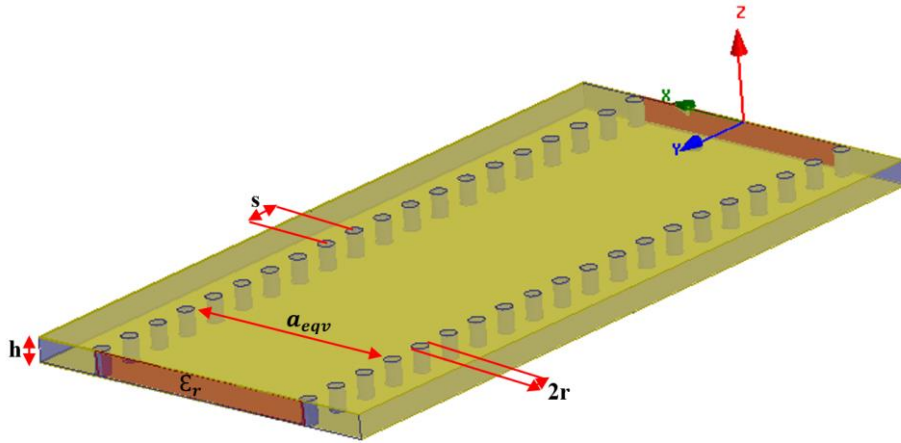


Figura 2.8. Guía de onda SIW y todos los parámetros necesarios para su construcción.

2.3.1 Dimensiones de la guía de onda SIW

Al tener características físicas diferentes respecto a la guía de onda rectangular clásica; es necesario mencionar los parámetros que debemos hallar mediante cálculos para realizar la implementación de la guía de onda SIW. Uno de los principales es el ancho de la guía (a_{eqv}) y la expresión con la cual se puede obtener este valor es a partir de la Ecuación 1.3.

$$a_{eqv} = \frac{c}{2f_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$a_{eqv} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 * 5.27 \times 10^9 \text{ Hz} \sqrt{3.55}}$$

$$a_{eqv} = 15.1 \text{ mm}$$

Un factor fundamental para obtener las dimensiones y separación de los postes es la longitud de onda (λ) la cual se considera a partir de la Ecuación 1.4 en donde:

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{10 \times 10^9 \text{ Hz} \sqrt{3.55}}$$

$$\lambda = 15.92 \text{ mm}$$

Con el resultado obtenido ($\lambda = 15.92 \text{ mm}$), se procede a calcular el valor de la longitud de onda en la guía (λ_g) utilizando la Ecuación 1.2.

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

$$\lambda_g = \frac{15.92 \text{ mm}}{\sqrt{1 - \left(\frac{5.27 \times 10^9 \text{ Hz}}{10 \times 10^9 \text{ Hz}}\right)^2}}$$

$$\lambda_g = \mathbf{18.73 \text{ mm}}$$

A partir de la longitud de onda en la guía (λ_g), se establecen las condiciones para determinar el radio de las vías utilizando la Ecuación 1.5 como se muestra a continuación:

$$d = 2r < \frac{\lambda_g}{10}$$

$$2r < \frac{\lambda_g}{10}$$

$$r < \frac{18.73 \text{ mm}}{20}$$

$$\mathbf{r < 0.93 \text{ mm}}$$

Con este resultado se puede determinar el valor del radio de los postes el cual puede ser menor a 0.93 mm y mediante la Ecuación 1.6 se establece el valor de la separación entre ellos.

$$s \leq 4r$$

$$s \leq 4 * (0.93 \text{ mm})$$

$$\mathbf{s \leq 3.72 \text{ mm}}$$

Con las condiciones calculadas usando las Ecuaciones 1.5 y 1.6 se seleccionan valores acordes a las limitaciones de los equipos que se van a utilizar para la fabricación del prototipo.

El siguiente parámetro que se debe determinar es el ancho de guía SIW, mismo que será calculado utilizando la Ecuación 1.7 donde:

$$a_{siw} = a_{eqv} + 2r + \frac{(2r)^2}{0.95 * s}$$

$$a_{siw} = 15.11 \text{ mm} + 2 (0.5 \text{ mm}) + \frac{(2 * (0.5 \text{ mm}))^2}{0.95 * (2.5 \text{ mm})}$$

$$a_{siw} = 16.53 \text{ mm}$$

Con estos valores es posible realizar la implementación de la guía de onda SIW de manera tridimensional en el software de simulación electromagnético. Para realizar este procedimiento a continuación se presenta en la Tabla 2.2 el resumen de los parámetros de diseño.

Tabla 2.2. Parámetros de diseño de la guía de onda SIW con material dieléctrico Rogers 4003C.

Variables	Parámetros	Valor
a_{eqv}	Ancho de la guía de onda rellena de aire	15.1 mm
a_{siw}	Ancho de la guía de onda rellena de dieléctrico	16.53 mm
E_r	Permitividad del dieléctrico	3.55 mm
H	Grosor del dieléctrico	1.524 mm
h_c	Grosor del cobre conductor	35 μm
r	Radio de los postes metálicos	0.5 mm
s	Separación entre postes contiguos	2 mm
f_c	Frecuencia de corte	5.27 GHz
f	Frecuencia de trabajo	10 GHz

Con los valores detallados en la Tabla 2.2 se realiza el diseño e implementación del modelo en el software de simulación como se muestra en la Figura 2.9

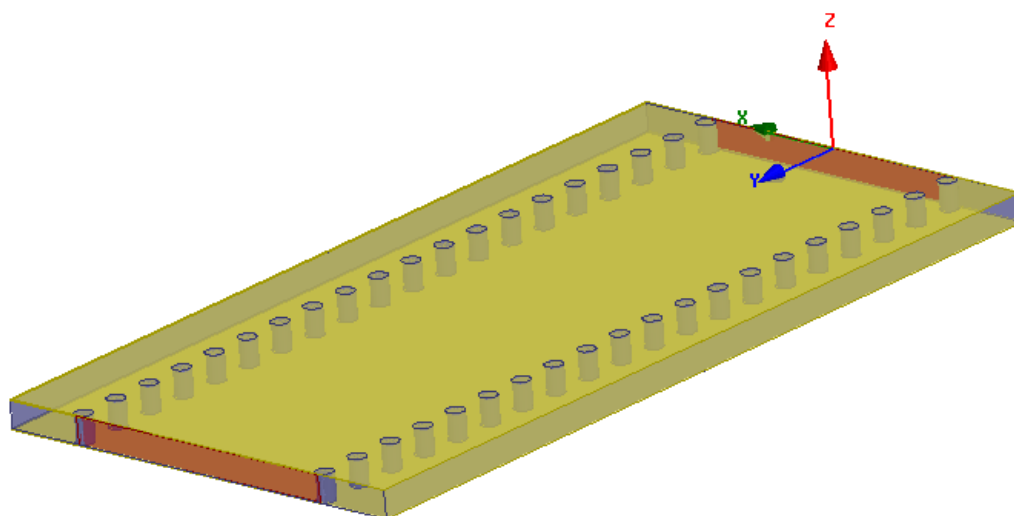


Figura 2.9. Guía de onda SIW implementada en HFSS.

Al igual que en los resultados obtenidos en la simulación de la guía de onda rectangular, se puede visualizar la concentración del campo dentro de la estructura, lo cual nos ayuda a constatar que el funcionamiento es efectivamente el mismo en la guía de onda clásica relleno de dieléctrico. Los resultados se pueden visualizar en las Figura 2.10 y 2.11.

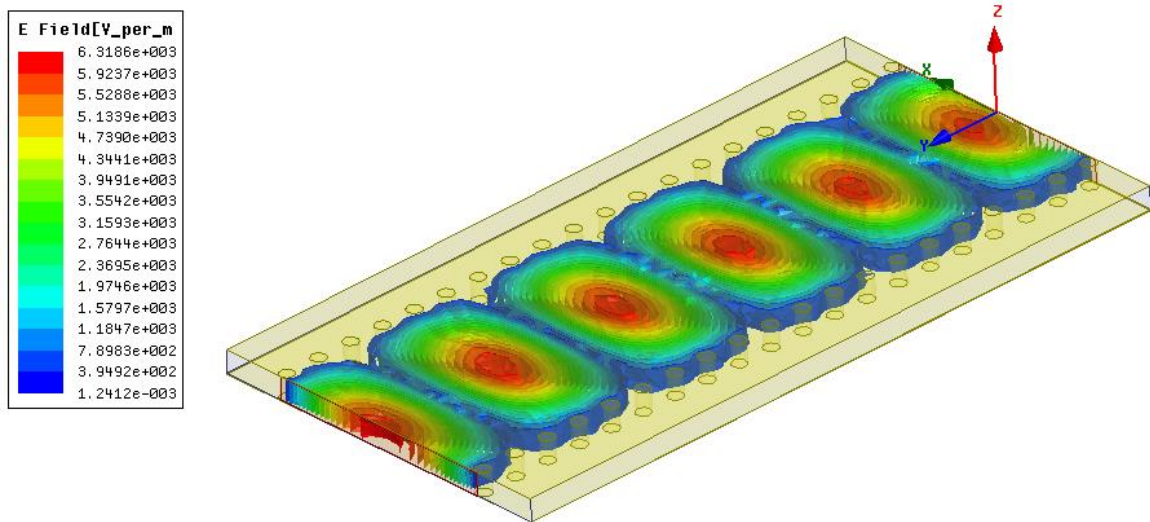


Figura 2.10. Distribución de campo eléctrico en una guía de onda SIW.

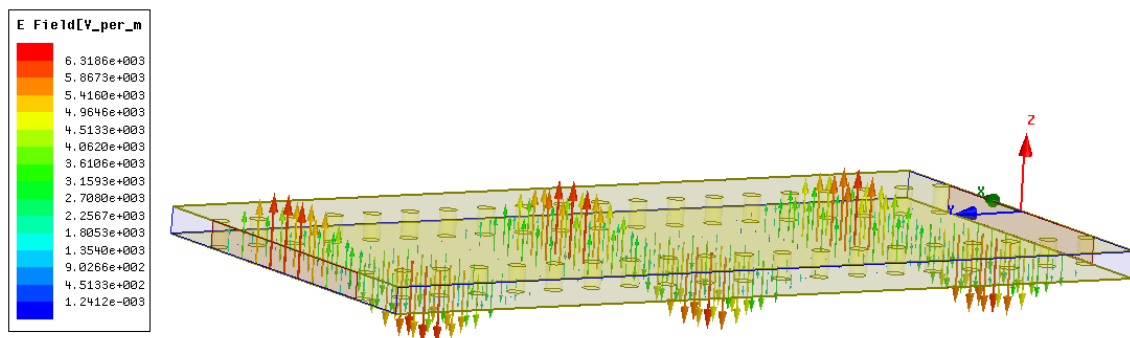


Figura 2.11. Representación de campo eléctrico mediante vectores en la guía de onda SIW.

Las paredes de la guía de onda SIW conformadas por el conjunto de postes o vías, realizan el mismo trabajo que las paredes de la guía de onda rectangular tradicional.

Los resultados de los parámetros de la matriz de dispersión al igual que en la guía de onda rectangular clásica los podemos representar gráficamente. En la Figura 2.12 se observa el coeficiente de reflexión y el ancho de banda en el que podemos trabajar.

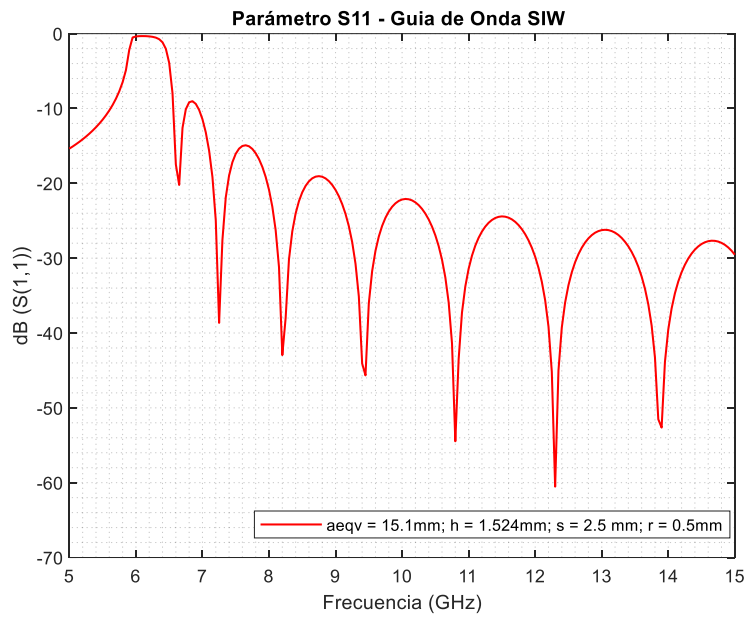


Figura 2.12. Parámetro S11 de la guía SIW.

En la Figura 2.13 observamos que la frecuencia de corte en la guía SIW se corresponde con la frecuencia de corte de la guía de onda clásica rellena de dieléctrico.

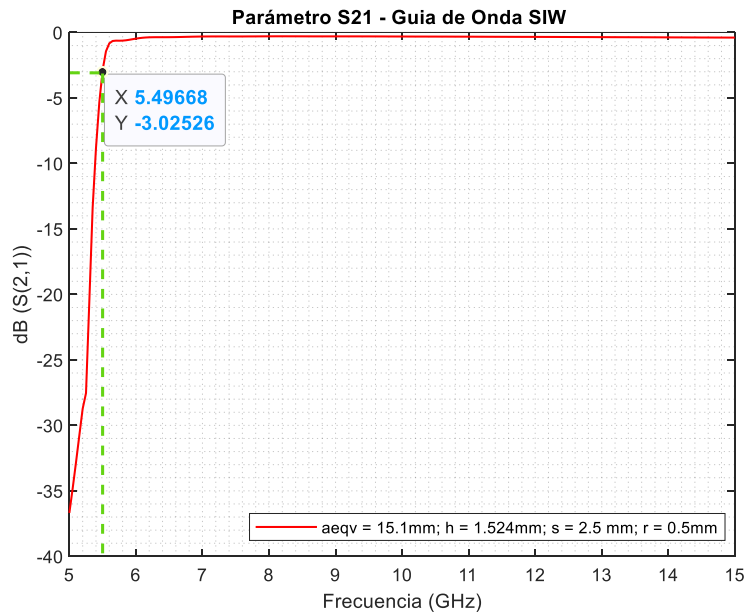


Figura 2.13. Parámetro S21 de la guía SIW.

2.4 Diseño de la red de alimentación

Considerando que, la red de alimentación está formada por una entrada y cuatro salidas. Se realizará en primer lugar el divisor de potencia de 1:2 en base al diseño de la guía de onda SIW y posterior a esto se va a realizar la conexión a los puertos de salida mediante 2 codos inclinados conectados a dos divisores de potencia 1:2 obteniéndose la red de alimentación con cuatro salidas.

A continuación, se procede a realizar paso a paso el modelamiento de cada una de las partes. Debido al alto coste computacional que implicaría simular la estructura completa, se procederá a optimizar de forma independiente cada uno de los componentes (divisor 1:2 y codos)

2.4.1 Divisor de potencia de 1:2

A partir de los parámetros establecidos en la Tabla 2.2 procedemos a realizar el modelado 3D del divisor de potencia en guía SIW. El parámetro principal que debemos considerar es el ancho de guía SIW, como se mencionó en el marco teórico el divisor que se utilizara es el tipo Y, a partir del cual procedemos a construir la red de alimentación. En la Figura 2.14 se muestra el divisor implementado con sus respectivas entrada y salidas en guía SIW. La variable L será el parámetro que se utilizará para optimizar el nivel de adaptación que presente el divisor, para de esta forma garantizar que las pérdidas de inserción sean cercanas a los 3 dB en cada uno de los puertos de salida [1].

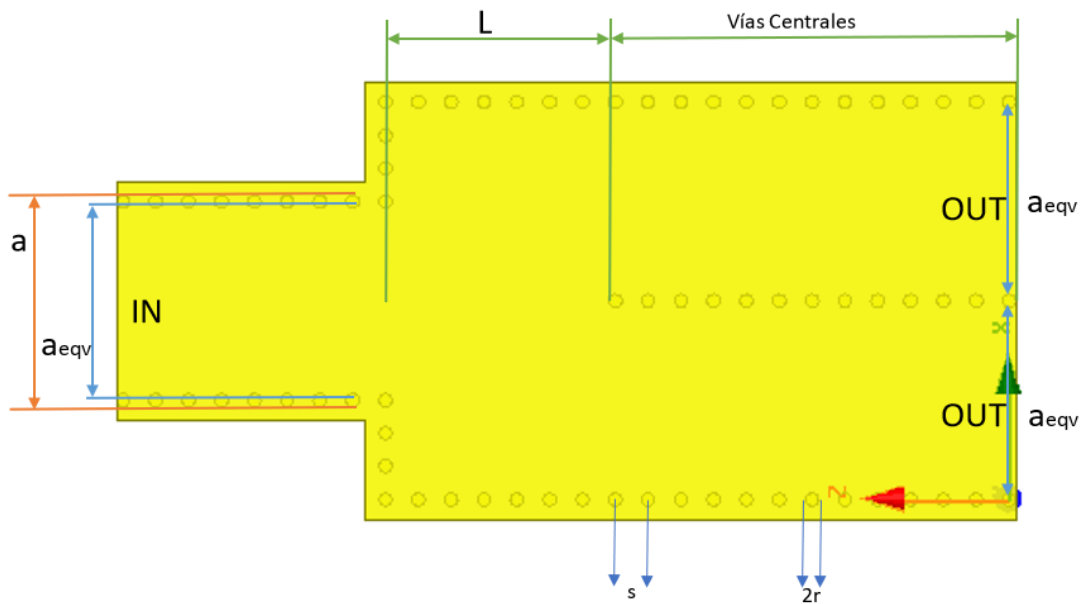


Figura 2.14. Parámetros para el diseño del divisor de potencia tipo Y.

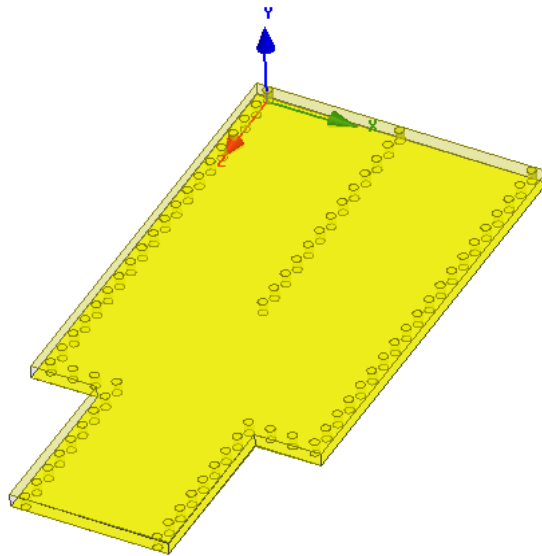


Figura 2.15. Divisor de potencia 1:2 con tecnología SIW.

2.4.2 Divisor de potencia de 1:4

Una vez que se realiza el modelado del divisor de 1:2 se procede a realizar el diseño de los brazos para conectar los puertos de salida del divisor de entrada a los divisores de la salida [1] [4] [8]. Para realizar este proceso se pueden aplicar 2 tipos de codos [1].

Codo 1, es la formación de codos rectos con una esquina biselada a 45°, en el cual los principales parámetros para realizar el diseño es B_1 y L_{C1} mismos que los podemos visualizar en la Figura 2.16(a) [1] [4].

Codo 2, el camino es formado por paredes sin un ángulo de inclinación en específico, pero los valores con los cuales se va realizar el diseño son L_{C2} y L_{C3} . Los cuales van a influir para tener un parámetro S11 adecuado, la estructura muestra en la Figura 2.16(b) [1] [4].

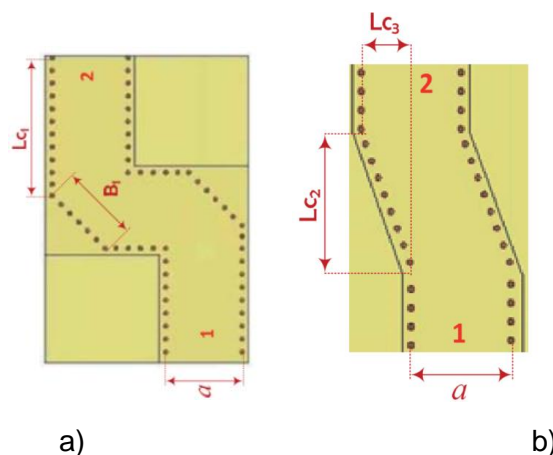


Figura 2.16. a) Codo 1 b) Codo 2 para realizar tramos acotados en redes de alimentación [1].

Para el presente trabajo y por facilidad de implementación se realiza el diseño de la red de alimentación con tramos acotados haciendo uso del tipo de Codo 2 [1]. La implementación la podemos visualizar en la Figura 2.17.

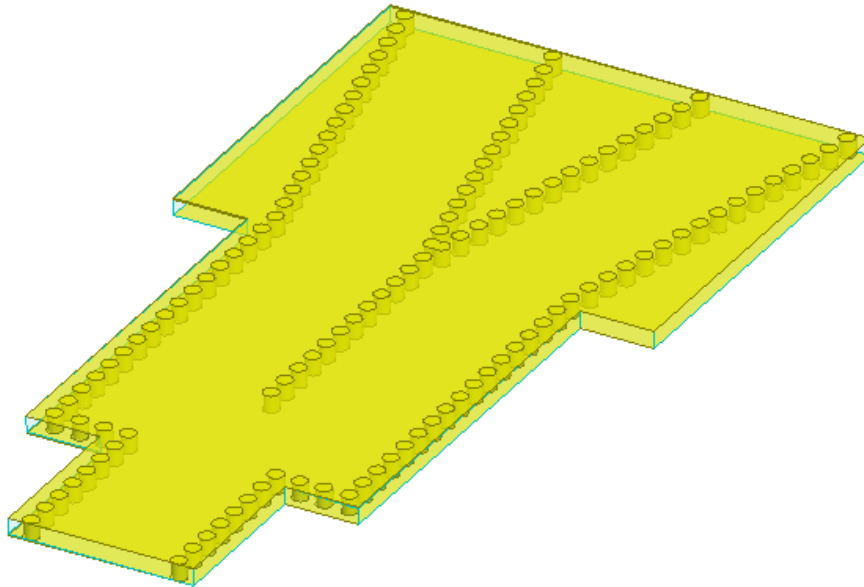


Figura 2.17. Divisor de potencia 1:2 con tramos acotados (Codos 2).

Finalmente se agrega dos divisores de potencia 1:2 en los puertos de salida de los codos implementados dando como resultado la red de alimentación de la Figura 2.18.

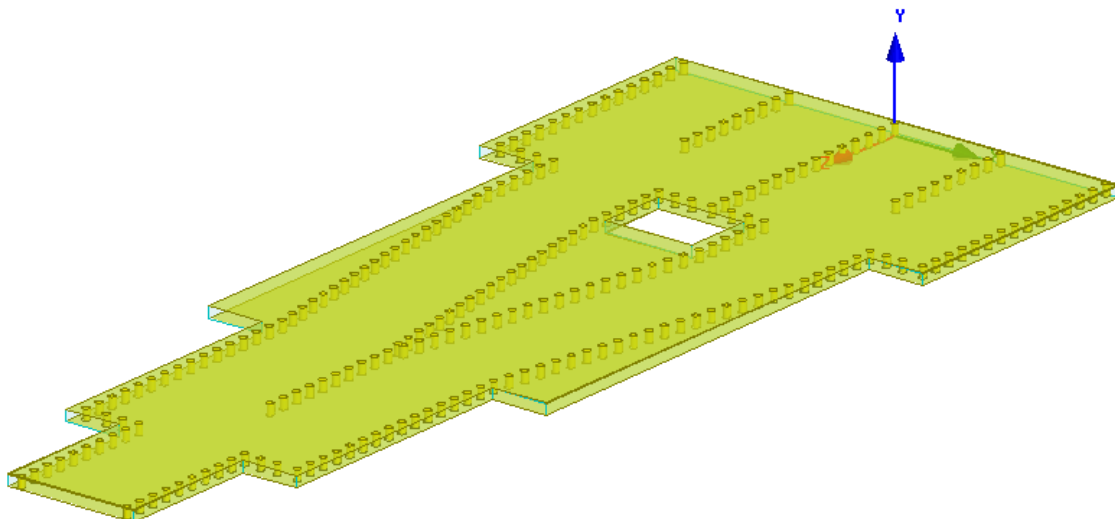


Figura 2.19. Red de alimentación 1:4 con divisores de potencia de 1:2.

3. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 RESULTADOS

Una vez diseñadas y modeladas las estructuras, en este capítulo se presentarán los resultados de las diferentes simulaciones realizadas.

Los parámetros que servirán para ver el adecuado funcionamiento de la red de alimentación serán los que se obtengan de la matriz de parámetros S, es decir el S11 y S21 para cuantificar las pérdidas de retorno y de inserción respectivamente. Mediante las diferentes optimizaciones se busca obtener un ancho de banda adecuado con un buen nivel de adaptación dentro de la banda de trabajo propuesta, específicamente a una frecuencia central de 10 GHz.

Debido al coste computacional que se genera al trabajar con estructuras basadas en SIW (agrupaciones de postes), se procedió a simular y optimizar la red de alimentación por partes. En primer lugar, el divisor de potencia posteriormente las uniones y la red de alimentación al final.

3.1.1 Divisor de potencia 1:2

En la Tabla 3.1 se listan los parámetros utilizados en el diseño y modelado del divisor de potencia, los cuales serán utilizados en el proceso de optimización de los resultados.

Tabla 3.1. Variables de la estructura del divisor de potencia 1:2.

Variable	Parámetros	Valor
a_{eqv}	Ancho de la guía de onda	15.1 mm
h	Grosor del dieléctrico	1.524 mm
esp_cobre	Grosor del cobre conductor	0.035 mm
r	Radio de los postes metálicos	0.5 mm
s	Separación entre postes contiguos	2 mm
Num_vias_laterales	Número de vías laterales	20
Num_vias_centrales	Número de vías centrales	13
Num_vias_principales	Número de vías principales	9

En la Figura 3.1 se pueden apreciar los parámetros utilizados en el diseño y modelado del divisor.

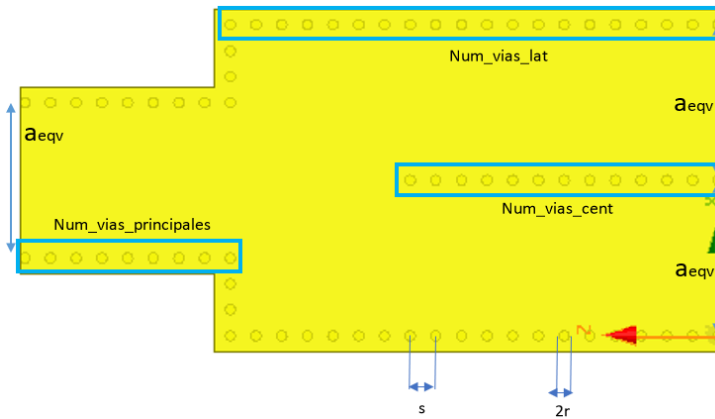


Figura 3.1. Variables del divisor de potencia 1:2.

Los resultados de la simulación del divisor de potencia 1:2 con los valores establecidos en la Tabla 3.1 se presentan a continuación:

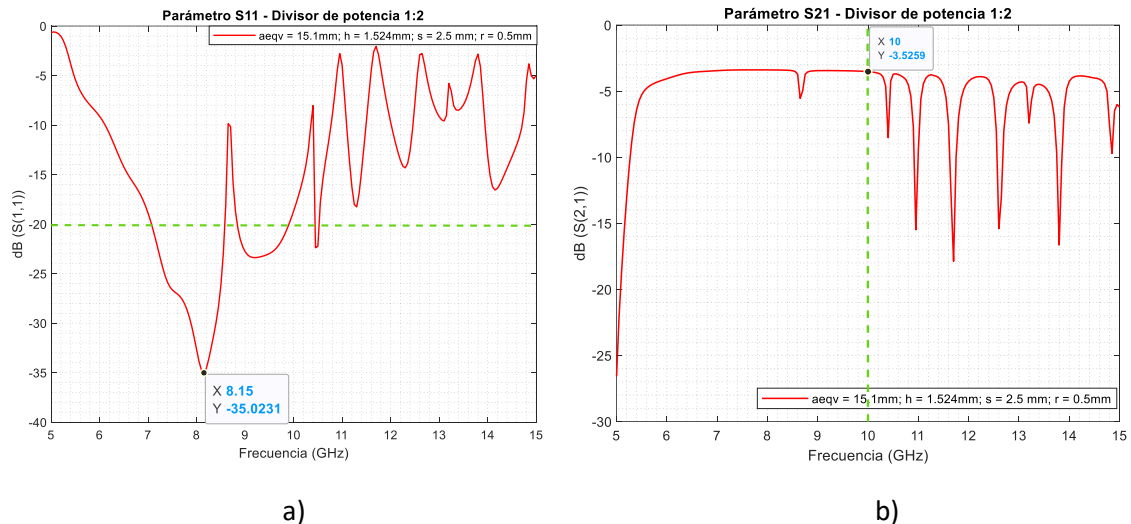


Figura 3.2. Resultados de la simulación del divisor de potencia
a) Parámetro S11 b) Parámetro S21.

Los resultados que se obtienen no son los esperados, en la Figura 3.2 (a) se visualiza que los mejores niveles de adaptación están concentrados en otro rango de frecuencias aproximadamente entre 7 y 8.2 GHz. Considerando que la frecuencia de operación será 10 GHz se procede a optimizar el divisor para mejorar los resultados de los parámetros S11 y S21.

3.1.1.1 Optimización de las variables

- **Número de vías laterales (Num_vias_laterales)**

En este paso se procede a variar el número de vías laterales, para lo cual se tomarán en cuenta los valores descritos en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2. Valores considerados para el número de vías laterales.

Variable	Valor inicial	Valor a optimizar
Num_vias_laterales	20	8
		9
		10
		11
		12

En las Figuras 3.3 (a) y 3.3 (b) se pueden ver los efectos de la variación del número de vías sobre los parámetros S11 y S21.

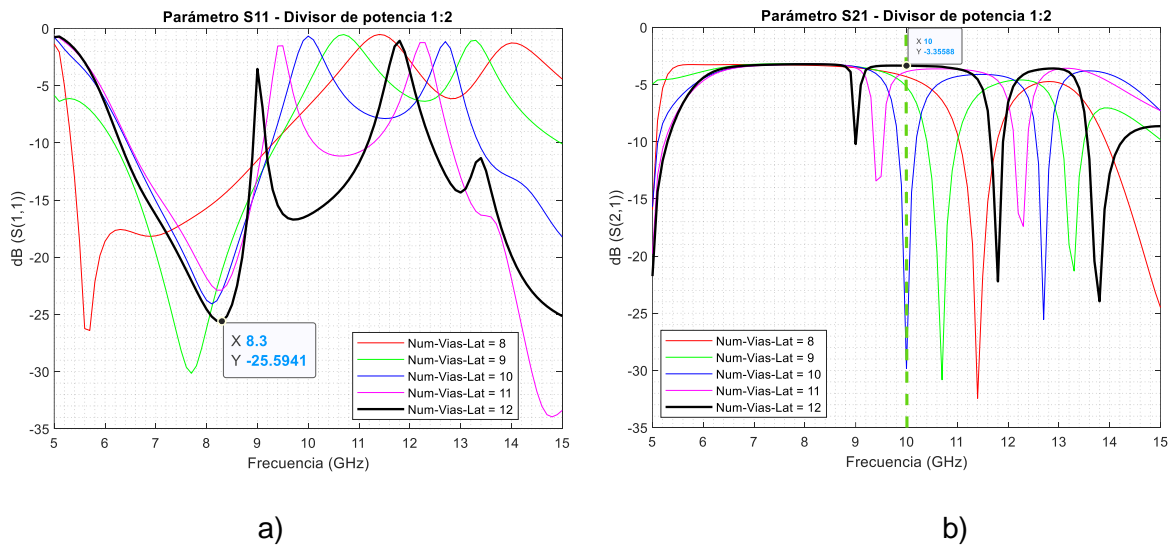


Figura 3.3. Resultados de la variación del número de vías laterales

a) Parámetro S11 b) Parámetro S21

Según los resultados que se presentan en la Figura 3.3 (a), con 12 vías laterales se consigue recorrer la banda de frecuencia del divisor, y como se observa en la Figura 3.3 (b) se mantiene el nivel de las pérdidas de inserción. Sin embargo, los resultados obtenidos todavía no son los adecuados a la frecuencia de 10 GHz.

Con los resultados obtenidos, se procede a modificar el tamaño del divisor 1:2 como se puede ver en la Figura 3.4.

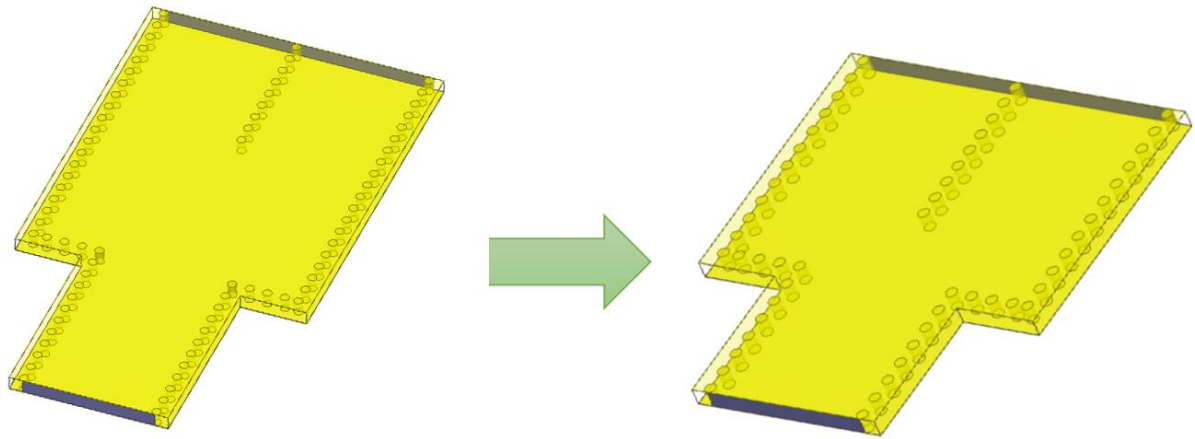


Figura 3.4. Divisor con nuevas dimensiones.

- **Número de vías principales (Num_vias_principales)**

La siguiente variable considerada para realizar la optimización es el número de vías principales, la cual representa la longitud de la guía de onda de entrada al divisor. En la Tabla 3.3 se establecen los valores que servirán como base para la parametrización.

Tabla 3.3. Valores considerados para el número de vías principales.

Variable	Valor inicial	Valor a optimizar
Num_vias_principales	9	5
		6
		7
		8
		9

Al simular la estructura con los valores propuestos en la Tabla 3.3, se obtienen los resultados que se presentan en las Figuras 3.5 (a) y 3.5 (b); se observa una pequeña mejora en el nivel de adaptación (S11). Sin embargo, las pérdidas de inserción no son las adecuadas como se puede ver en la Figura 3.5 (b).

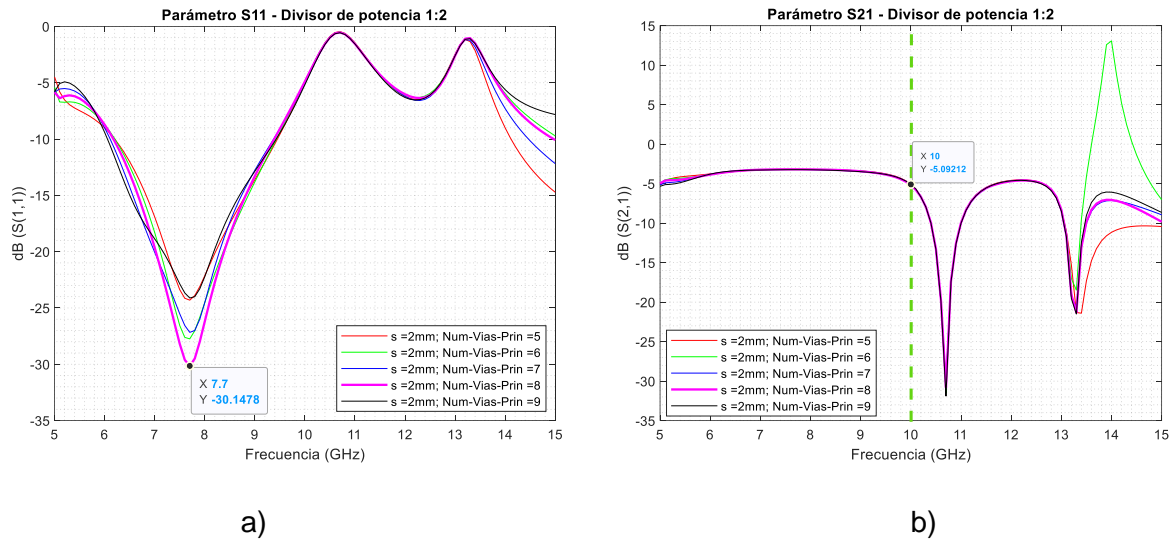


Figura 3.5. Resultados de la variación del número de vías principales

a) Parámetro S11 b) Parámetro S21.

- **Número de vías centrales (Num_vias_centrales)**

Para mejorar el nivel del parámetro S21 se realiza un nuevo análisis mediante la variación del número de vías centrales. En la Tabla 3.4 se establecen los valores para realizar la parametrización.

Tabla 3.4. Valores considerados para el número de vías centrales.

Variable	Valor inicial	Valor a optimizar
Num_vias_cent	13	6
		7
		8
		9
		10
		11

Con las variaciones planteadas se consigue mejorar el nivel de adaptación y sobre todo la distribución de potencia en los puertos de salida. Así se puede evidenciar en las Figuras 3.6 (a) y 3.6 (b).

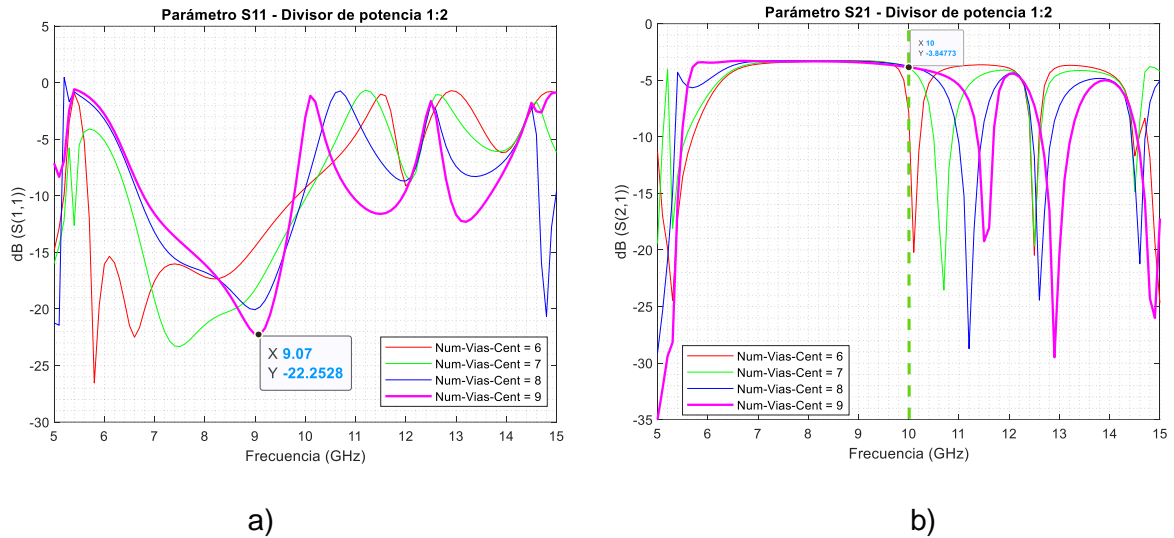


Figura 3.6 Resultados de la variación del número de vías centrales
a) Parámetro S11 b) Parámetro S21.

Se visualiza que el mejor resultado se obtiene con 9 vías centrales, ya que el parámetro S11 de la Figura 3.6 (a) presenta un valor de pérdidas de retorno de 22.25 dB a una frecuencia de resonancia de 9.07 GHz.

En los resultados del parámetro S21 de la Figura 3.6 (b), se observa que las pérdidas de inserción son 3.85 dB con 9 vías centrales.

En la Tabla 3.5 se resumen los valores optimizados que utilizará el divisor de potencia 1:2 luego de realizar las diferentes parametrizaciones.

Tabla 3.5. Valores optimizados para el divisor de potencia 1:2.

Variable	Valor inicial	Valor optimizado
a_{eqv}	15.1 mm	15.1 mm
h	1.524 mm	1.524 mm
esp_cobre	0.035 mm	0.035 mm
r	0.5 mm	0.5 mm
s	2 mm	2 mm
Num_vias_laterales	20	12
Num_vias_centrales	13	9
Num_vias_principales	9	8

En la Figura 3.7 se observa la distribución del campo eléctrico dentro del divisor. En vista de los resultados, se procede a realizar el análisis de lo que está sucediendo dentro del divisor de potencia.

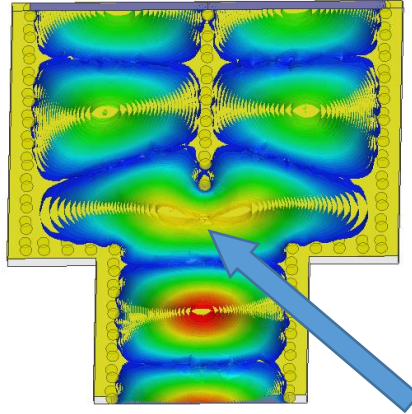


Figura 3.7. Distribución de campo dentro del divisor de potencia 1:2.

Se puede visualizar en la Figura 3.7 que, debido al ancho de la cavidad en el interior del divisor de potencia, no sólo se estaría propagando el modo fundamental sino también modos de orden superior.

La solución para disminuir el tamaño de la estructura interna del divisor se basa en incluir vías metálicas paralelas a las paredes laterales del divisor de potencia como se observa en la Figura 3.8.

3.1.1.2 Modificaciones adicionales

En esta sección se implementarán vías metálicas dentro de la estructura del divisor de potencia 1:2 como se muestra en la Figura 3.8.

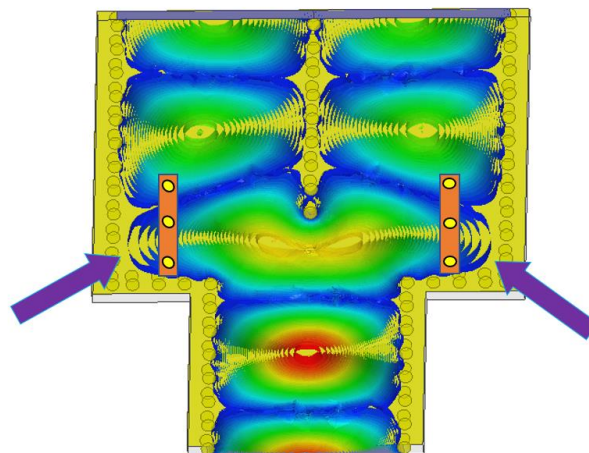


Figura 3.8. Estructura implementada.

En la Figura 3.9 se observan las variables utilizadas para ubicar dentro del divisor las vías metálicas adicionales. El valor de estas variables se listan en la Tabla 3.6.

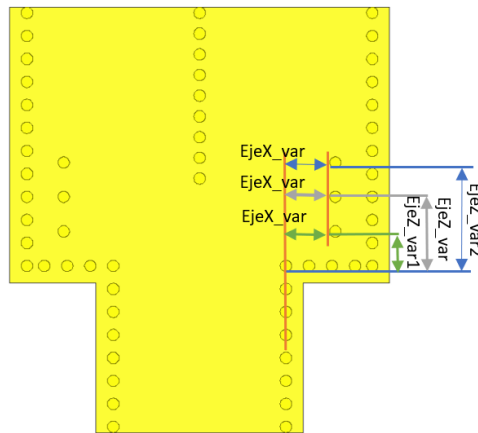


Figura 3.9. Vías metálicas internas con sus variables de posición.

Tabla 3.6. Valores considerados para las variables de posición.

Variable	Valor a considerar [mm]
EjeX_var	17.7
EjeZ_var	3
EjeZ_var1	6
EjeZ_var2	9

Al simular la estructura de la Figura 3.9 con los valores establecidos en la Tabla 3.6, se obtienen los resultados presentes en las Figuras 3.10 (a) y 3.10 (b).

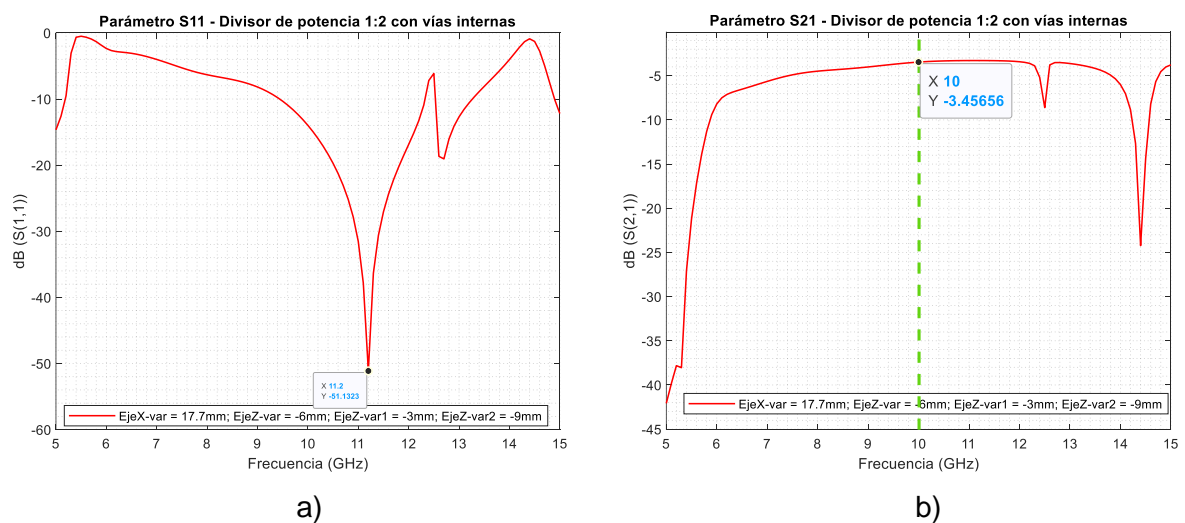


Figura 3.10. Resultado del divisor de potencia 1:2 al incluir las vías metálicas.

a) Parámetro S11 b) Parámetro S21.

El parámetro S11 de la Figura 3.10 (a) presenta valores menores a -51 dB a una frecuencia de resonancia de 11.2 GHz. Adicionalmente, se puede visualizar que el ancho de banda se ha estrechado de forma significativa.

Las pérdidas de inserción que se observan en la Figura 3.10 (b) se encuentran un valor de 3 dB en un rango de frecuencias de 9.5 GHz a 11.5 GHz.

Los resultados obtenidos representan una mejora en adaptación y transmisión, es por ello que para mejorar los resultados se procede a realizar la optimización a las variables presentes en la Tabla 3.6.

- **Efectos de la variable EjeX_var**

La variable EjeX_var, es el valor que permite aumentar o disminuir el ancho de la estructura interna en la base del divisor de potencia, se lo representa en la Figura 3.15.

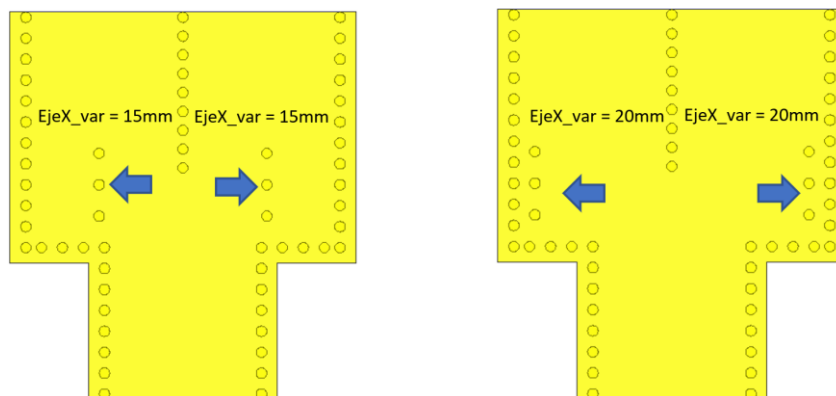


Figura 3.11. Ubicación de la variable EjeX_var.

Los valores considerados para la parametrización de la variable EjeX_var se los lista en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7. Valores considerados para la variable EjeX_var.

Variable	Valor inicial [mm]	Valor a considerar [mm]
EjeX_var	17.7	17.4
		17.7
		18
		18.3
		18.6
		18.9

Los resultados obtenidos al realizar la simulación de la variación a EjeX_var se los muestra a continuación.

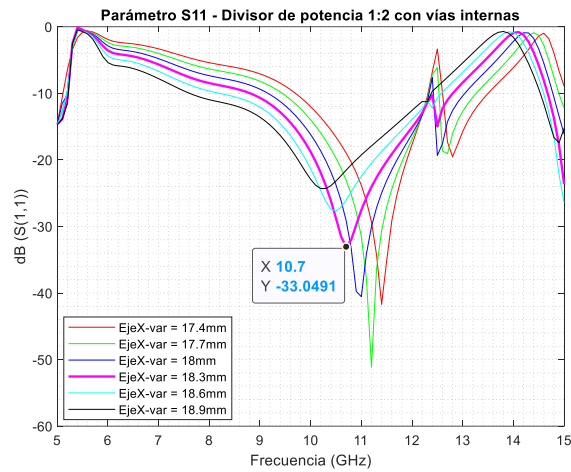


Figura 3.12. Resultado de la variación de la variable EjeX_var (S11)

En base al resultado de la Figura 3.12; se observa que al disminuir el ancho de la estructura interna del divisor por medio de la variable EjeX_var la frecuencia de resonancia se desplaza a valores más altos; no obstante, si el ancho de la estructura aumenta la frecuencia de resonancia se desplaza a valores menores.

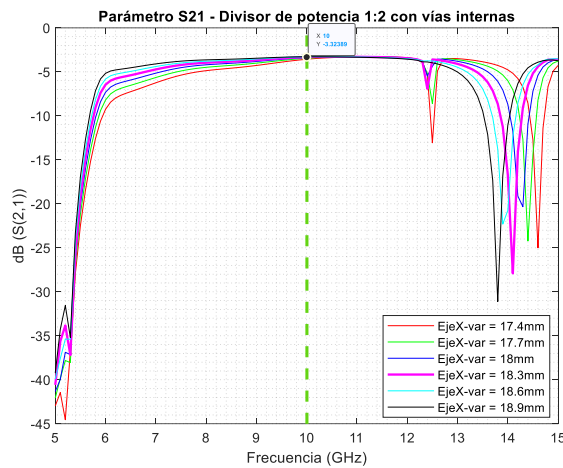


Figura 3.13 Resultado de la variación en la variable EjeX_var (S21)

El parámetro S21 representado en la Figura 3.13 indica que las pérdidas de inserción se encuentran alrededor de los 3 dB a la frecuencia de trabajo. Con estos resultados se puede asegurar que al variar el parámetro EjeX_var se obtienen mejores características.

- **Efecto de las variables EjeZ_var, EjeZ_var1 y EjeZ_var2.**

Las variables EjeZ_var, EjeZ_var1 y EjeZ_var2 permiten variar la separación que existirá de centro a centro entre cada uno de los postes metálicos colocados dentro de la estructura.

En la Figura 3.14 se puede visualizar la posición de las variables EjeZ_var, EjeZ_var1 y EjeZ_var2.

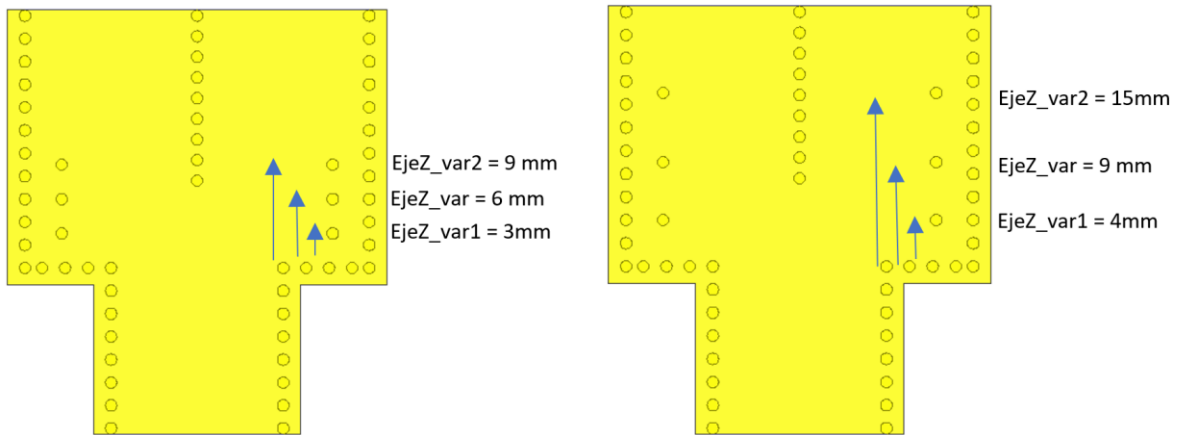


Figura 3.14. Ubicación de las variables EjeZ_var, EjeZ_var1 y EjeZ_var2

En la Tabla 3.8 se consideran los valores a parametrizar en las variables EjeZ_var, EjeZ_var1, EjeZ_var2 para obtener el resultado adecuado.

Tabla 3.8. Valores considerados para las variables EjeZ_var

Variable	Valor inicial [mm]	Valor a considerar [mm]
EjeZ_var1	3	3
		4
		5
EjeZ_var	6	6
		7
		8
EjeZ_var2	9	9
		10
		11

Los resultados de las parametrizaciones se los presenta en las Figuras 3.15 (a), 3.15 (b) y en la Figura 3.16. Debido al gran número de combinaciones los resultados han sido separados para elegir el valor más apropiado.

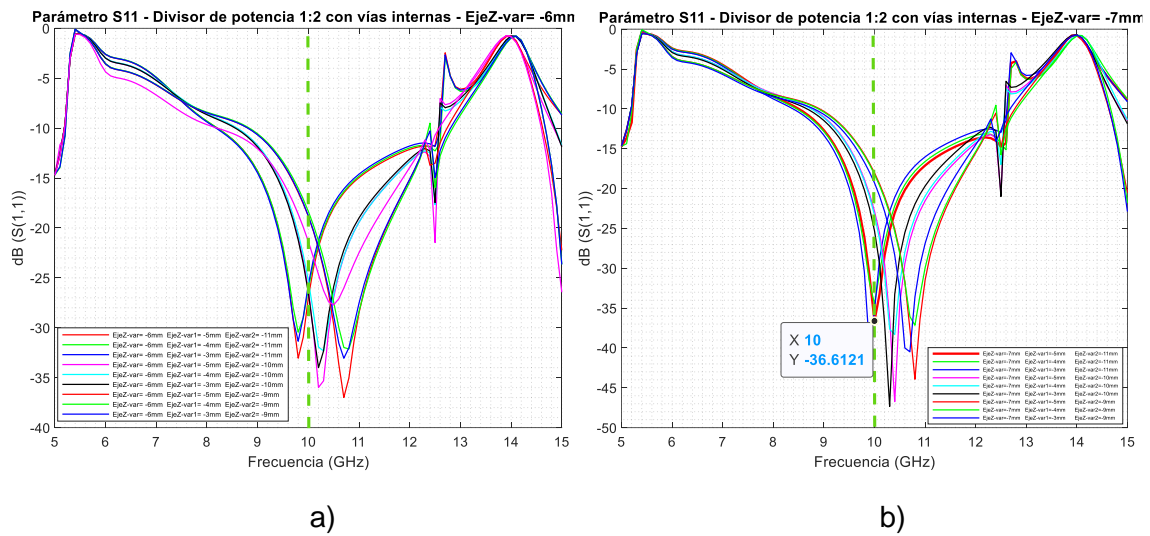


Figura 3.15. Resultado de la variación EjeZ_var con
a) 6mm b) 7mm

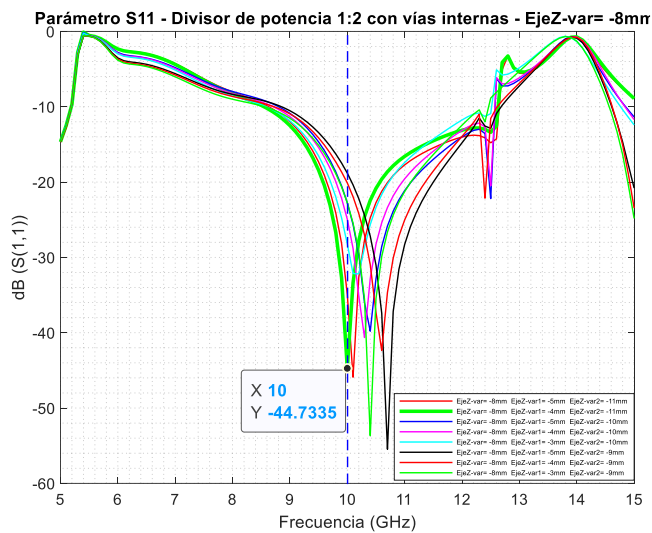


Figura 3.16. Resultado de la variación EjeZ_var con 8mm

Acorde a los resultados obtenidos en la Figura 3.16 se observa que con los valores de EjeZ_var = 8 mm, EjeZ_var1 = 4 mm y EjeZ_var2 = 11 mm; se muestran pérdidas de retorno mejores a 40 dB a una frecuencia de resonancia igual a 10 GHz (S11).

En las Figuras 3.17 (a) y 3.17 (b) se puede apreciar que al simular la estructura con las variables optimizadas se consigue un nivel de adaptación óptimo con un buen nivel de pérdidas de retorno, así como pérdidas de inserción.

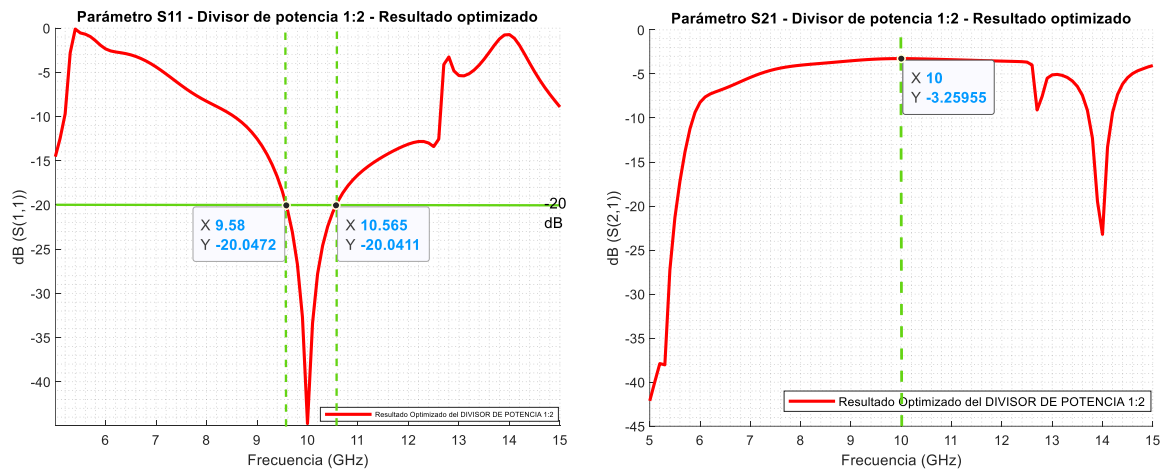


Figura 3.17. Resultados finales del divisor de potencia 1:2

a) Parámetro S11 b) Parámetro S21

En la Figura 3.17 (a) se ubican marcadores sobre la representación del parámetro S11 considerando un nivel de -20 dB, a partir de los cuales se determina el ancho de banda.

$$AB = f_2 - f_1$$

Ecuación 3.1. Ancho de banda.

Con $f_1 = 9.58 \text{ GHz}$ y $f_2 = 10.565 \text{ GHz}$. Reemplazamos en la Ecuación 3.1.

$$AB = 10.565 \text{ GHz} - 9.58 \text{ GHz}$$

$$AB = 985 \text{ MHz}$$

Adicionalmente se determina el ancho de banda porcentual.

$$AB_{\%} = \frac{f_2 - f_1}{f_T} \times 100\%$$

Ecuación 3.2. Ancho de banda porcentual. [10]

$$AB_{\%} = \frac{10.565 \text{ GHz} - 9.58 \text{ GHz}}{10 \text{ GHz}} \times 100\%$$

$$AB_{\%} = 0.0985 \times 100\%$$

$$AB_{\%} = 9.85\%$$

En la Figura 3.18 se observa la distribución de la magnitud del campo eléctrico que fluye a través del divisor de potencia con los valores finales optimizados.

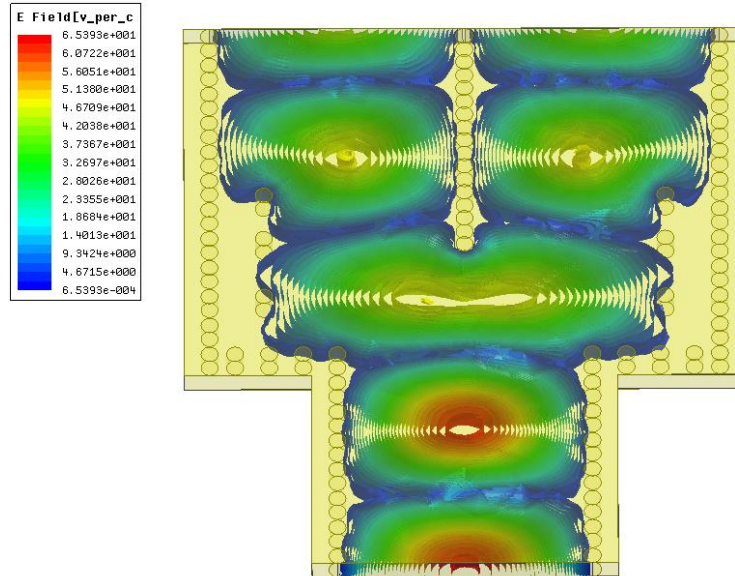


Figura 3.18. Distribución del campo en el divisor de potencia 1:2.

3.1.2 Divisor de potencia 1:2 con codos inclinados

Una vez realizado el diseño y simulación del divisor de potencia 1:2 se procede a realizar la simulación con los codos inclinados que permitirán formar la red de alimentación.

En la Figura 3.19 vamos a visualizar la estructura resultante al añadir los codos inclinados formados con vías metálicas.

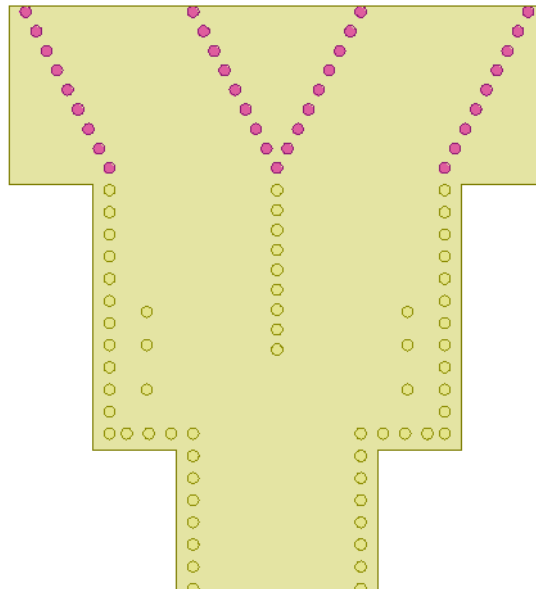


Figura 3.19. Divisor de potencia con 2 codos inclinados.

Al realizar la simulación con el Num_vias_incli = 9, se obtiene el siguiente resultado.

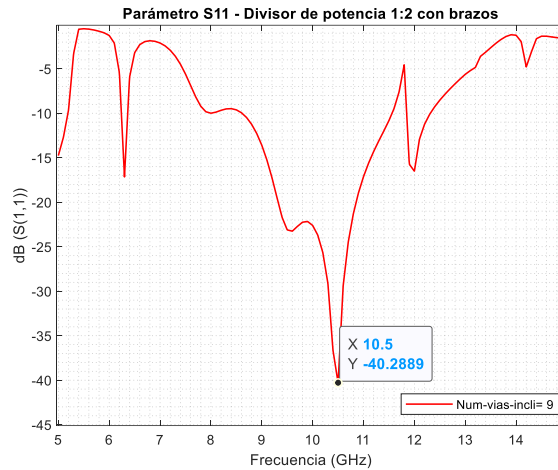


Figura 3.20. Parámetro S11 del divisor de potencia con 2 codos inclinados.

Según los resultados que se presentan en la Figura 3.20, con un número de 9 vías inclinadas se consigue recorrer la banda de frecuencia de operación del divisor en aproximadamente 500 MHz manteniendo un nivel del parámetro S11 por debajo de -40 dB.

- **Parametrización del número de vías inclinadas**

La variable considerada para realizar la optimización es Num_vias_incli, la cual representa la longitud de los codos inclinados. En la Tabla 3.9 se establecen los valores que servirán como base para realizar la parametrización.

Tabla 3.9. Valores considerados para el número de vías inclinadas.

Variable	Valor inicial	Valor a considerar
Num_vias_incli	9	9
		10
		11
		12
		13
		14

Al simular la estructura con los valores propuestos en la Tabla 3.9, se obtienen los resultados que se presentan en la Figura 3.21; se observa que al aumentar el número de vías inclinadas mejora el nivel de adaptación (S11).

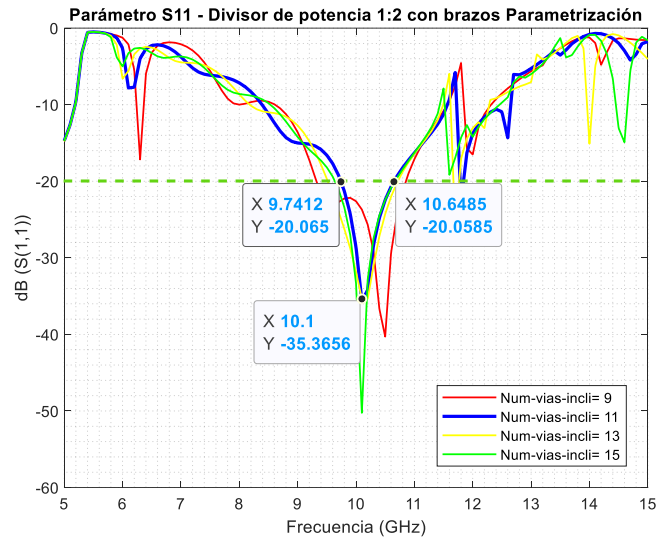


Figura 3.21. Resultado de la variación del número de vías inclinadas.

Al realizar el análisis paramétrico del número de vías inclinadas se observa que con un valor de 11 se obtiene un nivel de adaptación adecuado en el rango de frecuencias de 9.74 GHz a 10.64 GHz y con un nivel del parámetro S11 por debajo de los -35 dB; tal como se indica en la Figura 3.21. A pesar de que hay una disminución del ancho de banda, en esta ocasión se busca la respuesta con un mejor nivel de adaptación para evitar posibles inconvenientes en el proceso fabricación y debido a la aplicación que tendrá esta red de alimentación.

No obstante, al tener un mayor número de vías se consigue un resultado similar a nivel de adaptación, con pérdidas de retorno mejores y bajo los 40 dB en el rango de frecuencias de 9.7 GHz a 10.6 GHz. Pero la desventaja que se presenta es que la estructura resulta ser más extensa. Por esta razón, el valor apropiado es 11 vías inclinadas.

En la Figura 3.22 se observa cómo se propaga la magnitud del campo eléctrico dentro de la estructura del divisor de potencia 1:2 con los codos inclinados.

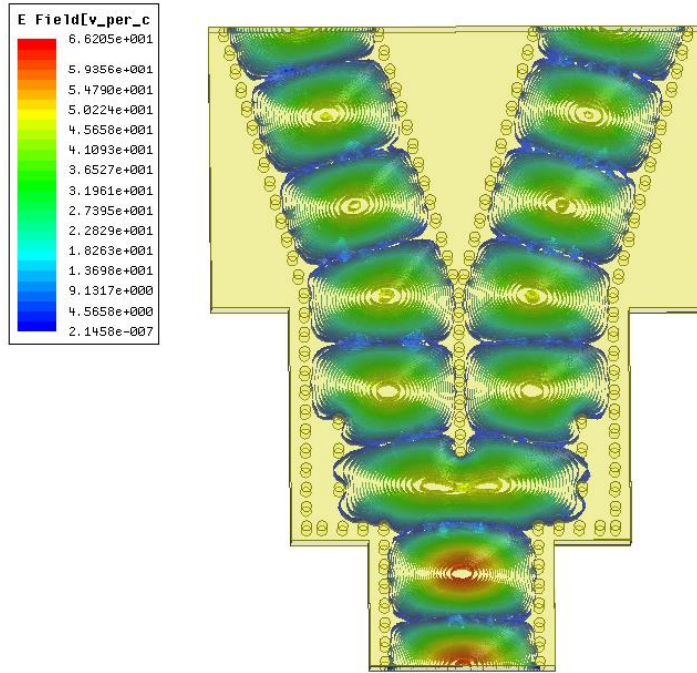


Figura 3.22. Distribución de campo en la estructura del divisor de potencia.

3.1.3 Red de alimentación

Una vez realizado el diseño óptimo del divisor de potencia 1:2 con el número exacto de vías inclinadas para los codos, se procede a formar la red de alimentación la cual consta de un puerto de entrada y cuatro puertos de salida. La estructura final se muestra en la Figura 3.23.

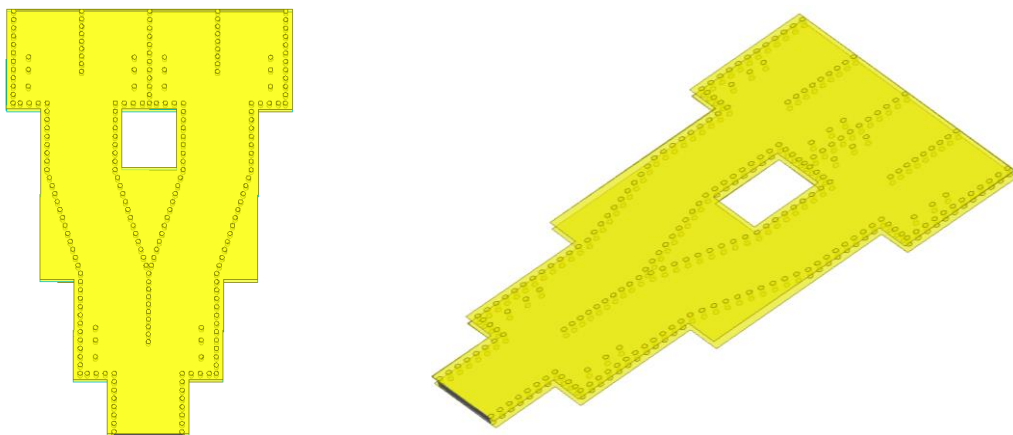


Figura 3.23. Estructura final de la red de alimentación.

Al realizar la simulación de la estructura final de la red de alimentación, se obtienen los resultados de la Figura 3.24 y Figura 3.25.

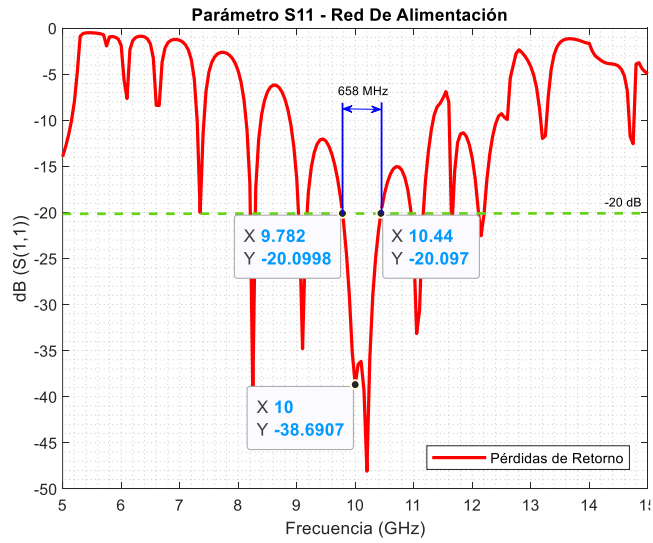


Figura 3.24. Parámetro S11 de la red de alimentación.

El parámetro S11 presenta valores de pérdidas de retorno mejores que 38 dB a la frecuencia de trabajo. El ancho de banda que brinda la estructura es de 659 MHz, lo cual en porcentaje representa el 6.59%.

Los cálculos relacionados al ancho de banda y ancho de banda porcentual se los presenta a continuación:

En la Figura 3.25. se puede visualizar que el parámetro S21 indica que las pérdidas por inserción están a un valor de -6 dB en un rango de frecuencias de 9 GHz a 11GHz.

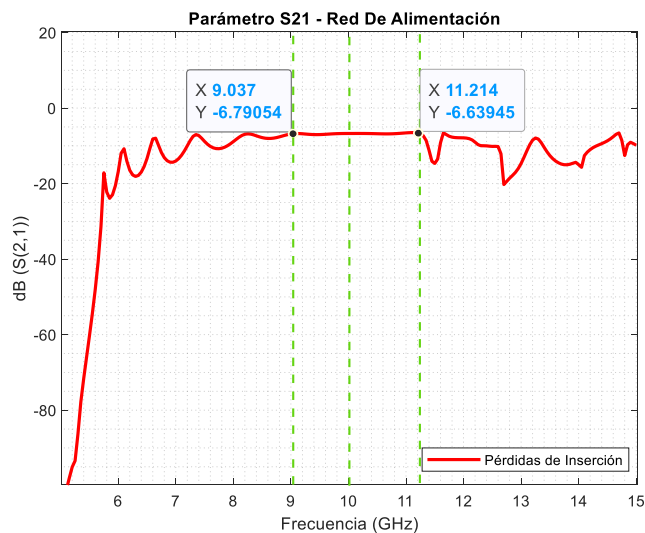


Figura 3.25. Parámetro S21 de la red de alimentación.

Los resultados indican que el diseño puede ser usado para trabajar a 10 GHz de frecuencia, ya que al revisar los marcadores ubicados en la Figura 3.24; se visualiza que las pérdidas de retorno tienen un valor de 38.69 dB.

Para evidenciar la adecuada división de potencia en los puertos de salida se presenta la Figura 3.26.

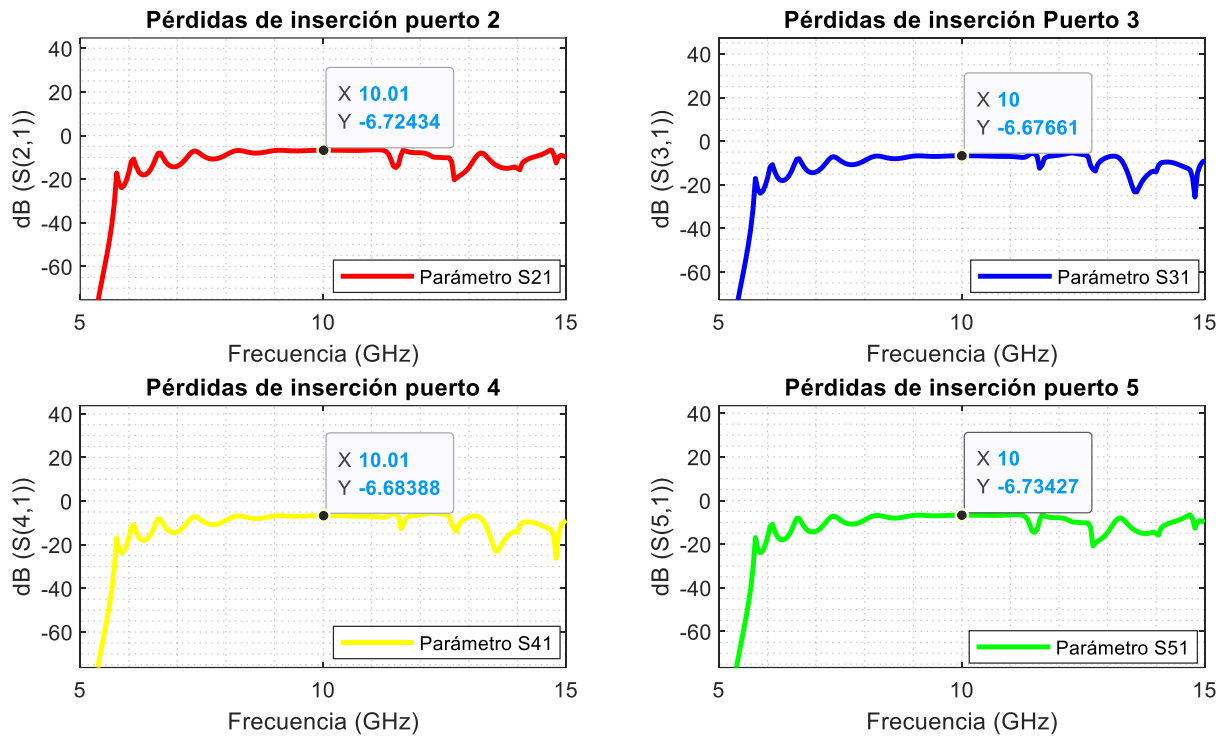


Figura 3.26. Pérdidas de inserción en los puertos de salida de la red de alimentación.

Finalmente, en la siguiente ilustración se puede visualizar la distribución de campo dentro de la estructura.

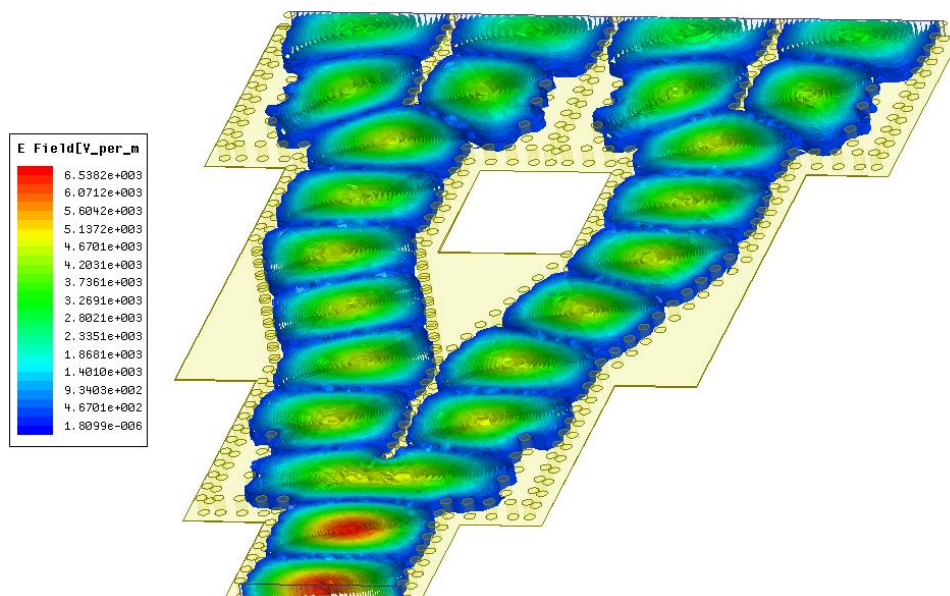


Figura 3.27. Distribución de la magnitud de campo eléctrico dentro de la Red de Alimentación.

3.2 CONCLUSIONES

En el transcurso del presente documento se evidencia que es posible realizar el diseño y modelamiento de una red de alimentación 1:4 haciendo uso de divisores de potencia 1:2 con tecnología SIW. Estructura que se la puede simular con la finalidad de analizar los resultados y con ellos establecer los ajustes necesarios para operar de manera efectiva en banda X de frecuencia, la cual está establecida en un rango de valores de 8.2GHz a 12.4GHz.

El uso de tecnología SIW para el diseño de dispositivos es versátil ya que permite implementar variaciones físicas como la inserción de paredes laterales dentro de la estructura sin modificar los parámetros de diseño iniciales.

Se logró obtener resultados favorables al disminuir el tamaño interno en el divisor de potencia, evitando la propagación de modos superiores y mejorando de forma significativa los resultados en adaptación, así como las pérdidas de retorno e inserción.

Al variar el número de vías centrales las cuales realizan el trabajo de dividir la potencia y que están presentes al interior de la estructura, también representan parte fundamental al obtener resultados; ya que debido al ajuste de estos parámetros se consigue adaptación a una frecuencia de resonancia con valores muy buenos en pérdidas de retorno.

La implementación de los tramos acotados representa una parte fundamental para formar la red de alimentación, es por ello que se optó por elegir el tipo de codo inclinado mismo que se lo puede construir de manera sencilla con la ventaja de disminuir la carga computacional al realizar la simulación.

Los niveles de desadaptación que presenta el primer modelo de divisor de potencia 1:2 son causados debido al gran tamaño que tiene la estructura al realizar la unión de las guías de onda SIW; ya que se conserva el ancho de guía (a_{eqv}) en cada uno de sus puertos debido a que este es un parámetro inicial de diseño. Para dar solución a este inconveniente se incluyen vías o postes metálicos, los cuales operan como elementos de sintonía al interior de la estructura mejorando de forma significativa el nivel de las pérdidas de retorno.

El uso de tecnología SIW facilita el diseño de estructuras que pueden ser utilizadas para diferentes aplicaciones, el presente trabajo es un claro ejemplo de que mediante el diseño de una guía de onda SIW se crea los divisores de potencia 1:2 que agrupados dan como resultado una red de alimentación usada para excitar a un arreglo de antenas.

3.3 RECOMENDACIONES

La separación entre vías no debe ser muy angosto, ya que se podrían producir grietas en la estructura. Tampoco esta separación debe ser muy alejada debido a que se pueden fugar los campos que se guían dentro de la estructura.

Se recomienda realizar las simulaciones de forma independiente para cada una de las partes que conforman la red de alimentación, ya que así se logra visualizar y comprender el funcionamiento de los elementos y variables que se están utilizando. Por otra parte, realizar este proceso reduce el tiempo de simulación, debido a que la carga computacional será menor.

4. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Diana Verónica Navarro Méndez, «Nuevos sistemas radiantes realizados con tecnologías impresas», Valencia: Universitat Politècnica de València, 2015.
- [2] D. Navarro; F. Carrera; M. Baquero, «Guías de Onda Integradas en Substrato para Aplicaciones en las Bandas de Microondas y Ondas Milimétricas,» UPV, Quito-Ecuador, 2010.
- [3] Natalia Silvana Ramírez Guanotasig, «Excitación de una guía SIW utilizando línea coaxial en banda X,» EPN, QUITO - ECUADOR, 2022.
- [4] J. L. Cervantes, «Diseño de un divisor de potencia de microcinta cónica,» de *Divisores de potencia*, México, 2017.
- [5] David M. Pozar, «Microwave Engineering 4th Edition», España: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [6] Rogers Corporation, «RogersCorp,» Electronics Solution, 2 Julio 2022. [En línea]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>. [Último acceso: 29 Septiembre 2022].
- [7] Joaquim Rosselló Fabregat, «Array antena SIW 24 GHz para radar de automóviles,» Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona - España, 2015.
- [8] Sohum Datta; Soumava Mukherjee; Animesh Biswas, «Design of Broadband Power Divider based on Substrate-Integrated Waveguide Technology,» de *India IEEE*, Indian, 2013.
- [9] Ebert Gabriel San Román Castillo; Patricia Raquel Castillo Aranibar; Manuel Gustavo Sotomayor Polar; Lee Victoria Gonzales Fuentes; Efraín Zenteno Bolaños, «Aplicaciones y Teoría de Ingeniería de Microondas», Latinoamérica: LATIn, 2014.
- [10] Mayra Estefanía Malliquinga Guerrero, «Excitación de una guía SIW utilizando línea microstrip y la SIW,» Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 2022.

- [11] Ochoa R Juan S, «Diseño, simulación e implementación de redes de alimentación para arreglos de antenas en la banda C», Quito - Sangolquí: Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE, 2015.
- [12] Darwin J Jaramillo G, «Estudio, diseño y construcción de un prototipo de arreglo de antenas microstrip para la recepción de la banda X comparable a la ganancia de una antena parabólica. », Quito : Escuela Politécnica Nacional. , 2013.
- [13] ANSYS, «Simulador de campo electromagnético,» ANSYS-HFSS, 21 julio 2021. [En línea]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. [Último acceso: 25 septiembre 2022].
- [14] C. F, «CMSY10,» CERN, 15 Diciembre 2014. [En línea]. Available: <https://cds.cern.ch/record/1415639/files/p67.pdf>. [Último acceso: 30 Septiembre 2022].

5. ANEXOS

5.1 ANEXO I

Datasheet del sustrato Rogers 4003C. [6]

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, ϵ_c Process	3.38 ± 0.05	⁽¹⁾ 3.48 ± 0.05	Z	-	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽²⁾ Dielectric Constant, ϵ_c Design	3.55	3.66	Z	-	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, d	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 ϵ_c	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 ¹⁶	1.2 X 10 ¹⁶	-	MΩ-cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 ⁹	5.7 X 10 ⁹	-	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 ² /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	-	g/cm ³	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	⁽³⁾ 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[®] 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. LoPro foil results in an overall thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) per core.

The LoPro Resin Dk is approximately 2.4. **However, when used in combination with the base laminate system, the average design Dk noted in the data sheet table should be used.** (The design Dk value 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.

100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226

5.2 ANEXO II

Medidas de guías de onda rectangulares WR con su banda de operación. [5]

Band*	Recommended Frequency Range (GHz)	TE ₁₀ Cutoff Frequency (GHz)	EIA Designation WR-XX	Inside Dimensions [Inches (cm)]	Outside Dimensions [Inches (cm)]
L	1.12–1.70	0.908	WR-650	6.500 × 3.250 (16.51 × 8.255)	6.660 × 3.410 (16.916 × 8.661)
R	1.70–2.60	1.372	WR-430	4.300 × 2.150 (10.922 × 5.461)	4.460 × 2.310 (11.328 × 5.867)
S	2.60–3.95	2.078	WR-284	2.840 × 1.340 (7.214 × 3.404)	3.000 × 1.500 (7.620 × 3.810)
H (G)	3.95–5.85	3.152	WR-187	1.872 × 0.872 (4.755 × 2.215)	2.000 × 1.000 (5.080 × 2.540)
C (J)	5.85–8.20	4.301	WR-137	1.372 × 0.622 (3.485 × 1.580)	1.500 × 0.750 (3.810 × 1.905)
W (H)	7.05–10.0	5.259	WR-112	1.122 × 0.497 (2.850 × 1.262)	1.250 × 0.625 (3.175 × 1.587)
X	8.20–12.4	6.557	WR-90	0.900 × 0.400 (2.286 × 1.016)	1.000 × 0.500 (2.540 × 1.270)
Ku (P)	12.4–18.0	9.486	WR-62	0.622 × 0.311 (1.580 × 0.790)	0.702 × 0.391 (1.783 × 0.993)
K	18.0–26.5	14.047	WR-42	0.420 × 0.170 (1.07 × 0.43)	0.500 × 0.250 (1.27 × 0.635)
Ka (R)	26.5–40.0	21.081	WR-28	0.280 × 0.140 (0.711 × 0.356)	0.360 × 0.220 (0.914 × 0.559)
Q	33.0–50.5	26.342	WR-22	0.224 × 0.112 (0.57 × 0.28)	0.304 × 0.192 (0.772 × 0.488)
U	40.0–60.0	31.357	WR-19	0.188 × 0.094 (0.48 × 0.24)	0.268 × 0.174 (0.681 × 0.442)
V	50.0–75.0	39.863	WR-15	0.148 × 0.074 (0.38 × 0.19)	0.228 × 0.154 (0.579 × 0.391)
E	60.0–90.0	48.350	WR-12	0.122 × 0.061 (0.31 × 0.015)	0.202 × 0.141 (0.513 × 0.356)
W	75.0–110.0	59.010	WR-10	0.100 × 0.050 (0.254 × 0.127)	0.180 × 0.130 (0.458 × 0.330)
F	90.0–140.0	73.840	WR-8	0.080 × 0.040 (0.203 × 0.102)	0.160 × 0.120 (0.406 × 0.305)
D	110.0–170.0	90.854	WR-6	0.065 × 0.0325 (0.170 × 0.083)	0.145 × 0.1125 (0.368 × 0.2858)
G	140.0–220.0	115.750	WR-5	0.051 × 0.0255 (0.130 × 0.0648)	0.131 × 0.1055 (0.333 × .2680)