

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN SISTEMA RADIANTE BASADO EN
ANTENAS YAGI-UDA QUE IMPLEMENTE LA TÉCNICA DE
BEAMFORMING A UNA FRECUENCIA DE OPERACIÓN DE 6 GHz**

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CIRCUITO DIVISOR DE
POTENCIA 1:4 TIPO T Y WILKINSON EN TECNOLOGÍA
MICROSTRIP A UNA FRECUENCIA DE OPERACIÓN DE 6 GHz**

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

ERIK FABRICIO DUCHICELA CONTRERAS

erik.duchicela@epn.edu.ec

DIRECTOR: DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

hernan.barba@epn.edu.ec

DMQ, febrero 2022

CERTIFICACIONES

Yo, ERIK FABRICIO DUCHICELA CONTRERAS 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.

ERIK FABRICIO DUCHICELA CONTRERAS

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Erik Fabricio Duchicela Contreras, bajo mi supervisión.

DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

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.

ERIK FABRICIO DUCHICELA CONTRERAS

DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

DEDICATORIA

Este logro de mi vida quiero entregárselo a Dios.

A quienes han guiado mi camino, mis padres Verónica y Rubén

A quien desde que abrió sus ojitos para conocerme ha estado a mi lado, mi hermano Adriel.

A la razón de mi existir, orgullo de mi vida y pedacito de cielo en la tierra, mi hijo Ezequiel.

A todas las personas que nunca dejaron de creer en mí y apoyaron en todo momento.

AGRADECIMIENTO

Cuando niño, desde las alturas del hospital militar, observaba junto a mi padre una cancha de césped, enorme e imponente. Por esas coincidencias raras del destino y sin saber que quería de mi vida llegué muy joven a la, tan anhelada para muchos, Escuela Politécnica Nacional. Nunca imaginé todo lo que esta decisión traería a mi vida y como le dije a mi papá, alguna vez, mientras conversábamos camino a la Universidad “¿se acuerda que le vimos desde arriba?” Ahora es una realidad y me despido como un hombre dándole las gracias a la poli por haberme acompañado en mis tristezas, darme las más grandes alegrías y por todas las espectaculares personas que forman parte de mi vida en estos días.

Gracias Dios por ponerme en el sitio ideal a la hora correcta y con las personas indicadas, que a pesar de todas mis quejas y adversidades no supo soltarme la mano.

El esfuerzo y sacrificio de mis padres hacen posible este logro. A ellos gracias infinitamente por todo su amor, sus enseñanzas, su paciencia, por estar conmigo cuando los necesito, pero sobre todo por siempre confiar en mí.

Agradecerles del mismo modo a mi hermano Adriel y mi hijo Ezequiel que llenan mis días de alegría y son mi razón de vivir. Los Amo.

Gracias también al Dr. Fabio González por todo su apoyo y las palabras de aliento. En especial un gratificante reconocimiento al Dr. Hernán Barba quien, con su predisposición en todo momento, ha sido mi guía y parte esencial para culminar este trabajo.

Muy encarecidamente quiero agradecer a todas las personas que de uno u otro modo formaron parte de mi vida, a lo largo de estos años en la poli, y compartieron todo este tiempo a mi lado. Mi mejor amigo Sebastián; los infaltables Max, Carlita, Taty; mis amigos de estudio, como yo les llamaba, Jenn, Amanda, Zapata; y, los que no se olvidan Danny, Chino, Zurdo, Flow, Kata, Mono, Nilo, Scrachito, Quina, Tefa, Sando, Chichico, Willy. Gracias por todo Santos.

Al final y no menos importante, agradecerme a mí por nunca haberme dado por vencido, por todo el trabajo duro y sobre todo por nunca dejar de creer en mí.

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 DIVISOR DE POTENCIA..... | 3 |
| 1.4.2 DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” | 3 |
| 1.4.3 DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” SIN PÉRDIDAS..... | 4 |
| 1.4.4 TRANSFORMADOR DE $\lambda/4$ | 6 |
| 1.4.5 DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON | 6 |
| 1.4.6 RESISTENCIA SMD..... | 8 |
| 1.4.7 SUSTRATO DIELECTRICO (FR4)..... | 10 |
| 2 METODOLOGÍA..... | 11 |
| 2.1 SIMULACIÓN DE ESTRUCTURAS DE RADIOFRECUENCIA EN ADS | 11 |
| 2.1.1 SUSTRATO FR4 EN ADS | 11 |
| 2.1.2 HERRAMIENTA LINECALC | 12 |
| 2.1.3 COMPONENTES DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN | 12 |
| 2.2 DISEÑO DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T”..... | 14 |

| | | |
|-------|---|----|
| 2.2.1 | DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” DE 3 PUERTOS (1:2) | 15 |
| 2.2.2 | DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 3 PUERTOS (1:2) | 17 |
| 2.2.3 | DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” DE 5 PUERTOS (1:4) | 19 |
| 2.2.4 | DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 5 PUERTOS (1:4) | 22 |
| 2.3 | DISEÑO DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON | 25 |
| 2.3.1 | DISEÑO ESQUEMÁTICO TIPO WILKINSON DE 3 PUERTOS (1:2) | 25 |
| 2.3.2 | DISEÑO ESQUEMÁTICO TIPO WILKINSON DE 5 PUERTOS (1:4) | 30 |
| 3 | RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 35 |
| 3.1 | RESULTADOS | 35 |
| 3.1.1 | LAYOUT DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 5 PUERTOS (1:4) | 35 |
| 3.1.2 | LAYOUT DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON DE 5 PUERTOS (1:4) | 39 |
| 3.1.3 | COMPARATIVA DE RESULTADOS ENTRE EL DISEÑO DEL DIVISOR POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 5 PUERTOS (1:4) Y EL DISEÑO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON DE 5 PUERTOS (1:4) | 42 |
| 3.2 | CONCLUSIONES | 44 |
| 3.3 | RECOMENDACIONES | 45 |
| 4 | REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 46 |

RESUMEN

En el presente trabajo de integración curricular se realiza el diseño y simulación de un circuito divisor de potencia tipo “T” y un circuito divisor de potencia tipo Wilkinson con cuatro salidas en tecnología *microstrip* a una frecuencia de operación de 6 GHz en la herramienta de simulación Keysight® Advanced Design System (ADS).

En primer lugar, se detallan los tipos de divisores de potencia utilizados para la construcción de los diseños del divisor de potencia tipo “T” acoplado de cinco puertos y el diseño del divisor de potencia tipo Wilkinson de cinco puertos. Además, una breve revisión del sustrato FR4 y aspectos puntuales de la herramienta de simulación Keysight® ADS.

Los modelos diseñados y optimizados dan paso a la simulación del *layout* de las estructuras sobre sustrato FR4 al igual que el análisis comparativo de los resultados de los circuitos de alimentación obtenidos.

PALABRAS CLAVE: divisor de Potencia tipo “T”, divisor de potencia tipo Wilkinson, Keysight® ADS, tecnología *microstrip*, sustrato FR4, *layout*.

ABSTRACT

In this degree curricular integration project, the design and simulation of a T-Junction power divider and a Wilkinson power divider with four outputs in microstrip technology at an operating frequency of 6 GHz in the simulation tool Keysight® Advanced Design System (ADS) is presented.

Firstly, different types of power dividers used for the construction of the five-port T-Junction power divider and five-port Wilkinson power divider designs are detailed. Also, a brief review of FR4 substrate and highlights of the Keysight® ADS simulation tool.

The designed and optimized models give way to the structures layout simulation on FR4 substrate as well as the comparative analysis of the obtained results of the power circuits.

KEYWORDS: T-Junctions, power divider, Wilkinson power divider, Keysight® ADS, microstrip technology, FR4 substrate, layout.

1 INTRODUCCIÓN

En los últimos años los sistemas de comunicación han evolucionado de manera muy rápida, razón por la cual, ha crecido exponencialmente la necesidad y ambición del hombre por tener el control y comunicación de todo lo que le rodea; pues, en la actualidad es normal pensar que una persona pueda manipular muchos de nuestros dispositivos tecnológicos sin aplastar un botón, estando a unos pasos e inclusive a largas distancias, es decir inalámbricamente. Razón por la cual, los sistemas inalámbricos se han visto en la obligación de aumentar antenas, capacidades y tasas de transmisión [1].

Hoy en día, un solo individuo podría llegar a tener un estado, acción o manipulación de todos los artefactos o dispositivos conectados a la red en su domicilio, escuela, trabajo, etc. Ahora, cada uno de estos requieren mínimo una antena que se conecte de forma inalámbrica a otro dispositivo que maneja la red. Es decir, un sistema que permita transmitir señales independientes de forma simultánea a través de múltiples antenas lo que conlleva a suministrar una red de alimentación para múltiples antenas de iguales características que presenten una salida de igual potencia con mínimas pérdidas de inserción y retorno y la máxima aislación entre puertos a partir de una potencia inicial suministrada por una fuente o generador de radiofrecuencia [2].

El diseño de circuitos en radiofrecuencia combina diferentes aspectos de teoría de circuitos y campos electromagnéticos [2]. Éstos se implementan en líneas *microstrip* gracias a las ventajas inherentes de este tipo de tecnología que radica en la facilidad de integración en circuitos impresos, espacio ocupado, bajo costo de producción, peso ligero, bajo perfil y facilidad de fabricación [3]. Debido a las características físicas y eléctricas del dieléctrico es conveniente diseñar el circuito divisor de potencia con tecnología *microstrip* en un substrato FR4 idóneo para trabajar a frecuencias de operación alrededor de 6 GHz [2].

Tomando en cuenta la estructura y construcción de este tipo de circuitos el presente trabajo de integración plantea el estudio en términos de diseño y simulación de un circuito divisor de potencia en relación de 1 a 4 conformado por uniones tipo "T" y Wilkinson sobre tecnología *microstrip* a una frecuencia de operación de 6 GHz utilizando la herramienta de simulación Keysight® Advanced Design System (ADS).

1.1 OBJETIVO GENERAL

Realizar el diseño y simulación de una red de alimentación conformada por uniones tipo "T" y otra con divisores de potencia del tipo Wilkinson a una frecuencia de 6 GHz en tecnología *microstrip*.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Los objetivos específicos de este trabajo son:

- Revisar brevemente el fundamento teórico o de funcionamiento de las uniones tipo "T" y de los divisores de potencia tipo Wilkinson.
- Realizar el diseño y modelamiento en Keysight® ADS de los divisores de potencia tipo "T" y tipo Wilkinson.
- Simular los circuitos de alimentación modelados en Keysight® ADS.
- Realizar el *layout* de los divisores de potencia tipo "T" y tipo Wilkinson
- Analizar los resultados obtenidos en las simulaciones.

1.3 ALCANCE

El presente trabajo de integración contempla el diseño y simulación de un circuito divisor de potencia con cuatro salidas conformado por uniones tipo "T" y Wilkinson en tecnología *microstrip* a una frecuencia de operación de 6 GHz.

En primer lugar, se detallará brevemente los tipos de divisores de potencia que se están empleando para el diseño del circuito basado en uniones "T" y la otra en divisores del tipo Wilkinson, además de una rápida revisión tanto del sustrato FR4 como de la herramienta de simulación Keysight® ADS.

El circuito de alimentación conformado por el divisor de potencia será diseñado y optimizado utilizando la herramienta de simulación Keysight® ADS. Se presentarán dos estructuras del divisor realizado en tecnología *microstrip* en sustrato FR4 con el fin de evaluar su respectivo funcionamiento, una de ellas basada en uniones tipo "T" y la otra en divisores del tipo Wilkinson.

Finalmente, se verificará el correcto funcionamiento de las estructuras simuladas y, con la ayuda de los parámetros de simulación obtenidos en Keysight® ADS, se analizarán ambos circuitos de alimentación y el comportamiento de estos; así, de esta manera realizar un análisis comparativo de resultados.

Cabe recalcar que el trabajo de integración propuesto no presenta un producto final demostrable.

1.4 MARCO TEÓRICO

En esta sección se revisarán los conceptos básicos para el pleno entendimiento de un divisor de potencia junto con algunos parámetros fundamentales para el diseño de un divisor de potencia tipo “T” y un divisor de potencia tipo Wilkinson en sustrato FR4.

1.4.1 DIVISOR DE POTENCIA

Los divisores de potencia son componentes pasivos de microondas, es decir no son capaces de generar potencia. Sin embargo, un divisor de este tipo se caracteriza por dividir la potencia suministrada, con esto se quiere decir que una señal de entrada se divide en dos o más señales de salida de menor potencia. Un divisor de potencia puede ser de tres o más puertos e idealmente no presentar pérdidas [4].

La Figura 1.1 muestra un esquema de un divisor de potencia en la que se aprecia una red de tres puertos. Éstos por lo general toman la forma de uniones en “T” que proporcionan señales de salida en fase y con una relación de potencia igual, por ejemplo, un divisor de potencia de tres puertos (1:2) con un coeficiente de pérdidas de inserción de 3 dB; pero, también es posible una división de potencia arbitraria donde la relación de señal se define por el coeficiente α que determina la relación de señal entregada en cada puerto [4].

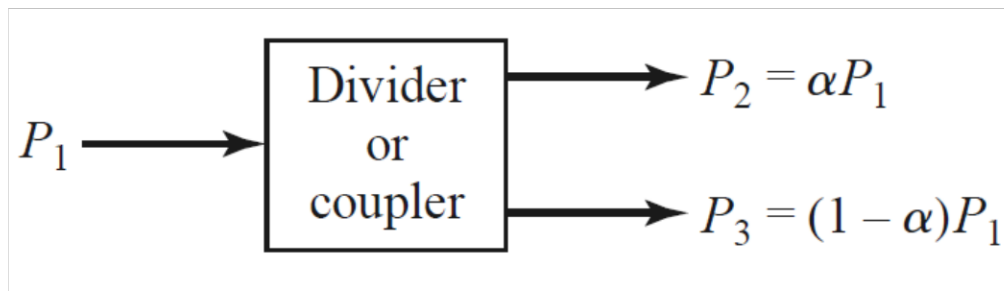


Figura 1.1 Esquema de un divisor de potencia de tres puertos con un puerto de entrada y dos puertos de salida y relación arbitraria de potencia en sus salidas [4].

1.4.2 DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T”

El divisor de potencia tipo “T” es una red simple de tres puertos que se puede utilizar para la división de potencia e implementar en cualquier tipo de medio de línea de transmisión. La Figura 1.2 muestra una unión de tres líneas de transmisión de un divisor tipo “T” sobre tecnología *microstrip*.

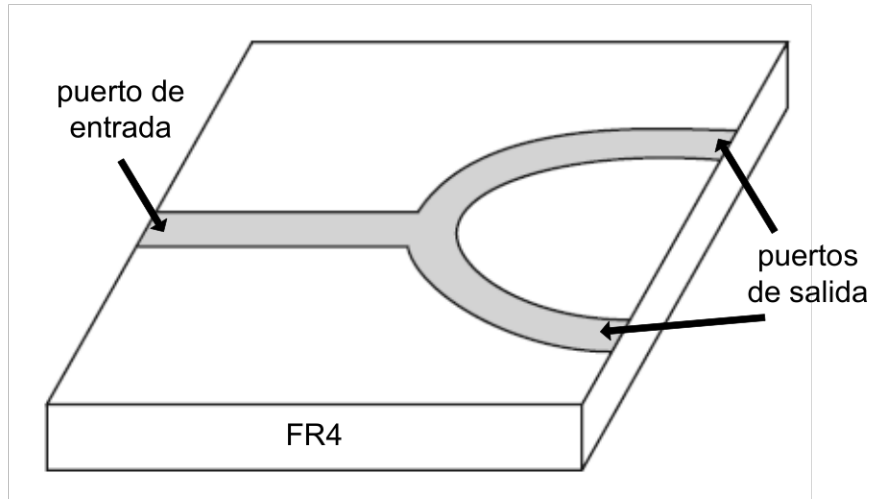


Figura 1.2 Divisor de potencia tipo “T” de tres puertos con una entrada y dos salidas en tecnología *microstrip* [4].

1.4.3 DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” SIN PÉRDIDAS

Los divisores de unión en “T” sin pérdidas similar a la Figura 1.2 se pueden modelar como una unión de tres líneas de transmisión como el de la Figura 1.3. En general, pueden existir campos periféricos y modos de orden superior asociados con la discontinuidad en dicha unión, lo que lleva a que la energía almacenada pueda modelarse por una susceptancia concentrada de valor B [4].

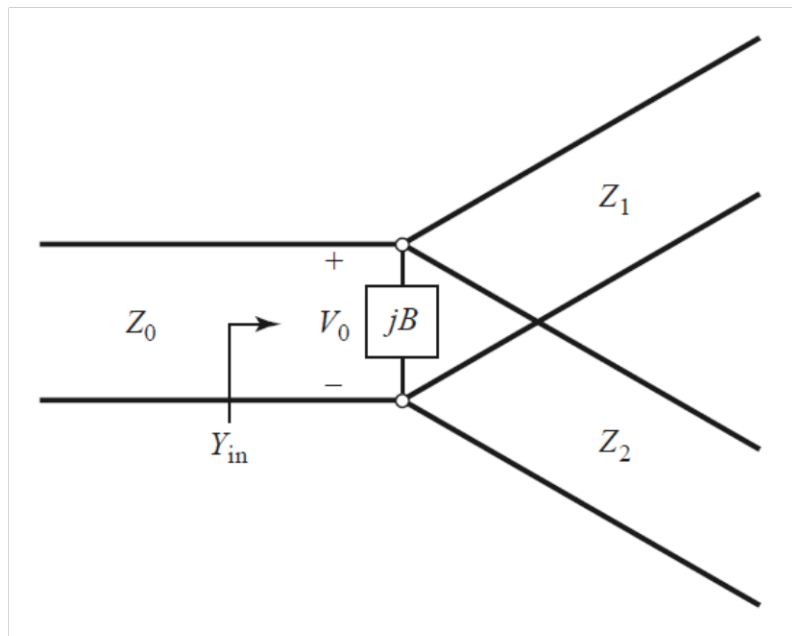


Figura 1.3 Modelo de líneas de transmisión de un divisor de potencia de unión en “T” de tres puertos [4].

Para que el divisor esté acoplado con la línea de entrada de impedancia característica Z_0 , se cumple la ecuación (1.1) [4].

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (1.1)$$

Donde:

- Y_{in} es la admitancia de entrada
- jB es la susceptancia concentrada entre las uniones de las líneas de transmisión del puerto de entrada y los puertos de salida
- Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión del puerto de entrada
- Z_1 y Z_2 son las impedancias características de las líneas de transmisión de los puertos de salida

Al ser este un modelo ideal, se supone que las líneas no presentan pérdidas o son de muy bajas pérdidas, entonces las impedancias características son reales y se asume que la susceptancia B sea igual a cero, por lo que la ecuación (1.1) se reduce a la ecuación (1.2) [4].

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (1.2)$$

En la práctica, si B no es despreciable, generalmente se puede usar algún tipo de compensación de discontinuidad o un elemento de sintonización reactivo para cancelar esta susceptancia, al menos en un rango de frecuencia estrecho [4].

Con la ecuación (1.2) es evidente determinar que Z_1 y Z_2 cumplen un paralelo de impedancias las cuales permiten llegar a la ecuación (1.3) [4].

$$Z_0 = Z_1 || Z_2 \quad (1.3)$$

Para una red de un divisor de potencia equitativa de tres puertos, el puerto de entrada tiene una línea de transmisión con impedancia de entrada Z_0 y los puertos de salida presentarán una potencia igual (aka divisor de 3 dB) donde las impedancias Z_1 y Z_2 tendrán el mismo valor e igual a $2 \cdot Z_0$ [4].

En el caso que las impedancias Z_1 y Z_2 sean de diferentes valores a la impedancia Z_0 y no se encuentren en los niveles deseados de acoplamiento se puede utilizar un transformador de impedancias o transformador de cuarto de longitud de onda para

acoplar las impedancias a los valores requeridos en los puertos de salida. Si las líneas de transmisión en la salida se acoplan, la línea de transmisión de la entrada se acoplará también, por lo tanto, el coeficiente de reflexión será igual a cero, al hablar de un sistema ideal; desde luego, el divisor de potencia de unión en “T” sin pérdidas tiene la desventaja de no acoplar todos los puertos y no tiene aislamiento entre los puertos de salida [4].

1.4.4 TRANSFORMADOR DE $\lambda/4$

El transformador de $\lambda/4$ es un transformador de impedancias que conecta entre sí dos impedancias diferentes Z_{in} y Z_{out} de modo que tenga la máxima transferencia de potencia y no exista reflexión [5]. El acoplamiento se realiza mediante una línea sencilla de transmisión de un cuarto de longitud de onda de impedancia Z_T , así se observa en la Figura 1.4.

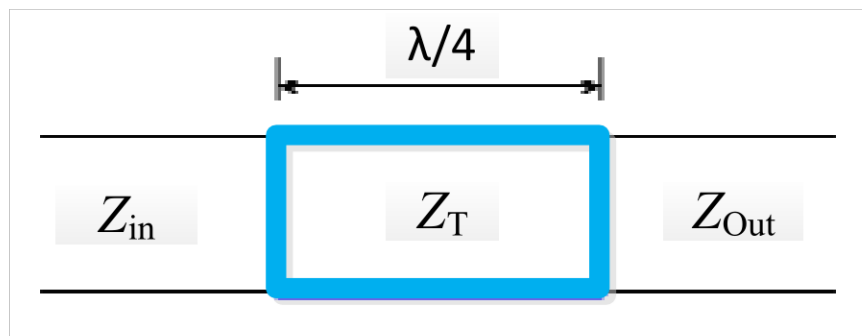


Figura 1.4 Esquema de líneas de transmisión de un transformador de impedancias de $\lambda/4$.

El nombre de transformador de cuarto de longitud de onda se debe a que crea una línea de transmisión cuyo ancho W_T y longitud L_T del transformador corresponda, respectivamente a la impedancia Z_T y a la longitud eléctrica de 90 grados. Por lo tanto, este transformador tiene un AB estrecho de operación para cumplir con el requerimiento de la longitud igual a lambda cuartos. La impedancia característica del transformador Z_T cumple con la ecuación (1.4) ya que permite acoplar las líneas de transmisión de las impedancias Z_{in} y Z_{out} .

$$Z_T = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out}} \quad (1.4)$$

1.4.5 DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON

El divisor de potencia tipo Wilkinson se caracteriza por acoplar todos sus puertos y presenta aislamiento entre los puertos de salida. Este divisor puede ser una red de tres puertos con pérdidas; sin embargo, pareciera no presentar pérdidas ya que, al estar

acoplados la potencia reflejada solo se disipa en los puertos de salida gracias a una resistencia conectada entre sus terminales como se aprecia en la Figura 1.5 [4].

Un divisor de este tipo puede realizar una división de potencia arbitraria y también una división igual (3 dB) lo que significa que tiene una relación simétrica de potencia en cada uno de sus puertos de salida. Además, el divisor tipo Wilkinson es considerado idóneo y útil para ser implementado sobre líneas *microstrip*.

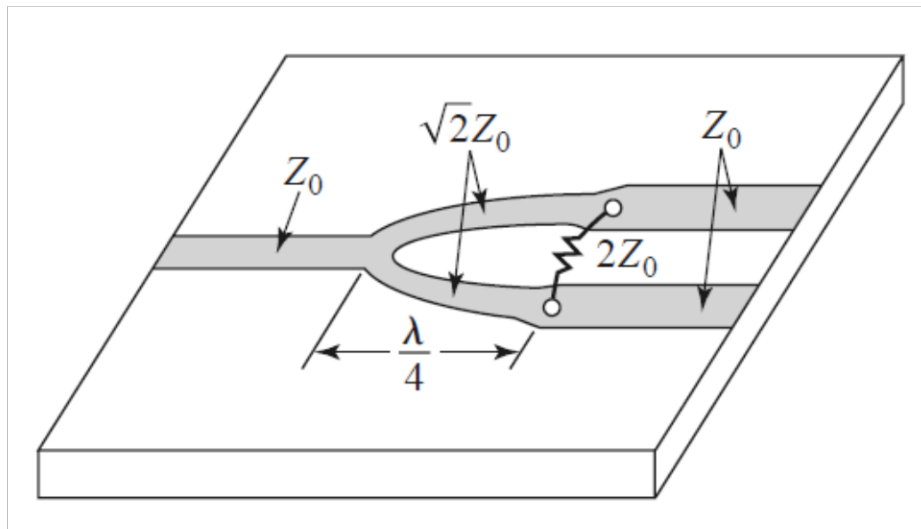


Figura 1.5 Divisor de Potencia Tipo Wilkinson de tres puertos con relación igual de potencia en sus puertos de salida sobre tecnología *microstrip* [4].

El circuito equivalente en líneas de transmisión de un divisor de potencia tipo Wilkinson simétrico (3 dB) se lo evidencia en la Figura 1.6. Estos divisores de potencia generalmente emplean secciones de línea de transmisión de $\lambda/4$ que operan a la frecuencia de diseño, pueden tener dimensiones poco realistas en frecuencias en las bandas de RF y microondas bajas, donde la longitud de onda es pequeña [6]. Este circuito, presenta en el puerto de entrada una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 que se acopla a los puertos de salida, de misma impedancia que el puerto de entrada, mediante dos líneas que trabajan a una impedancia de $\sqrt{2} \cdot Z_0$ con longitud de $\lambda/4$ (90°). Entre los dos puertos de salida es posible emplear dispositivos de montaje en superficie (SMD - *Surface-Mount Devices*) como es el caso de una resistencia de valor $2 \cdot Z_0$. Ésta permite que la potencia reflejada en los puertos de salida se disipe en la resistencia.

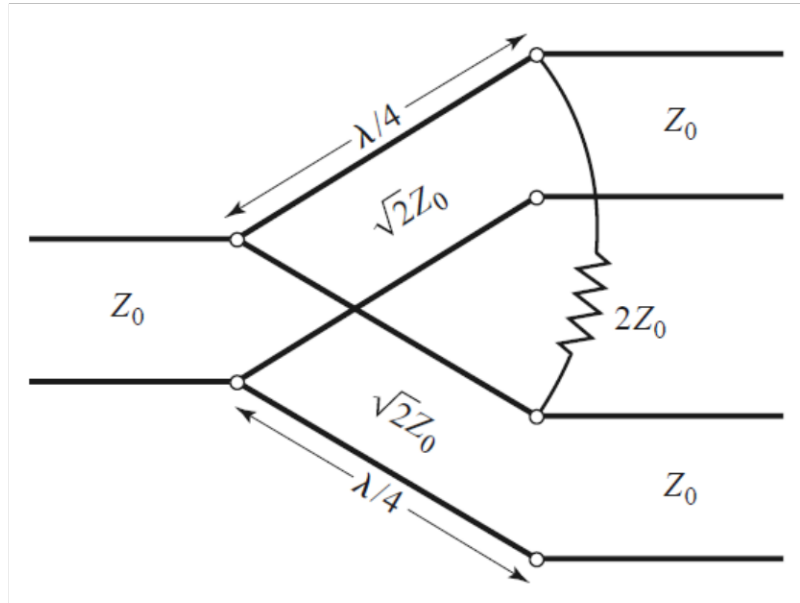
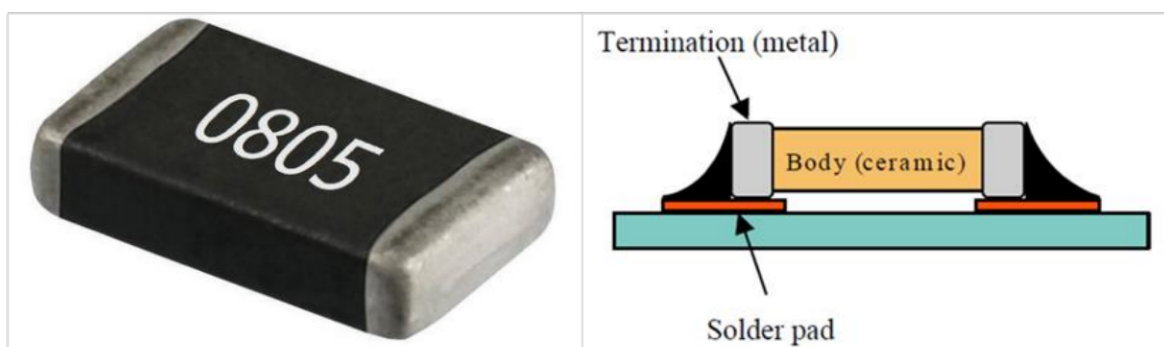


Figura 1.6 Circuito de línea de transmisión equivalente de un divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos con relación de potencia igual (3dB) en sus puertos de salida [4].

1.4.6 RESISTENCIA SMD

La Figura 1.7 (a) ilustra una resistencia SMD, o sus siglas en inglés *Surface-Mount Devices* es decir dispositivos de montaje superficial, son resistencias cuya apariencia plana, rectangular y de áreas metalizadas en los extremos de su cuerpo son ideales para ponerse en contacto con la placa de un circuito impreso mediante soldadura como muestra la Figura 1.7 (b).



(a)

(b)

Figura 1.7 (a) Resistencia SMD modelo 0805. (b) Vista lateral de un resistor SMD (*Surface-Mount Devices*) soldado sobre un sustrato [7].

Los diseños tipo Wilkinson que se modelan más adelante en este trabajo emplean una resistencia tipo SMD 0805 cuyas dimensiones se aprecian en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1 Dimensiones para el diseño del *footprint* de resistencias SMD soldadas por infrarrojo o flujo caliente [7].

| SIZE | Footprint dimensions in mm | | | | | | | Processing remarks | Placement Accuracy |
|------|----------------------------|------|------|------|------|------|------|---------------------------|--------------------|
| | A | B | C | D | E | F | G | | |
| 0201 | 0.75 | 0.30 | 0.30 | 0.30 | 0.20 | 1.10 | 0.50 | IR reflow soldering | ± 0.05 |
| 0402 | 1.50 | 0.50 | 0.50 | 0.60 | 0.10 | 1.90 | 1.00 | IR or hot plate soldering | ± 0.15 |
| 0603 | 2.10 | 0.90 | 0.60 | 0.90 | 0.50 | 2.35 | 1.45 | | ± 0.25 |
| 0805 | 2.60 | 1.20 | 0.70 | 1.30 | 0.75 | 2.85 | 1.90 | | ± 0.25 |
| 1206 | 3.80 | 2.00 | 0.90 | 1.60 | 1.60 | 4.05 | 2.25 | | ± 0.25 |
| 1218 | 3.80 | 2.00 | 0.90 | 4.80 | 1.40 | 4.20 | 5.50 | | ± 0.25 |
| 2010 | 5.60 | 3.80 | 0.90 | 2.80 | 3.40 | 5.85 | 3.15 | | ± 0.25 |
| 2512 | 7.00 | 3.80 | 1.60 | 3.50 | 3.40 | 7.25 | 3.85 | | ± 0.25 |

De acuerdo con la Figura 1.8 y en relación con la Tabla 1.1, los modelos realizados, en este trabajo, de un diseño de un divisor de potencia tipo Wilkinson consideran a ciertas dimensiones de una resistencia SMD como relevantes:

- *D*, determina el ancho *W* de la línea de transmisión que conecta a la resistencia.
- *B*, determina el espacio mínimo necesario de separación entre las zonas de soldadura de los extremos de las líneas de transmisión que conectan a la resistencia.

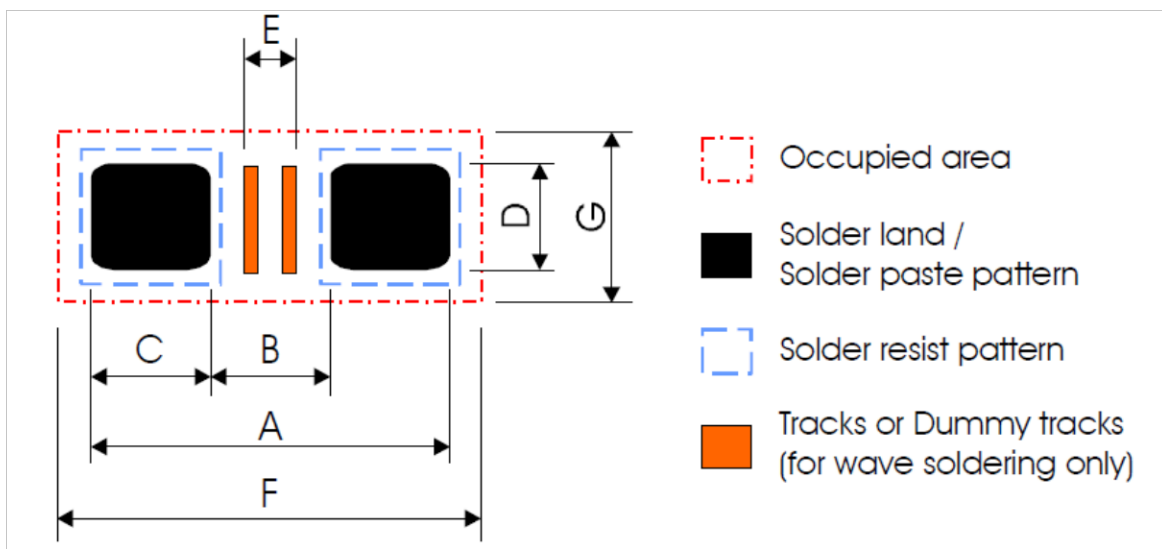


Figura 1.8 Directrices físicas de una resistencia SMD de acuerdo con diseño del *footprint* de la Tabla 1.1 [7].

1.4.7 SUSTRATO DIELECTRICO (FR4)

El sustrato FR4 es un compuesto de fibra de vidrio denominado “*Flame Retardant*” FR4 ya que su material se refiere a un retardante de llama. Presenta buenas propiedades aislantes y también genera buena estabilidad térmica y mecánica, además de su alta disponibilidad y bajo costo de fabricación [8].

El sustrato FR4 cumple un rol determinante en el diseño de la estructura de un divisor de potencia, debido a que al ser un material dieléctrico provocaría cambios significativos en el funcionamiento eléctrico del circuito [9]. Razón por la cual, es fundamental tomar en cuenta las características y los parámetros del sustrato FR4, de la Tabla 1.2, en el modelaje y diseño de los divisores de potencia en este trabajo.

Tabla 1.2 Parámetros dieléctricos del sustrato FR4.

| PARÁMETRO | SÍMBOLOGÍA UTILIZADA EN KEYSIGHT® ADS | VALOR |
|---|---------------------------------------|----------|
| Constante dieléctrica efectiva relativa | Er | 4,4 |
| Espesor del sustrato | H | 1,5 mm |
| Espesor del conductor o línea de cobre | T | 0,016 mm |
| Conductividad Eléctrica del Cobre | Cond | 5,88E+07 |
| Factor de Disipación o Tangente de Pérdidas | TanD | 0,02 |

2 METODOLOGÍA

El presente trabajo de integración muestra el diseño y simulación de los circuitos de un divisor de potencia tipo “T” y tipo Wilkinson. Las estructuras presentan esquemas circuitales de tres puertos 1:2 (una entrada a dos salidas) y de cinco puertos 1:4 (una entrada a cuatro salidas), simulados con la ayuda del software Keysight® Advanced Design System (ADS).

2.1 SIMULACIÓN DE ESTRUCTURAS DE RADIOFRECUENCIA EN ADS

Keysight® ADS permite concatenar diferentes tipos de modelado de estructuras en componentes como esquemáticos, simbólicos y *layout* dentro de un solo diseño los cuales son administrables desde un único *workspace*. Además, este software proporciona controladores y herramientas que pueden agregar y configurar variables o datos para simular, optimizar y probar sus diseños.

2.1.1 SUSTRATO FR4 EN ADS

El uso de un sustrato en una simulación electromagnética es de suma importancia ya que, al ser un medio dieléctrico, la propagación de la onda electromagnética ocurre mayormente en este medio. En el presente trabajo se empleará el sustrato FR4 el cual fue descrito previamente en la sección 1.4.7.

La Figura 2.1 muestra la configuración del sustrato FR4 para la simulación electromagnética EM de Keysight® ADS acorde a los parámetros indicados en la Tabla 1.2. La Figura 2.2 muestra la configuración del sustrato FR4 para la simulación circuital de Keysight® ADS.

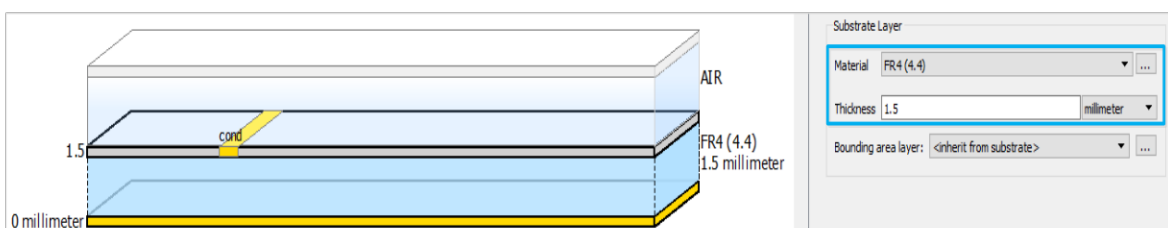


Figura 2.1 Configuración del sustrato FR4 en Keysight® ADS para la simulación electromagnética EM.

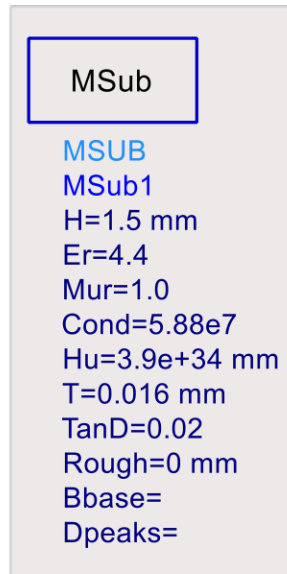


Figura 2.2 Configuración de los parámetros del sustrato FR4 para el control de simulaciones de los circuitos esquemáticos en Keysight® ADS.

2.1.2 HERRAMIENTA LINECALC

LineCalc es un programa de análisis y síntesis que está incluido dentro del paquete de diseño esquemático de Keysight® ADS empleado para realizar cálculos de forma rápida de la geometría de una línea de transmisión. La Figura 2.3 ilustra un ejemplo de utilización de LineCalc para una línea *microstrip*.

Para realizar la implementación esquemática de todos los diseños a lo largo de este trabajo, se utiliza LineCalc para calcular los valores teóricos de las geometrías de las líneas de transmisión, que se aprecia en la parte superior derecha de la Figura 2.3, en cada uno de los diseños modelados de acuerdo con los parámetros del sustrato, la frecuencia de operación en que trabaja el circuito y la impedancia característica en conjunto con la longitud eléctrica de la línea de transmisión, según corresponda.

2.1.3 COMPONENTES DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Para realizar los diseños esquemáticos en Keysight® ADS se emplea los componentes de líneas de transmisión: sección de línea de transmisión (MLIN), unión tipo “T” (MTEE_ADS) y unión en ángulo de 90 grados (MSOBNB_MDS).

La componente MTEE_ADS que se observa en la Figura 2.4 (a) presenta tres nodos de conexión que pueden ser conectados a otros componentes de línea de transmisión. En la estructura de este componente es importante diferenciar a qué puerto pertenece cada variable W1, W2, W3 las cuales determinan el ancho de la línea *microstrip* a ser conectada. La Figura 2.4 (b) muestra la estructura del componente.

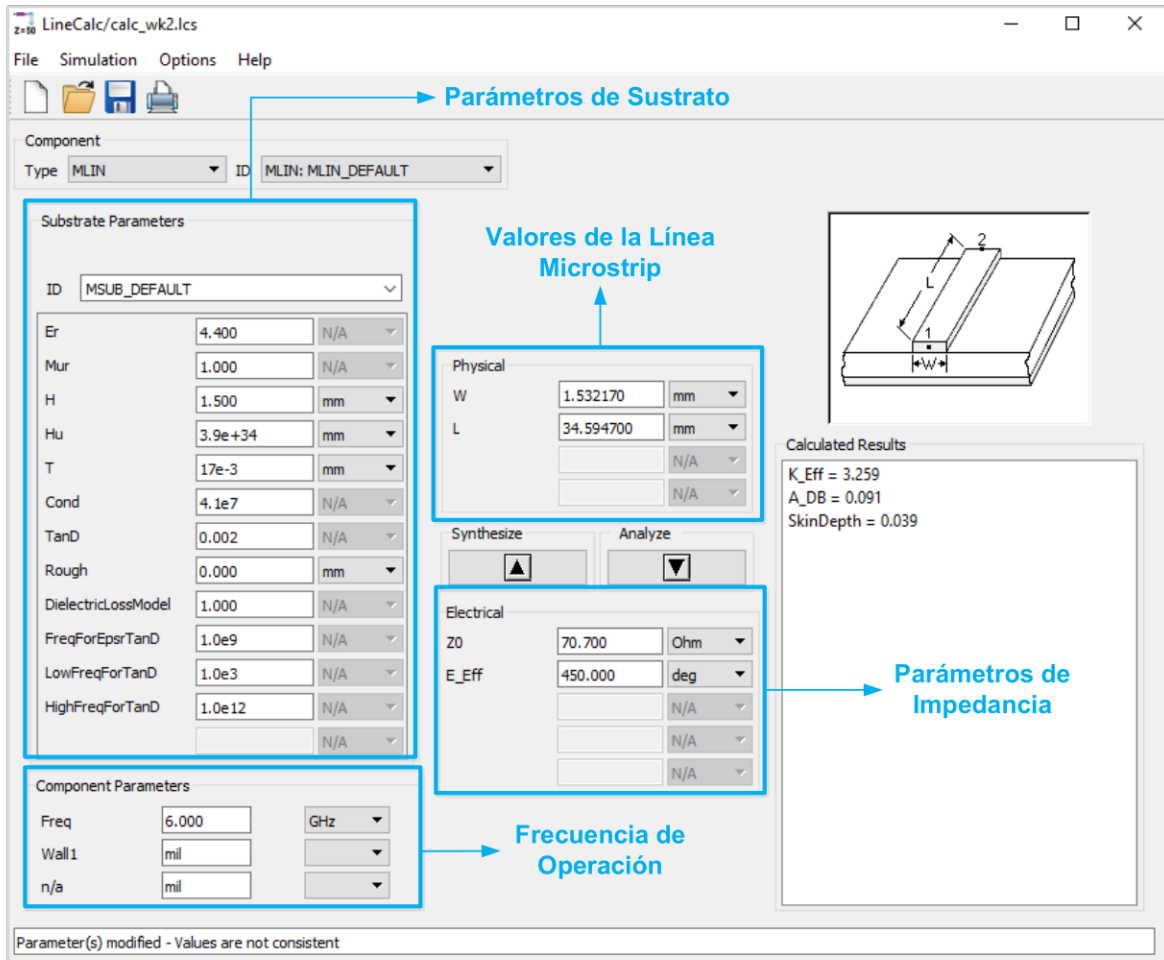


Figura 2.3 Herramienta LineCalc de Keysight® ADS. Parámetros de cálculo para obtener las dimensiones de ancho W y la longitud eléctrica L de una línea de transmisión

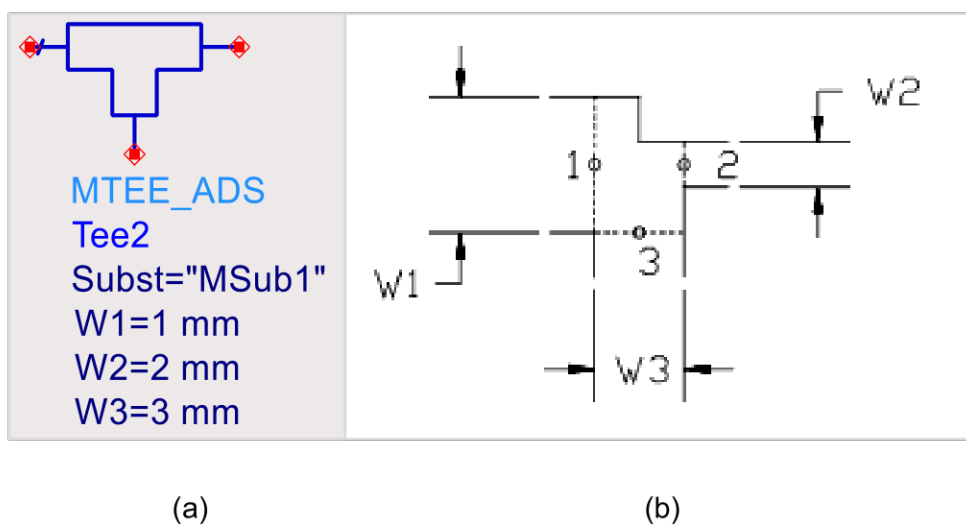


Figura 2.4 (a) Componente MTEE_ADS, de líneas de transmisión de unión tipo "T", del simulador esquemático de Keysight® ADS. (b) Disposición física de los nodos de conexión de un componente de unión tipo "T".

La Figura 2.5 (a) muestra la componente MSOBND_MDS que conecta dos líneas de transmisión en una estructura que forma una curva de 90 grados, comúnmente conocido como “codo”. En la Figura 2.5 (b) se determina las dimensiones físicas de la componente *Bend*.

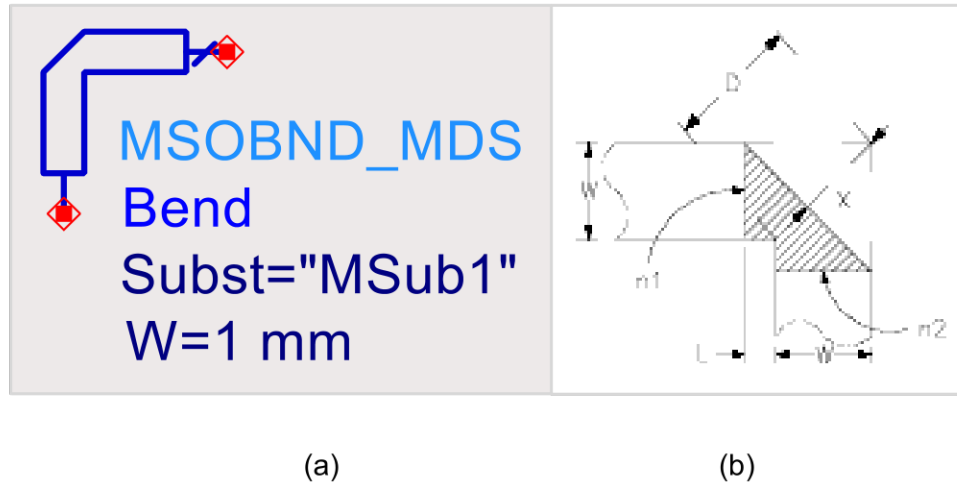


Figura 2.5 Componente MSOBND_MDS del simulador esquemático de Keysight® ADS.
 (a) Componente esquemático de líneas de transmisión de unión de curvaturas de 90°.
 (b) Dimensiones físicas de la componente *Bend*.

Para obtener el valor L de la longitud interna de la *Bend* se tiene la ecuación (2.1) [10]

$$M = 52 + 65 \left[e^{-1.35 \frac{W}{H}} \right] \quad (2.1)$$

Donde

- W : ancho de la línea de transmisión
- H : espesor del sustrato

y la ecuación (2.2) [10].

$$L = W \left(\frac{M}{50} - 1 \right) \quad (2.2)$$

2.2 DISEÑO DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T”

Esta sección describe el proceso y modelaje del diseño esquemático de un divisor de potencia tipo “T” de tres puertos y un divisor de potencia tipo “T” de cinco puertos.

2.2.1 DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO "T" DE 3 PUERTOS (1:2)

La Figura 2.6 ilustra el modelo de un divisor de potencia tipo "T" de tres puertos. Básicamente este divisor interconecta una entrada con dos salidas las cuales se encuentran en paralelo con el objetivo de dividir la potencia de entrada a cada línea de salida.

Los diseños presentan en la línea de entrada una impedancia Z_0 igual a 50Ω y si se cumple la ecuación (1.3), para obtener a una división igual de potencia, se tiene Z_1 y Z_2 iguales a 100Ω .

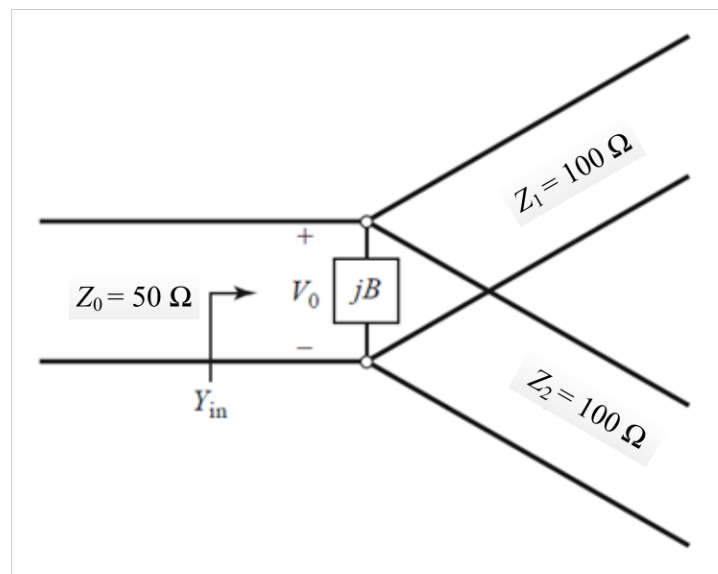


Figura 2.6 Modelo de las líneas de transmisión de un divisor de Potencia tipo "T" de tres puertos (1:2) con línea de transmisión de entrada con $Z_0 = 50 \Omega$ para una división de potencia en los puertos de salida en partes iguales.

Una vez que se establece las condiciones de diseño para este modelo, se ingresan los datos en LineCalc y se obtiene el ancho W_{50} y W_{100} para las líneas de transmisión de 50Ω y 100Ω respectivamente, que se observan en la Tabla 2.1. Además, las longitudes L_{50} y L_{100} se asumen el valor de 10 mm el cual se considera adecuado por facilidad física de implementación y, salvo las pérdidas introducidas, no representan un parámetro determinante para el desempeño del circuito.

Basado en la Tabla 2.1 se realiza el diseño esquemático de un divisor de potencia tipo "T" de tres puertos igual al de la Figura 2.7, donde se establece cada uno de los valores de ancho y longitud de cada tramo de las líneas de transmisión.

Tabla 2.1 Etiquetas de variables, valores teóricos y optimizados de diseño del divisor de Potencia tipo "T" de 3 puertos (1:2).

| Segmento de Diseño | | Etiqueta | Valor LineCalc [mm] | Valor Asumido [mm] |
|--------------------|--------------|-----------|---------------------|--------------------|
| línea de 50 Ω | ancho W | W_{50} | 2,96 | - |
| | longitud L | L_{50} | - | 10 |
| línea de 100 Ω | ancho W | W_{100} | 0,67 | - |
| | longitud L | L_{100} | - | 10 |

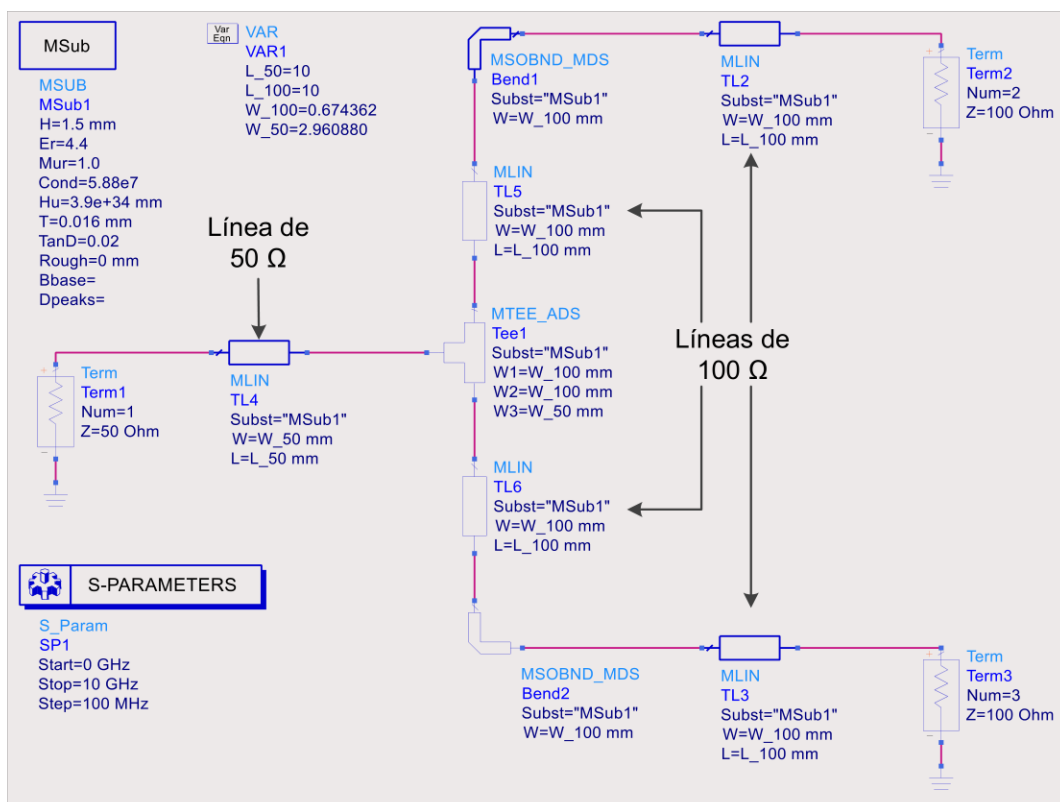


Figura 2.7 Diseño esquemático de un divisor de potencia tipo "T" de 3 puertos (1:2) con relación igual de potencia en Keysight® ADS.

Los parámetros S obtenidos de la simulación del circuito de la Figura 2.7 indican que el coeficiente de reflexión es de $-23,35$ dB, la cual está por debajo del valor de un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión de -20 dB). En tanto a las pérdidas por inserción de $3,58$ dB, presenta una variación de alrededor de $0,58$ dB en relación con lo que se tendría en un divisor de potencia ideal (pérdidas por inserción de 3 dB). Estas variaciones son consideradas normales debido a la longitud de las líneas de transmisión del divisor de potencia.

2.2.2 DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 3 PUERTOS (1:2)

El diseño realizado en la sección 2.2.1 obtiene los resultados de potencia requeridos, desde luego, en la realidad un circuito de estas características conectará en sus puertos líneas o cargas estandarizadas de 50Ω o 75Ω .

Basado en la premisa anterior, se procede a realizar el diseño de un transformador de $\lambda/4$ cuyo objetivo es acoplar las impedancias de las líneas de transmisión de impedancia de 100Ω (Z_{in}) a líneas de transmisión de impedancia de 50Ω (Z_{out}), como lo muestra la Figura 2.8. Para lo cual, en base a la ecuación (1.4) se obtiene el valor de la impedancia del transformador Z_{TR} igual a $70,7 \Omega$.

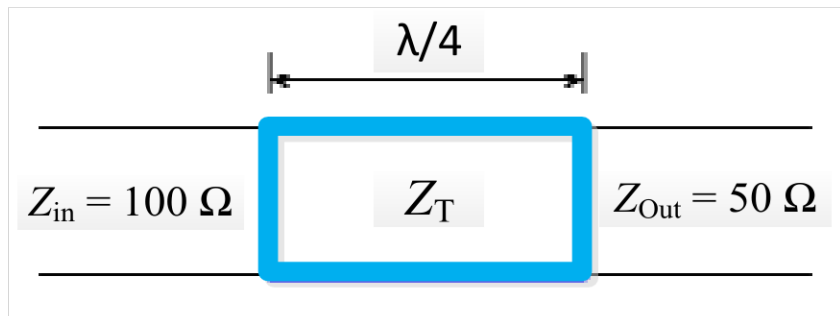


Figura 2.8 Transformador de $\lambda/4$ de líneas de transmisión de impedancia de 100Ω a líneas de transmisión de impedancia de 50Ω .

Una vez calculados los valores correspondientes de ancho W_{TR} y longitud L_{TR} correspondientes de la impedancia de $70,7 \Omega$ y la longitud de 90° del transformador de impedancias, en el LineCalc, y con los valores de la Tabla 2.1 se presenta la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Etiquetas de variables, valores teóricos y optimizados de diseño del divisor de Potencia tipo "T" acoplado de 3 puertos (1:2).

| Segmento de Diseño | | Etiqueta | Valor LineCalc [mm] | Valor Optimizado [mm] | Valor Asumido [mm] |
|-------------------------|--------------|-----------|---------------------|-----------------------|--------------------|
| línea de 50Ω | ancho W | W_{50} | 2,96 | 2,96 | - |
| | longitud L | L_{50} | - | - | 10 |
| línea de 100Ω | ancho W | W_{100} | 0,67 | 0,67 | - |
| | longitud L | L_{100} | - | - | 10 |
| línea del transformador | ancho W | W_{TR} | 1,56 | 1,64 | - |
| | longitud L | L_{TR} | 6,97 | 8,00 | - |

La Figura 2.9 muestra la sección del transformador de impedancias que utiliza el circuito divisor de potencia tipo "T" acoplado de tres puertos. En la Figura 2.10 se aprecia el *layout* de la sección del transformador. Aquí se nota claramente el cambio del ancho de las líneas *microstrip* (que va de W_{100} a W_{TR} a W_{50}) que en realidad es el acoplamiento que requiere el transformador.

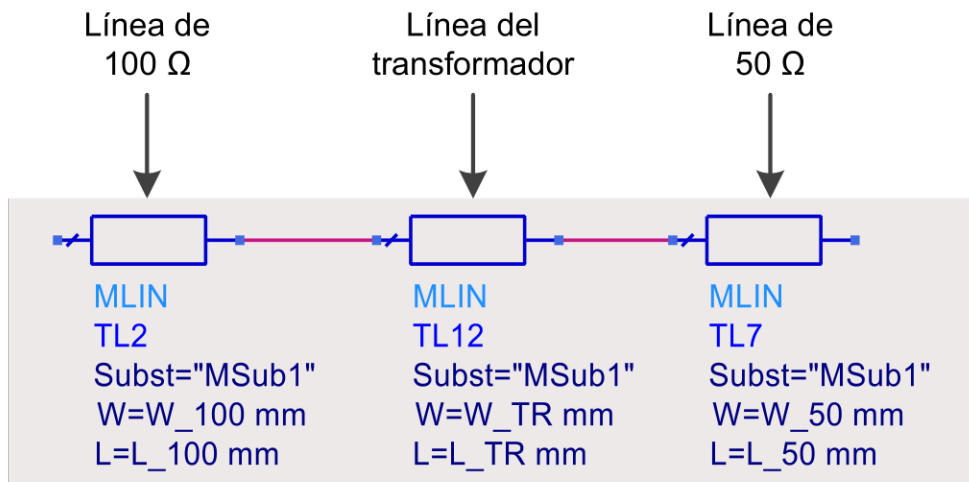


Figura 2.9 Diseño esquemático de la sección que contiene el transformador de $\lambda/4$ de líneas de transmisión de impedancia de 100 Ω a líneas de transmisión de impedancia de 50 Ω en Keysight® ADS.

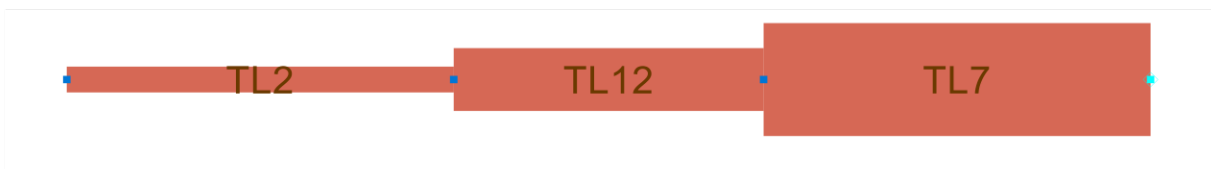


Figura 2.10 *Layout* de la sección que contiene el transformador de $\lambda/4$ de una línea de transmisión de impedancia de 100 Ω a una línea de transmisión de impedancia de 50 Ω .

A partir de los datos de la Tabla 2.2 se obtiene el diseño esquemático en Keysight® ADS de un divisor de potencia tipo "T" acoplado de tres puertos optimizado como el de la Figura 2.11.

El diseño de la Figura 2.11 se realiza en base al de la Figura 2.7, el cual presenta un transformador de impedancias al final de las líneas de transmisión de impedancia de 100 Ω . Keysight® ADS brinda la facilidad de variar valores de forma dinámica, mientras se realiza la simulación, en este caso varían W_{TR} y L_{TR} para obtener un diseño optimizado. Muestra de ello se aprecia en la Figura 2.12 (a) donde el coeficiente de

reflexión es de $-43,3$ dB y está muy por debajo del valor de un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión de -20 dB). Del mismo modo, Figura 2.12 (b) indica que las pérdidas por inserción de $3,91$ dB, presenta una variación de alrededor de $0,91$ dB en relación con lo que se tendría en un divisor de potencia ideal (pérdidas por inserción de 3 dB) producidas por la longitud de las líneas de transmisión y por la inserción de transformadores de $\lambda/4$ que no afectan significativamente a la transferencia de potencia a la salida de los puertos.

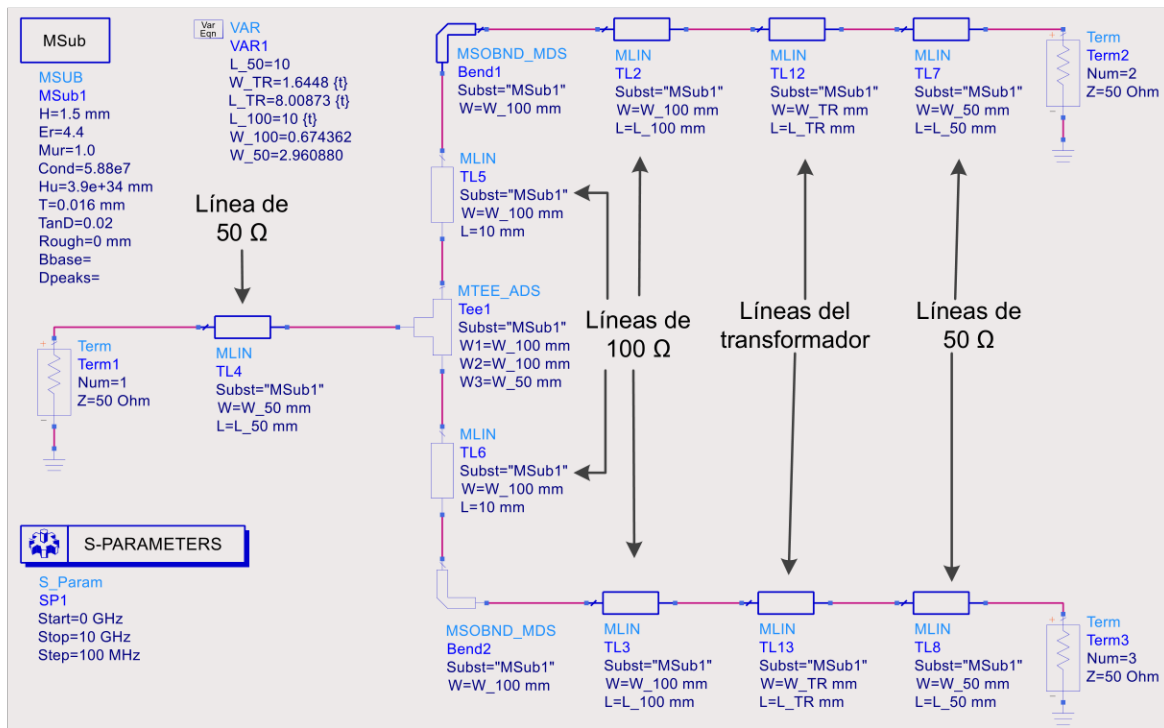
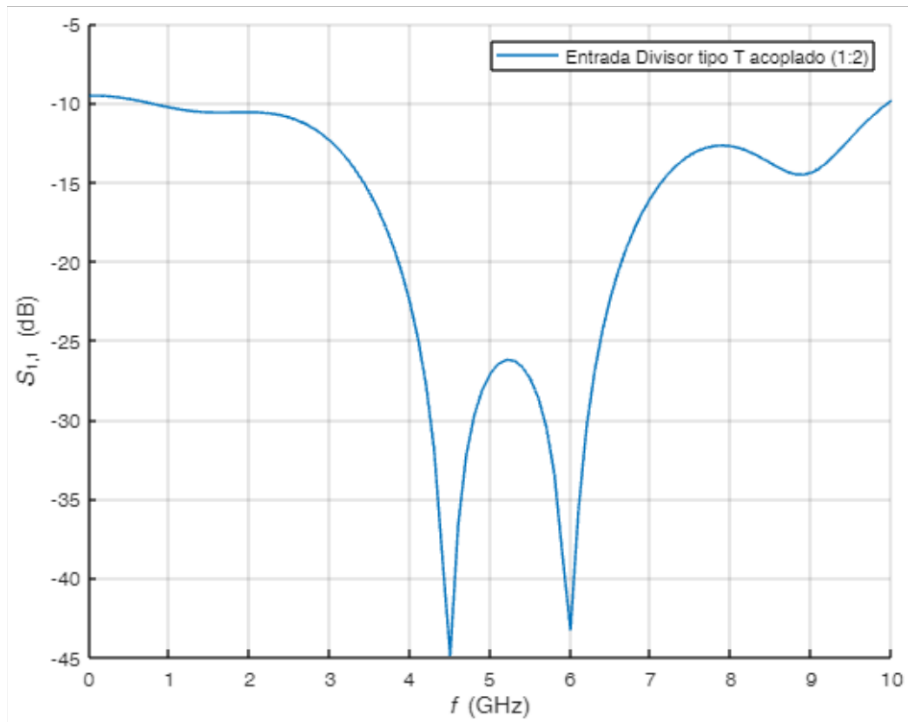


Figura 2.11 Diseño esquemático de un divisor de potencia tipo "T" acoplado de 3 puertos (1:2) con relación igual de potencia en Keysight® ADS.

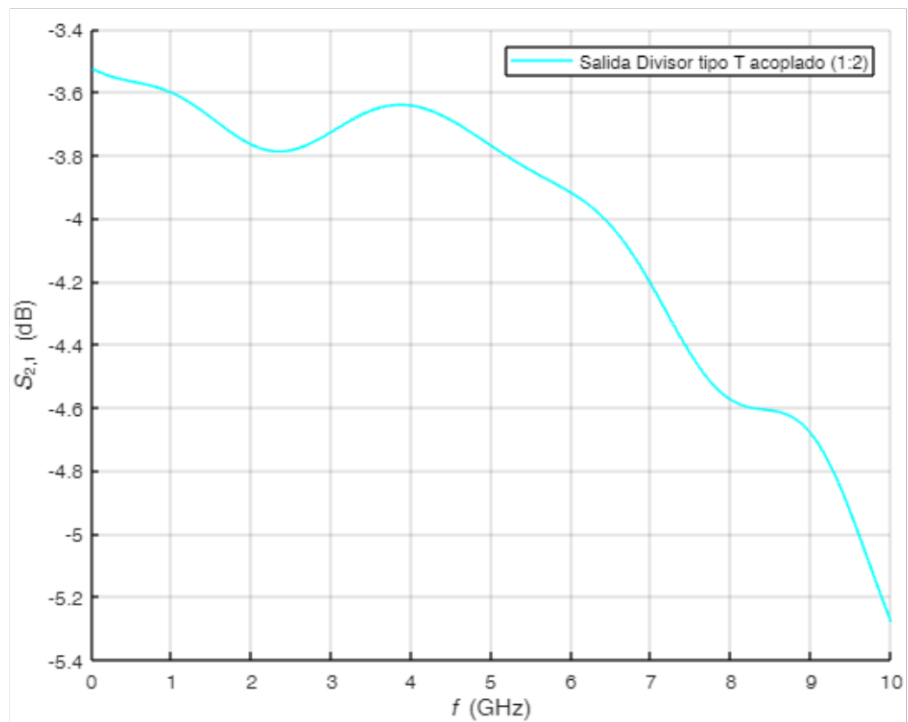
2.2.3 DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO "T" DE 5 PUERTOS (1:4)

El diseño de un divisor de potencia tipo "T" de cinco puertos presenta un puerto de entrada y cuatro puertos a la salida, lo que indica que la potencia recibida en el puerto de entrada se divide para los cuatro puertos en la salida. Para el caso en el que la división de potencia sea equitativa, el factor de pérdidas por inserción visto desde la entrada a cada uno de los puertos de salida será en el caso ideal de 6 dB, respectivamente.

Se emplea como base el diseño de la Figura 2.6 para modelar un bosquejo del nuevo diseño del divisor de potencia tipo "T" de cinco puertos (1:4) el cual se visualiza en la Figura 2.13.



(a)



(b)

Figura 2.12 (a) Parámetro S_{11} del divisor de potencia tipo “T” acoplado en sus salidas de 3 puertos (1:2). (b) Parámetro S_{21} del divisor de potencia tipo “T” acoplado en sus salidas de 3 puertos (1:2).

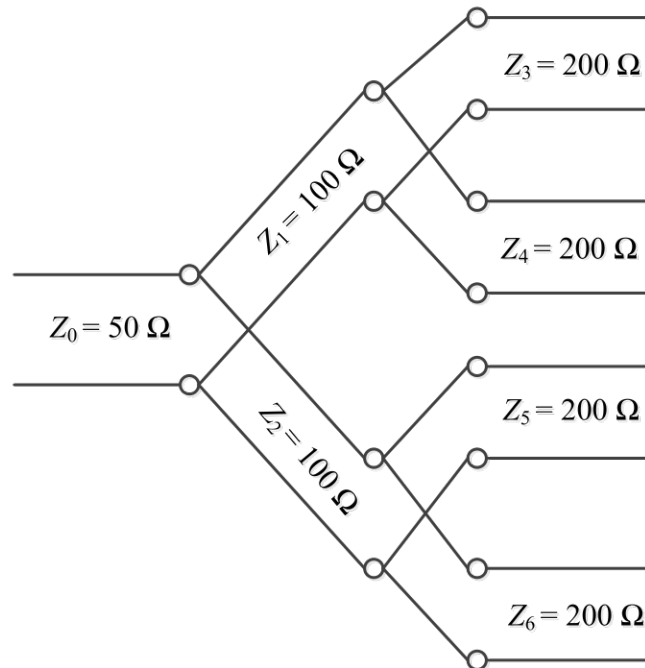


Figura 2.13 Modelo de líneas de transmisión de un divisor de Potencia tipo "T" de cinco puertos (1:4) con línea de transmisión de entrada de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$ con división de potencia simétrica en sus puertos de salida

El diseño de la Figura 2.13 presenta en la línea de entrada una impedancia Z_0 igual a 50Ω . Se cumple la ecuación (1.3) en los siguientes casos:

- entre las impedancias Z_0 , Z_1 y Z_2 se obtiene que Z_1 y Z_2 son iguales a 100Ω .
- entre las impedancias Z_1 , Z_3 y Z_4 se obtiene que Z_3 y Z_4 son iguales a 200Ω .

Es decir, el diseño empieza desde una línea de transmisión de impedancia de 50Ω en el puerto de entrada, después se bifurca en dos líneas de transmisión de impedancia de 100Ω que posteriormente de éstas se bifurcan en cuatro líneas de transmisión de impedancia de 200Ω en los cuatro puertos de salida.

Una vez que se establece las condiciones de diseño para este modelo, basándose en la Tabla 2.1 y el valor del ancho w_{200} para las líneas de transmisión 200Ω calculadas en LineCalc, se obtiene la Tabla 2.3. Además, la longitud L_{200} se asume el valor de 10 mm por las razones antes ya mencionadas.

El ancho w_{200} obtenido para las líneas de transmisión de impedancia de 200Ω es de $30 \mu\text{m}$ el cual resulta ser muy fino para una realización impresa. A pesar de esta adversidad y teniendo en cuenta en primer lugar el objetivo teórico del presente trabajo,

se acepta en un principio este valor obtenido. La Figura 2.14 presenta el diseño esquemático en Keysight® ADS de un divisor de potencia en tipo “T” de cinco puertos.

Tabla 2.3 Etiquetas de variables, valores teóricos y optimizados de diseño del divisor de Potencia tipo "T" de 5 puertos (1:4).

| Segmento de Diseño | | Etiqueta | Valor LineCalc [mm] | Valor Asumido [mm] |
|--------------------|--------------|-----------|---------------------|--------------------|
| línea de 50 Ω | ancho W | w_{50} | 2,96 | - |
| | longitud L | L_{50} | - | 10 |
| línea de 100 Ω | ancho W | w_{100} | 0,67 | - |
| | longitud L | L_{100} | - | 10 |
| línea del 200 Ω | ancho W | w_{200} | 30×10^{-3} | - |
| | longitud L | L_{200} | - | 10 |

Los parámetros de transmisión obtenidos de la simulación del circuito de la Figura 2.14 indican que el coeficiente de reflexión es de $-23,42$ dB, siendo este un valor por debajo en relación con lo que se tendría en un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión de -20 dB). En tanto a las pérdidas por inserción de $7,11$ dB presenta una variación de $1,11$ dB, en relación con el valor de un divisor de potencia ideal (pérdidas por inserción de 6 dB), considerada como normal que se justifica por la longitud de todas las líneas de transmisión del divisor de potencia.

2.2.4 DISEÑO ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 5 PUERTOS (1:4)

El diseño divisor de potencia tipo “T” de cinco puertos diseñado en la sección anterior presentó resultados favorables en la simulación en términos de transferencia de potencia; sin embargo, el ancho w_{200} de las líneas de transmisión de impedancia característica 200Ω , como se había remarcado, es demasiado fina como para una implementación real con tecnología impresa. Pues, al buen conocer de los autores, en Ecuador se fabrican líneas *microstrip* de mínimo $0,5$ mm y en el extranjero de mínimo $0,2$ mm.

Esta sección muestra un diseño que solventa los problemas antes mencionados; ya que, el modelo se basa en el acople de impedancias de 50Ω tanto en el puerto de entrada como en los puertos de salida. Dando así la pauta a la solución, que radica en cambiar estas líneas de transmisión de impedancia de 200Ω por líneas de transmisión de impedancia de 100Ω que a su vez se acoplarían a líneas de transmisión de impedancia de 50Ω a través de un transformador de $\lambda/4$, tal como se revisó en la sección 1.4.4.

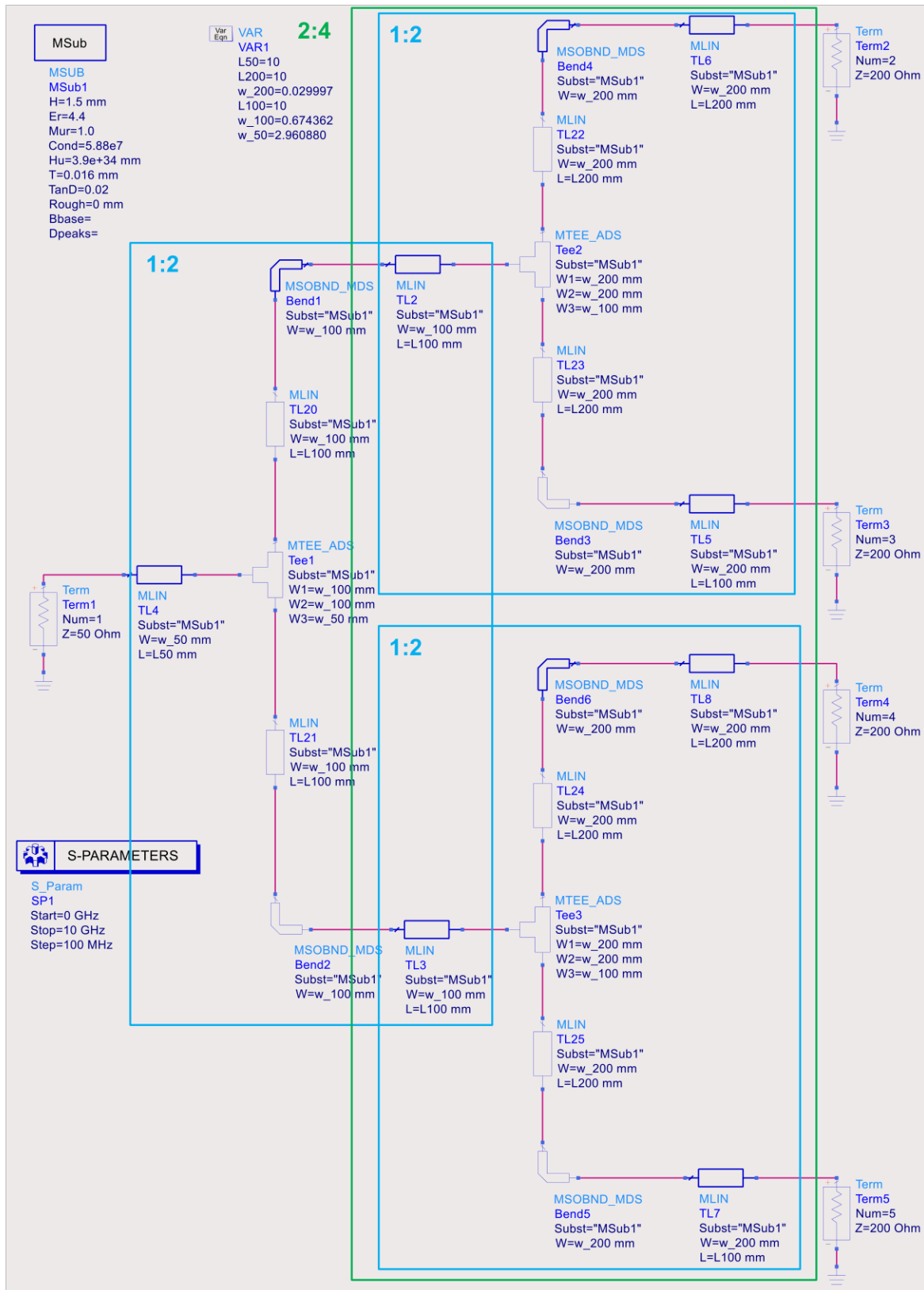


Figura 2.14 Diseño esquemático de un divisor de potencia tipo "T" de 5 puertos (1:4) con igual relación de potencia modelado en Keysight® ADS.

El diseño esquemático de un divisor de potencia tipo “T” acoplado de cinco puertos (1:4) es uno de los diseños objetivo-propuestos en el trabajo. Éste se modela a partir del diseño de la Figura 2.14 en el que se inserta transformadores de $\lambda/4$, idénticos a los de la Figura 2.9, tanto en la sección del diseño que bifurca el divisor de una entrada a dos salidas al igual que en la sección del diseño que bifurca el divisor de dos salidas a cuatro salidas.

La Figura 2.15 muestra el modelo implementado del divisor de potencia tipo “T” acoplado de cinco puertos (1:4). El diseño parte de una línea de transmisión de impedancia 50Ω y se divide en dos líneas de transmisión de impedancia 100Ω acoplado a líneas de transmisión de impedancia 50Ω nuevamente similar a la Figura 2.11, que a su vez en las dos salidas se replica el diseño de la Figura 2.11 otra vez, obteniendo así las cuatro salidas en líneas de transmisión de impedancia 50Ω .

El diseño emplea los datos de la Tabla 2.4 que sirve como referencia para determinar los valores finales del diseño acoplado y optimizado del modelo de la Figura 2.15.

Tabla 2.4 Etiquetas de variables, valores teóricos y optimizados de diseño del divisor de Potencia tipo "T" acoplado de 5 puertos (1:4).

| Segmento de Diseño | | Etiqueta | Valor LineCalc [mm] | Valor Optimizado [mm] | Valor Asumido [mm] |
|-------------------------|--------------|-----------|---------------------|-----------------------|--------------------|
| línea de 50Ω | ancho W | W_{50} | 2,96 | 2,96 | - |
| | longitud L | L_{50} | - | - | 10 |
| línea de 100Ω | ancho W | W_{100} | 0,67 | 0,67 | - |
| | longitud L | L_{100} | - | - | 10 |
| línea del transformador | ancho W | W_{TR} | 1,56 | 1,75 | - |
| | longitud L | L_{TR} | 6,97 | 6,84 | - |

La Figura 2.16 muestra los resultados obtenidos al simular el modelo de divisor de potencia presentado en la Figura 2.15. La variación de W_{TR} y L_{TR} permite obtener un diseño optimizado donde el coeficiente de reflexión obtenido es de $-123,01$ dB, que se aprecia en la Figura 2.16 (a), siendo este un valor idóneo más allá de lo esperado de un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión menor a -20 dB).

En la Figura 2.16 (b) se observa que, aun cuando la longitud de las líneas *microstrip* se ha incrementado por la inclusión de transformadores de $\lambda/4$ el diseño no se ve afectado en cuanto a transferencia de potencia se refiere ya que en los puertos de salida se evidencia pérdidas por inserción de $7,81$ dB. Este resultado presenta una variación de

alrededor de 1,81 dB en relación con lo que se tendría en un divisor de potencia ideal (pérdidas por inserción de 6 dB). Ya que el divisor aquí presentado responde a una realidad en la cual se ha utilizado líneas de transmisión *microstrip* en un sustrato con pérdidas dieléctricas reales, entonces la variación obtenida se justifica por las pérdidas que insertan tanto los ramales del divisor de potencia, así como los transformadores de un cuarto de longitud de onda.

2.3 DISEÑO DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON

Esta sección describe el proceso y modelaje del diseño esquemático de un divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos y un divisor de potencia tipo Wilkinson de cinco puertos.

2.3.1 DISEÑO ESQUEMÁTICO TIPO WILKINSON DE 3 PUERTOS (1:2)

Los diseños de los divisores de potencia tipo Wilkinson se caracterizan por presentar sus puertos acoplados y la peculiaridad de una resistencia conectada entre sus puertos de salida la cual contribuye a que la potencia reflejada se disipe en ésta.

El diseño esquemático del circuito divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos se modela en base a la Figura 1.6, donde Z_0 es igual a 50Ω ; es decir, es un circuito acoplado en sus puertos y susceptible a la carga ya que entre sus puertos de salida conecta una resistencia la cual cumple con la condición $2 \cdot Z_0$ teniendo así una resistencia de 100Ω .

Entre las líneas de transmisión de impedancia 50Ω , tanto en el puerto de entrada como en los puertos de salida, se acopla mediante una línea de transmisión de $\lambda/4$ que trabaja a una impedancia que cumple la condición $\sqrt{2} \cdot Z_0$. Esto quiere decir que la longitud L_{90} y el ancho W_{90} de la línea de transmisión serán determinados por una longitud eléctrica de 90 grados y una impedancia de $70,7 \Omega$.

Sin embargo, las situaciones del diseño obligan a que los valores calculados en LineCalc sean determinados para una longitud de 450 grados; es decir, una longitud de onda adicional ya que la longitud L_{90} de 90 grados no es tan larga como lo requiere las necesidades físicas de espacio en el diseño.

Un aspecto fundamental del diseño es la longitud L_{90} de la línea de transmisión de $\lambda/4$ compuesta por tres componentes esquemáticos, que se aprecia en la Figura 2.17 (a), incluida la curva MSOBNB_MDS. Esta sección del diseño se optimiza de manera independiente pues toda la rama debe tener una la longitud eléctrica de 90 grados incluida la *Bend1* como se observa en la Figura 2.17 (b).

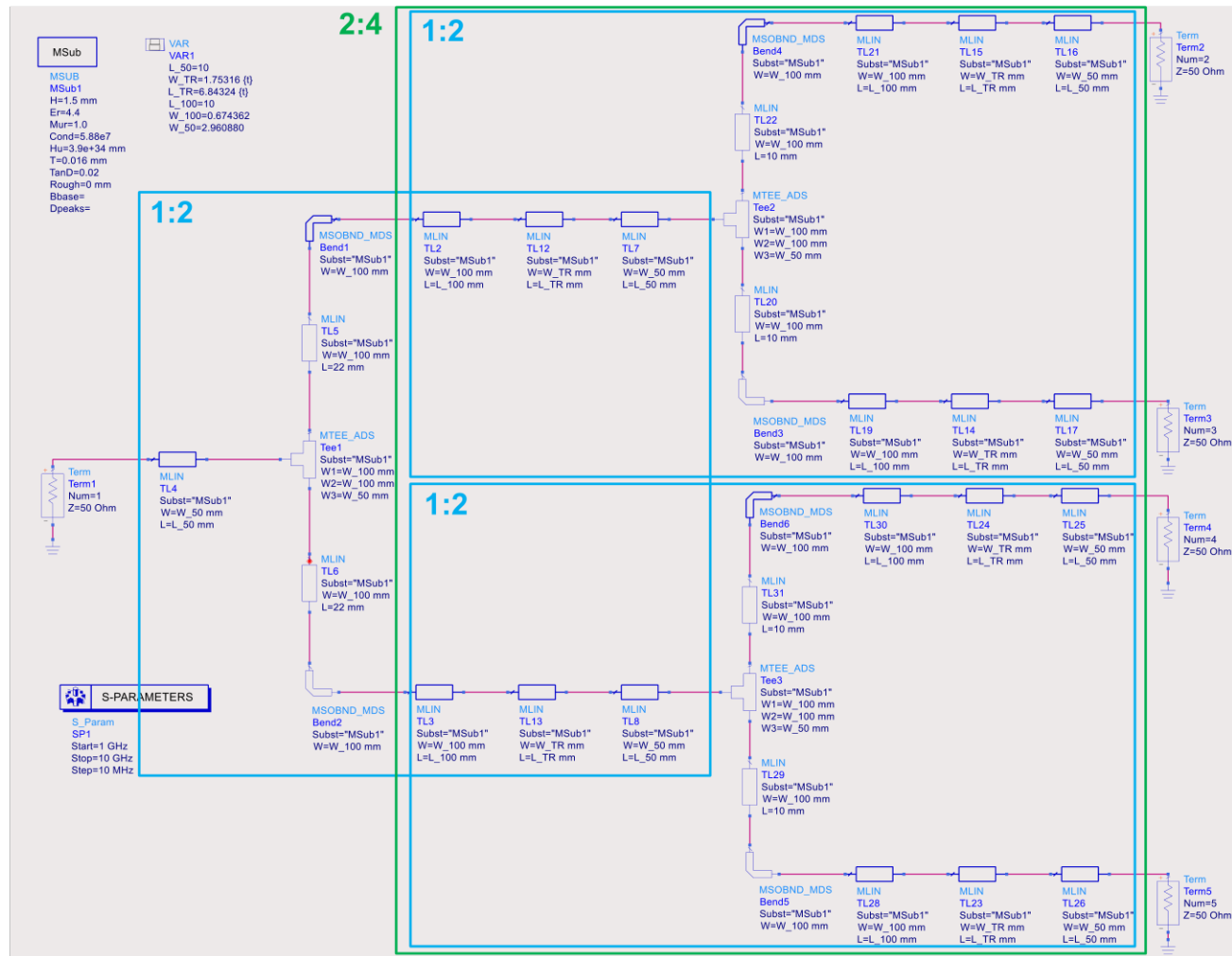
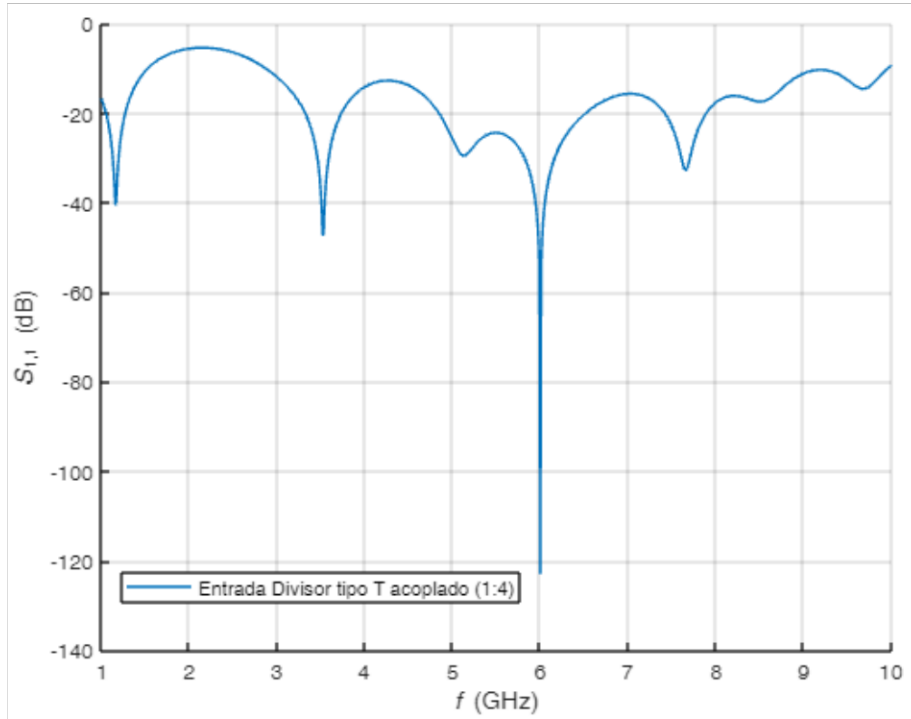
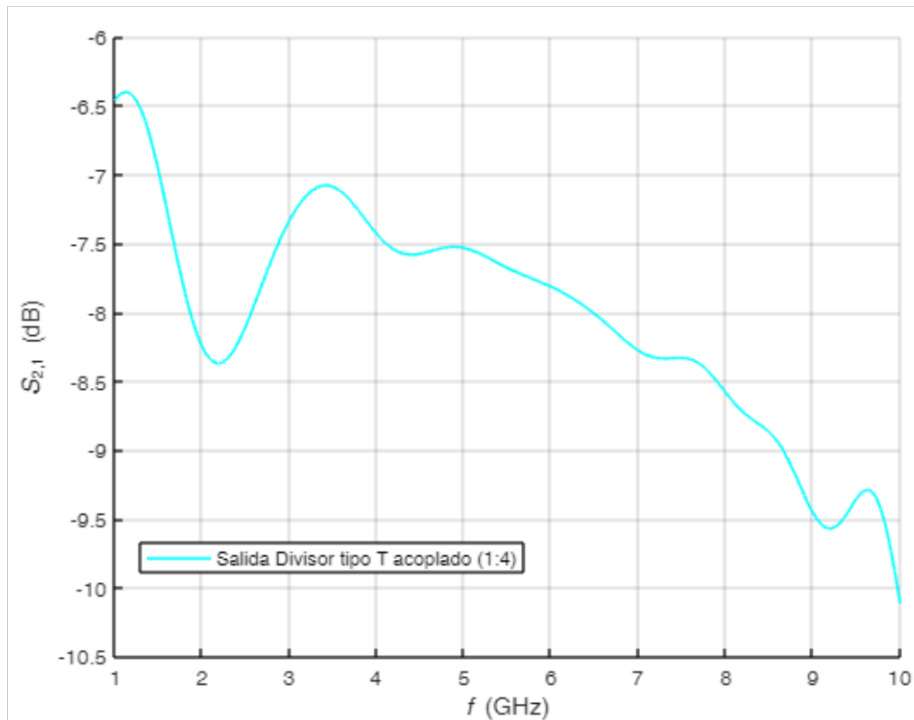


Figura 2.15 Diseño esquemático de un divisor de potencia tipo "T" acoplado de 5 puertos (1:4) con relación igual de potencia en Keysight® ADS.

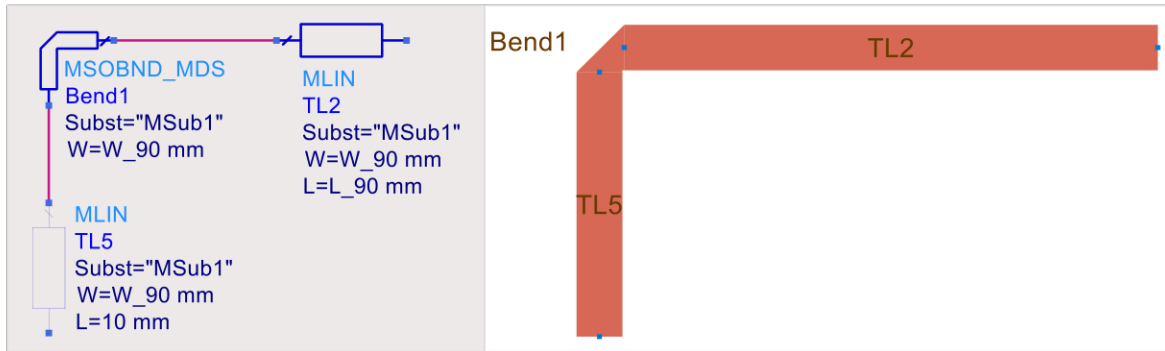


(a)



(b)

Figura 2.16 (a) Parámetro S_{11} del divisor de potencia tipo “T” acoplado en sus salidas de 5 puertos (1:4). (b) Parámetro S_{21} del divisor de potencia tipo “T” acoplado en sus salidas de 5 puertos (1:4).



(a)

(b)

Figura 2.17 Sección del diseño de un divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos (1:2) en Keysight® ADS. (a) Componentes esquemáticos del diseño de la línea de transmisión de $\lambda/4$. (b) Tramo del *layout* de la línea de transmisión de $\lambda/4$.

Una vez asumidos L_{50} de 10 mm (por facilidad de implementación) y W_R de 1,3 mm (como se revisó en la sección 1.4.6.) en conjunto con las condiciones, variables y valores determinados anteriormente se construye la Tabla 2.5 con la que se realiza el diseño esquemático del divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos (1:2) como el de la Figura 2.18.

Tabla 2.5 Etiquetas de variables, valores teóricos y optimizados de diseño del divisor de Potencia tipo Wilkinson de 3 puertos (1:2).

| Segmento de Diseño | | Etiqueta | Valor LineCalc [mm] | Valor Optimizado [mm] | Valor Asumido [mm] |
|-----------------------------|--------------|----------|--|---|--------------------|
| línea de 50 Ω | ancho W | W_{50} | 2,96 | 2,96 | - |
| | longitud L | L_{50} | - | - | 10 |
| línea de $\lambda/4$ | ancho W | W_{90} | 1,53 | 1,71 | - |
| | longitud L | L_{90} | 34,59 | 20 | - |
| línea de la resistencia SMD | ancho W | W_R | - | - | 1,3 |
| | longitud L | L_R | $\frac{L_B+10+W_{50}/2-(W_{50}/2-W_{90}/2)-0,6}{1,0755}$ | $\frac{L_B+10+W_{50}/2-(W_{50}/2-W_{90}/2)-1,0755}{1,0755}$ | - |

La Figura 2.19 muestra el *layout* del divisor de potencia tipo Wilkinson diseñado. Es importante tener en consideración la definición del ancho W_R y longitud L_R de la línea de transmisión que conecta a la resistencia SMD. Pues, W_R está dado por el valor D , tomado de la Tabla 1.1, que es 1,3 mm; mientras que, L_R se basa en la ecuación (2.1) y la ecuación (2.2) para obtener la ecuación (2.3) y la ecuación (2.4), respectivamente.

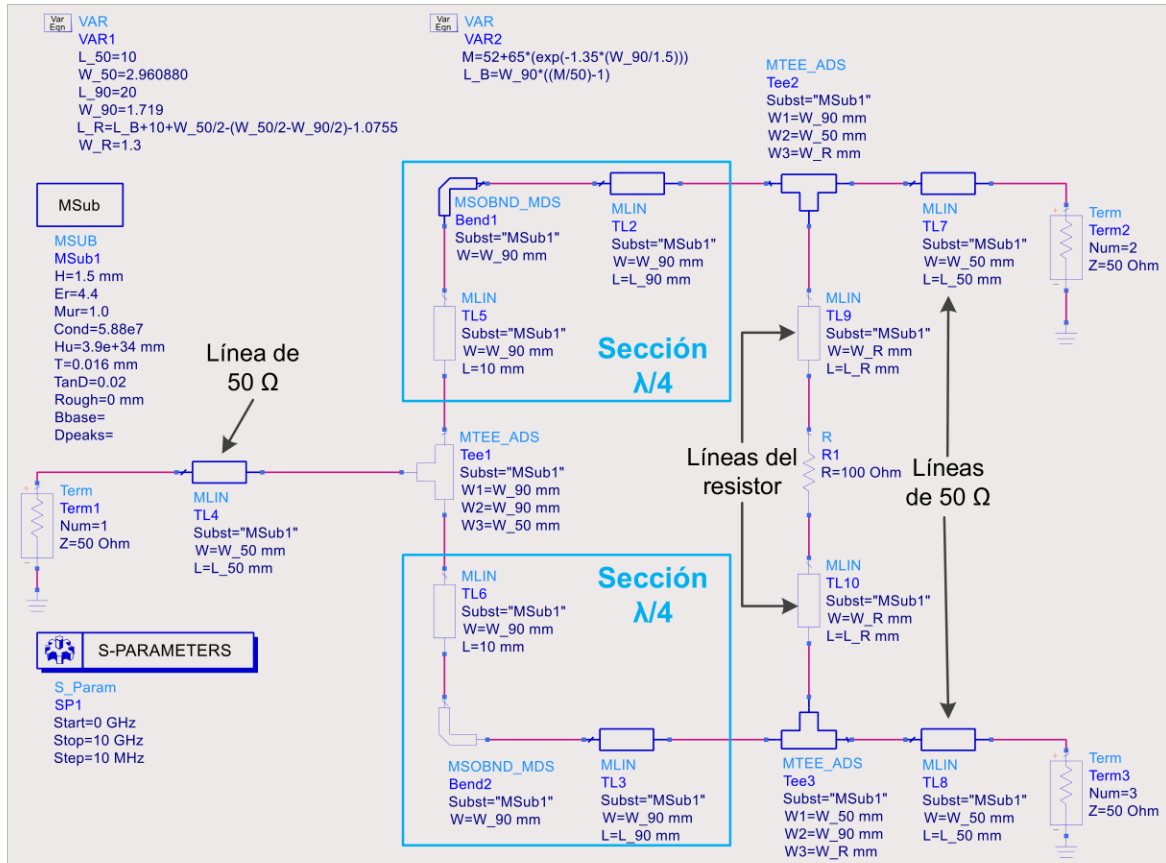


Figura 2.18 Diseño esquemático de un divisor de potencia tipo Wilkinson de 3 puertos (1:2) con relación igual de potencia en Keysight® ADS.

$$M = 52 + 65 \left[e^{-1,35 \frac{W_{90}}{H}} \right] \quad (2.3)$$

$$L_B = W_{90} \left(\frac{M}{50} - 1 \right) \quad (2.4)$$

Estas últimas construyen la ecuación (2.5), la cual pretende obtener el valor B de 1,2 mm, mínimo necesario para la resistencia SMD, referente de la Tabla 1.1, de acuerdo con las dimensiones de la Figura 2.19.

$$L_R = L_B + 10 + \frac{W_{50}}{2} - \left(\frac{W_{50}}{2} - \frac{W_{90}}{2} \right) - \frac{B}{2} \quad (2.5)$$

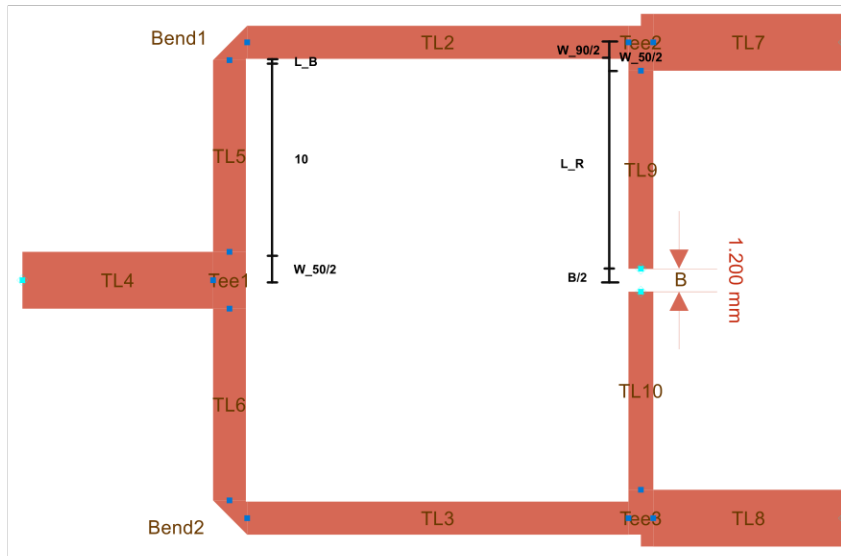
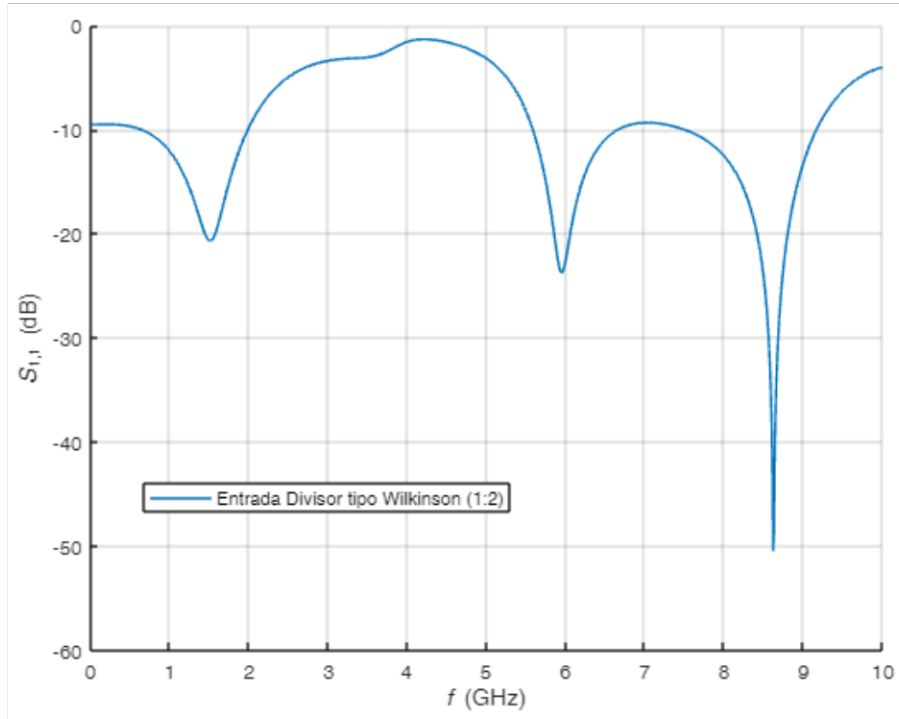


Figura 2.19 Layout en Keysight® ADS del divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos (1:2) y dimensiones físicas de las líneas de transmisión para calcular la longitud L_R de la línea de transmisión de la resistencia.

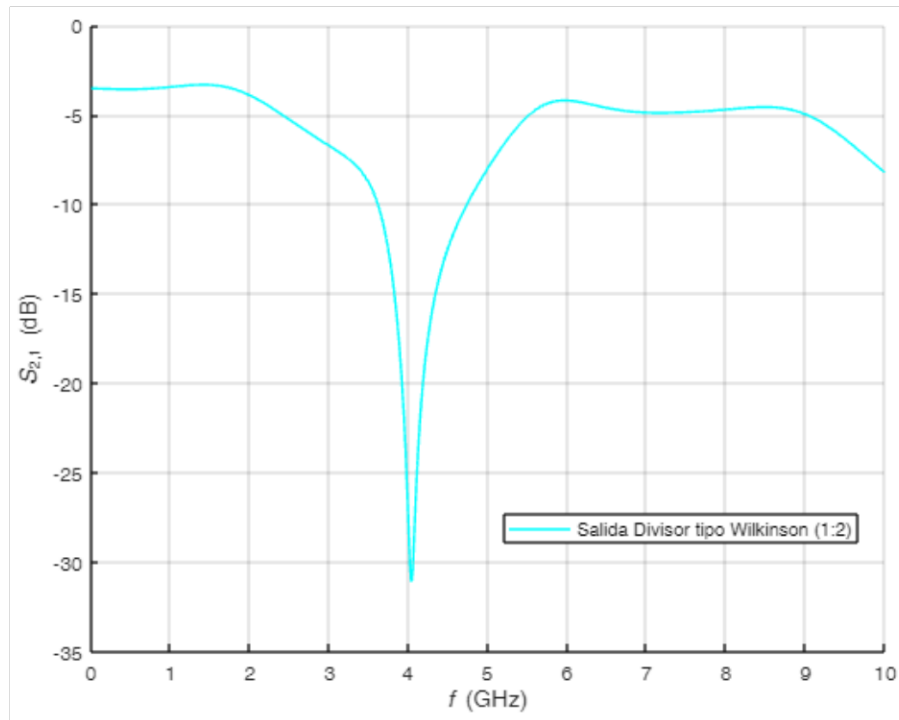
Una vez terminado el modelo esquemático de la Figura 2.18, la simulación de este verifica que el diseño ha sido optimizado gracias a la variación de W_R y L_R donde el coeficiente de reflexión llegó a $-22,51$ dB y cumple con el valor esperado en relación con un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión de -20 dB) como lo muestra la Figura 2.20 (a). En la Figura 2.20 (b) se observa que, aun cuando la longitud de las líneas de transmisión se ha incrementado por la inclusión del segmento de líneas de $\lambda/4$ el diseño no se ve afectado en cuanto a transferencia de potencia se refiere ya que en los puertos de salida se evidencia pérdidas por inserción de $4,02$ dB. Este resultado presenta una variación de alrededor de $1,02$ dB en relación con lo que se tendría en un divisor de potencia ideal (pérdidas por inserción de 3 dB) debido la extensión notable de las líneas de transmisión de un cuanto de onda que no afectan significativamente a la transferencia de potencia a la salida de los puertos.

2.3.2 DISEÑO ESQUEMÁTICO TIPO WILKINSON DE 5 PUERTOS (1:4)

La división equitativa de potencia en los puertos de salida de 50Ω y la resistencia entre los puertos de salida para disipar las ondas reflejadas evidenciadas en el modelo de la sección anterior permiten realizar el diseño esquemático de un divisor de potencia tipo Wilkinson de cinco puertos (1:4). Este modelo parte de la Figura 2.18; sin embargo, en la sección que se bifurca 2 salidas a 4 salidas se implementan componentes *Bend*, cuya función es acoplar otros dos modelos iguales a la Figura 2.18, que contribuyen a la simetría del diseño y la facilidad de implementación física del mismo.



(a)



(b)

Figura 2.20 (a) Parámetro S_{11} del divisor de potencia tipo Wilkinson en sus salidas de 3 puertos (1:2). (b) Parámetro S_{21} del divisor de potencia tipo Wilkinson en sus salidas de 3 puertos (1:2).

Basado en las condiciones del modelo anterior y con los valores de la Tabla 2.5 además de incluir el valor de la longitud L_{50_U} , que surge de la integración de la unión en *Bend* entre las secciones que van de 2 salidas a 4 salidas, se tiene la Tabla 2.6 con la cual se realiza el diseño final de un divisor de potencia tipo Wilkinson de cinco puertos (1:4) como el de la Figura 2.21.

Tabla 2.6 Etiquetas de variables, valores teóricos y optimizados de diseño del divisor de Potencia tipo Wilkinson de 5 puertos (1:4).

| Segmento de Diseño | | Etiqueta | Valor LineCalc [mm] | Valor Optimizado [mm] | Valor Asumido [mm] |
|-----------------------------|--------------|-------------|---|---|--------------------|
| línea de 50Ω | ancho W | W_{50} | 2,96 | 2,96 | - |
| | longitud L | L_{50} | - | - | 10 |
| | | L_{50_U} | 6,768991 | 7 | - |
| línea de $\lambda/4$ | ancho W | W_{90} | 1,53 | 1,71 | - |
| | longitud L | L_{90} | 34,594700 | 20 | - |
| línea de la resistencia SMD | ancho W | W_R | - | - | 1,3 |
| | longitud L | L_R | $\frac{L_B+10+W_{50}/2-(W_{50}/2-W_{90}/2)-0,6}{0,6}$ | $\frac{L_B+10+W_{50}/2-(W_{50}/2-W_{90}/2)-0,6}{0,6}$ | - |

La variación de W_{90} , L_{90} y L_{50_U} permiten obtener un diseño optimizado nuestro de esto se observa en la Figura 2.22 (a) donde el valor del coeficiente de reflexión es de $-23,27$ dB, y está muy por debajo del valor de un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión de -20 dB). En la Figura 2.16 (b) se observa que, la inclusión de las *Bend* (en la bifurcación de 2 a 4) y los segmentos de líneas de $\lambda/4$ han incrementado la longitud de las líneas de transmisión y a pesar de esto el diseño no se ve afectado en cuanto a transferencia de potencia se refiere ya que en los puertos de salida se evidencia pérdidas por inserción de $8,18$ dB. Este resultado presenta una variación de alrededor de $2,18$ dB en relación con lo que se tendría en un divisor de potencia ideal (pérdidas por inserción de 6 dB). Y del mismo modo que el diseño de la sección 2.2.4, este divisor justifica la variación de pérdidas debido a las pérdidas dieléctricas reales del sustrato insertadas tanto en los ramales del divisor de potencia, así como también en los tramos de líneas de transmisión de longitud de un cuarto de onda.

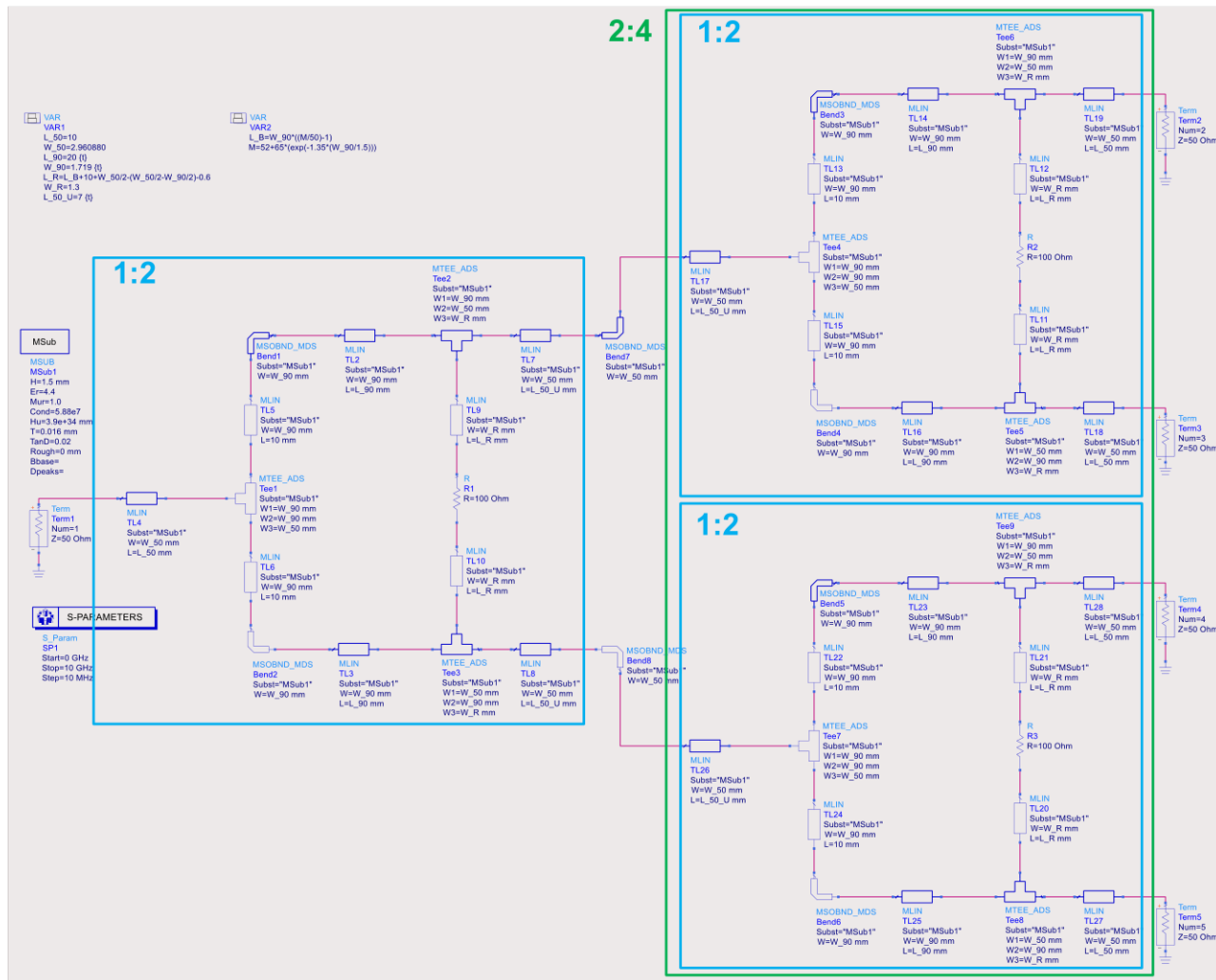
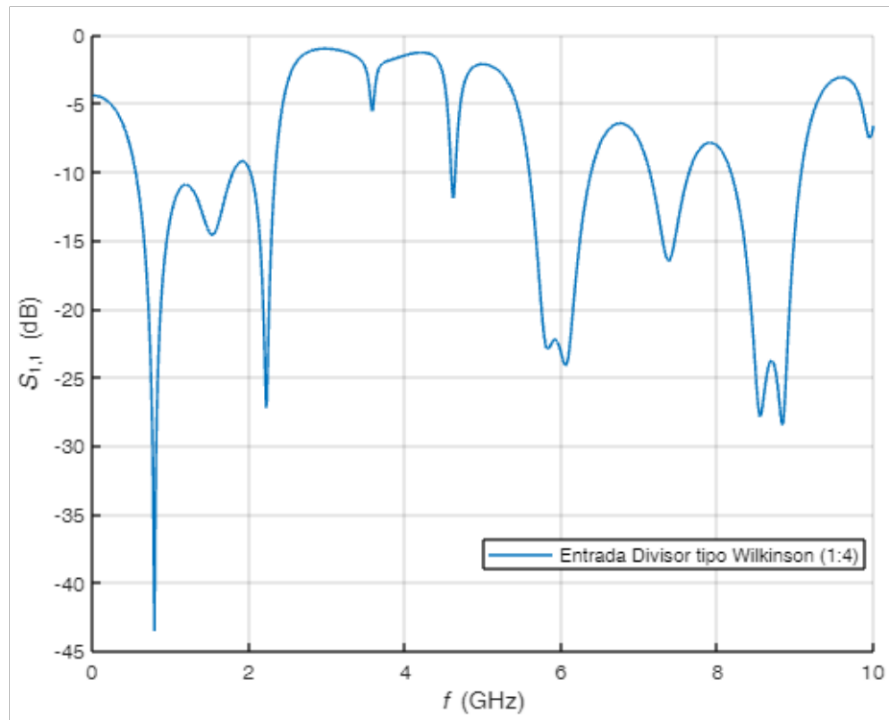
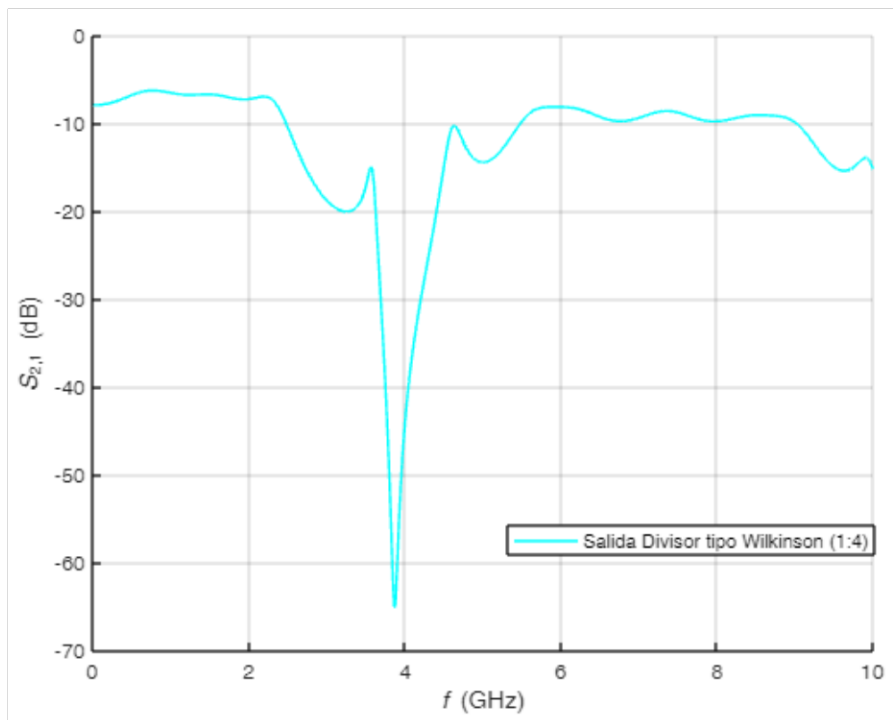


Figura 2.21 Diseño esquemático de un divisor de potencia tipo Wilkinson de 5 puertos (1:4) con relación igual de potencia en Keysight® ADS



(a)



(b)

Figura 2.22 (a) Parámetro S_{11} del divisor de potencia tipo Wilkinson en sus salidas de 5 puertos (1:4). (b) Parámetro S_{21} del divisor de potencia tipo Wilkinson en sus salidas de 5 puertos (1:4).

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Esta sección presenta un análisis individual y comparativo de los resultados obtenidos tanto para el diseño de un divisor de potencia tipo “T” y como para un divisor de potencia tipo Wilkinson en conjunto con el *layout* de sus estructuras, además de las conclusiones y recomendaciones.

3.1 RESULTADOS

El análisis de resultados obtenidos de los diseños de un divisor de potencia tipo “T” y de un divisor de potencia tipo Wilkinson se realizan a través de las gráficas donde se puede determinar tanto la optimización de recepción de potencia en los puertos de entrada como la división equitativa de la máxima transferencia de potencia a los puertos de salida. Además, la visualización gráfica de la disposición de las líneas *microstrip*, sobre sustrato FR4, diseñadas en la herramienta de salida de manufactura *layout* de Keysight® ADS.

Los divisores de potencia de cinco puertos modelados en este documento trabajan a una frecuencia de operación de 6 GHz y presentan un puerto de entrada y cuatro puertos de salida. Esto quiere decir que, en la frecuencia mencionada los parámetros S de simulación a analizar son S_{11} para el factor de pérdidas por reflexión en los puertos de entrada y los parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} para el factor de pérdidas por inserción en los puertos de salida, éstos últimos tienen el mismo valor teórico ya que la división de potencia es simétrica.

Los diseños modelados son divisores de potencia que alimentarán elementos radiantes. Como objetivo entonces, para evitar los así llamados “cuellos de botella”, será tener pérdidas por reflexión de al menos 20 dB.

En un divisor de potencia de cinco puertos, el puerto de entrada se acopla a los puertos de salida cuya impedancia característica es de 50Ω tanto en la entrada como en la salida y para que exista un acoplamiento prácticamente perfecto el coeficiente de reflexión debería ser igual a cero ($\Gamma = 0$).

3.1.1 LAYOUT DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 5 PUERTOS (1:4)

El *layout* del divisor de potencia tipo “T” acoplado de cinco puertos (1:4) se construye en base al diseño optimizado de la Figura 2.15 y se tiene un diseño final como el de la Figura 3.1. El diseño en T está pensado para ser utilizado únicamente cuando todas las

cargas sean simétricas y para que esté acoplado se emplea un transformador de impedancias ya que presenta impedancias de 50Ω en el puerto de entrada como en los puertos de salida.

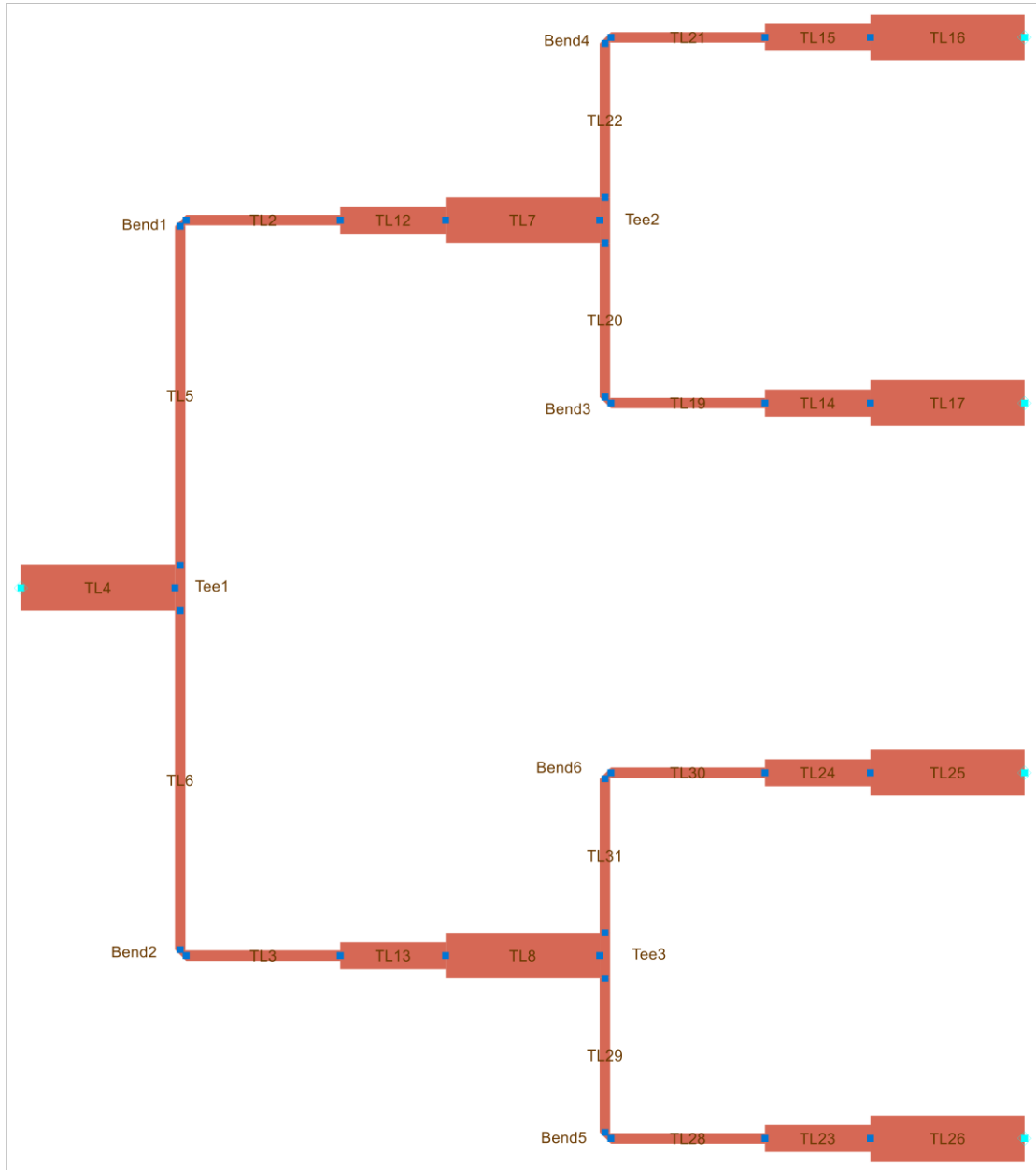


Figura 3.1 Layout sobre sustrato FR4 de un divisor de potencia tipo "T" acoplado de 5 puertos (1:4) en Keysight® ADS.

Con la iniciativa de que el diseño final pueda ser implementado, la Figura 3.2 ilustra la componente curva de 90 grados (*Bend*) de las líneas de transmisión de impedancia de 100Ω cuyo ancho (*RL1*) es de $0,45 \text{ mm}$, un valor real y aceptable, si se considera el valor mínimo de fabricación de líneas *microstrip* es de $0,5 \text{ mm}$.

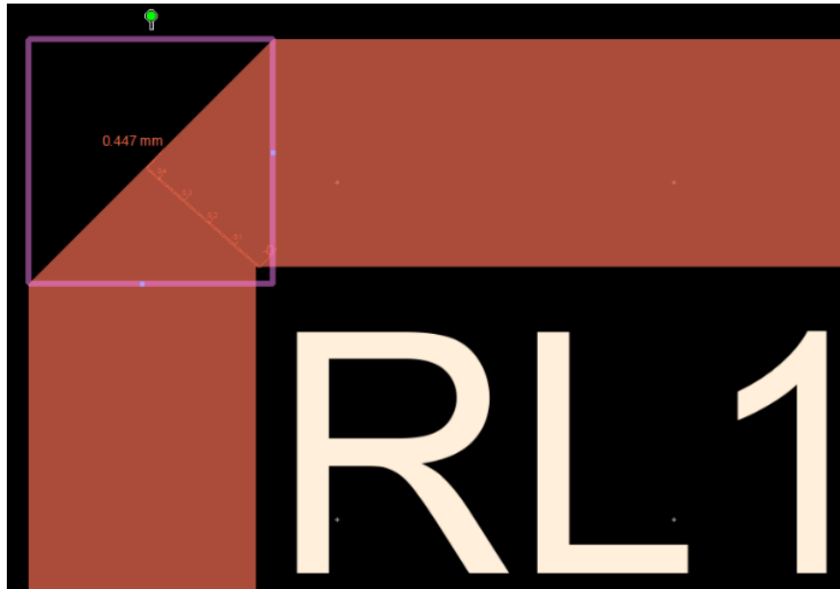
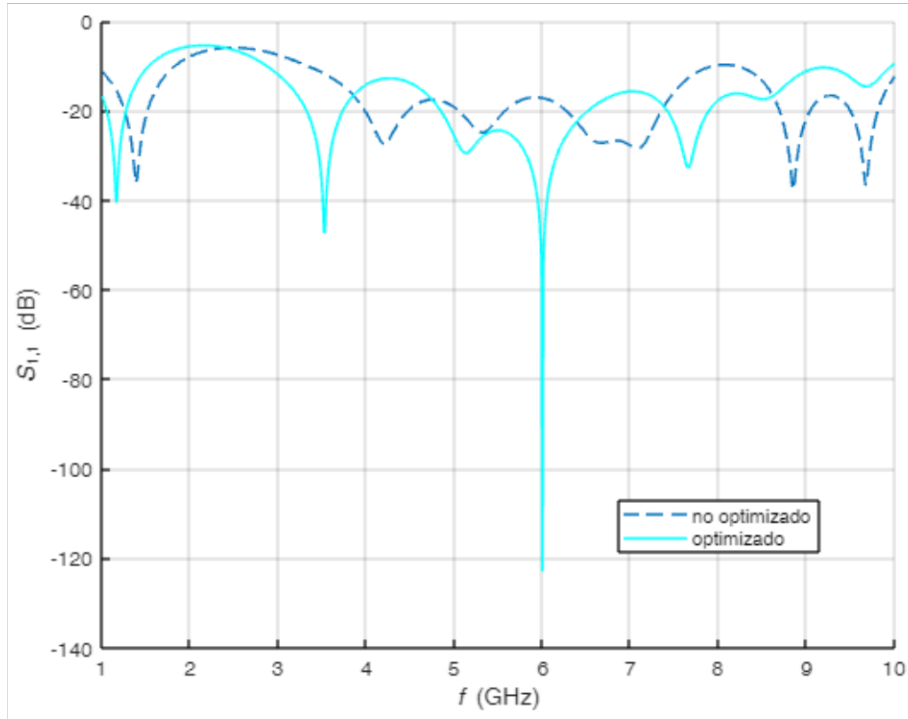


Figura 3.2 Ancho de la Bend en una línea de trasmisión de impedancia de 100 Ω .

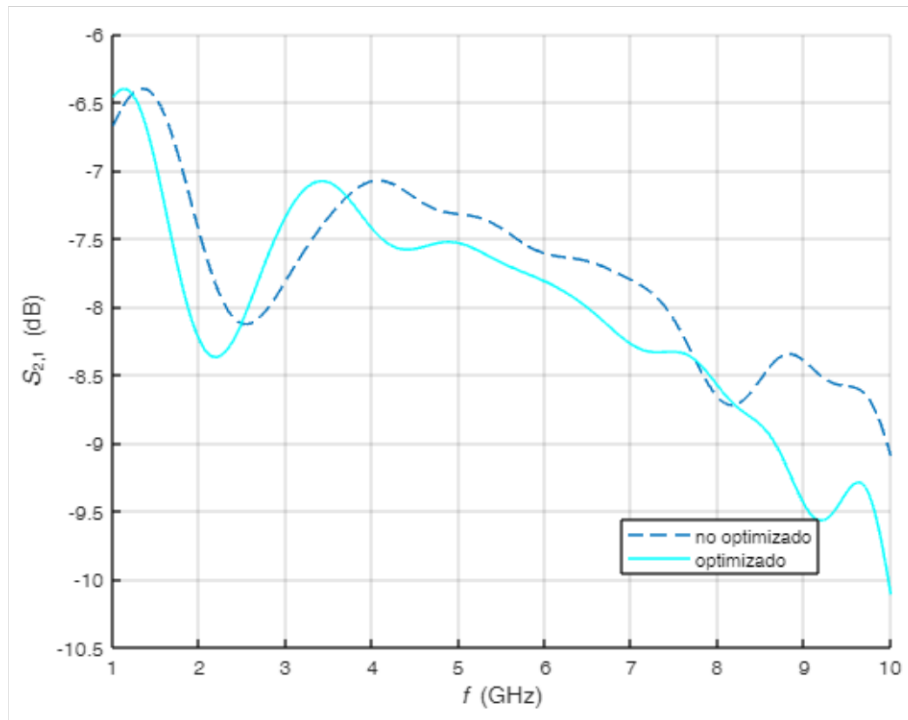
El transformador de $\lambda/4$ cumple un rol fundamental en la optimización de este diseño pues tanto el incremento de W_{TR} y como la reducción de L_{TR} (que se evidencian en la Tabla 2.4) permite que las pérdidas por reflexión S_{11} se reduzcan significativamente, como se aprecia en la Figura 3.3 (a) donde se observa que el coeficiente de reflexión pasa de -18 dB a $-123,01$ dB y se encuentra por debajo de -20 dB; esto indica que cumple con el valor esperado del parámetro de reflexión en el puerto de entrada. Es notable también destacar el ancho de banda de al menos 6,5 GHz que presenta el gráfico optimizado de un divisor de potencia tipo "T".

En la Figura 3.3 (b) se puede apreciar el valor del parámetro de transmisión S_{21} , entre un puerto de entrada y uno de los puertos de salida, que al modificar los valores W_{TR} y L_{TR} las pérdidas por inserción incrementan a 7,81 dB. El valor esperado de un divisor de potencia ideal es 6 dB; sin embargo, el resultado tiene una variación de 1,81 dB que se debe a las pérdidas dieléctricas reales del sustrato, las pérdidas producidas por la longitud de las líneas de transmisión de los transformadores de $\lambda/4$ y los ramales del divisor de potencia.

Cabe recalcar que el diseño divisor de potencia tipo "T" de esta sección está acoplado mediante un transformador de $\lambda/4$ resonante únicamente a la frecuencia de operación de 6 GHz. Además, tiene una desventaja pues la teoría indica que las salidas no están aisladas esto de alguna manera influirá en que el coeficiente de reflexión sea diferente de cero y no esté perfectamente acoplado.



(a)



(b)

Figura 3.3 (a) Parámetro S_{11} optimizado y no optimizado del divisor de potencia tipo “T” acoplado en sus salidas de 5 puertos (1:4). (b) Parámetro S_{21} optimizado y no optimizado del divisor de potencia tipo “T” acoplado en sus salidas de 5 puertos (1:4).

3.1.2 LAYOUT DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON DE 5 PUERTOS (1:4)

El *layout* del divisor de potencia tipo Wilkinson de cinco puertos (1:4) se construye en base al diseño optimizado de la Figura 2.21 y se tiene un diseño final como el de la Figura 3.4. En este se observa dos *Bend* adicionales (*Bend7* y *Bend9*) entre las líneas de transmisión de impedancia 50Ω en la sección del circuito que se bifurca de dos salidas a cuatro salidas utilizadas por facilidad de implementación; del mismo modo las líneas TL5 y TL6, de la primera bifurcación en T, mantienen su longitud para que esto no afecte el acoplamiento independiente realizado en las líneas de transmisión de longitud 90 grados.

Los divisores de potencia tipo "T" se caracterizan particularmente por acoplar todos sus puertos a través de líneas de transmisión de longitud de cuarto de onda, que trabajan a una única frecuencia de operación en este caso 6 GHz. Estos ramales de $\lambda/4$ son quienes permiten obtener un resultado optimizado al disminuir L_{90} e incrementar W_{90} y L_{50_U} (que se evidencian en la Tabla 2.6). En la Figura 3.5 (a) se observa el coeficiente de reflexión S_{11} que pasa de $-18,5$ dB a $-23,27$ dB y está por debajo de -20 dB; lo que significa que cumple con el valor esperado del parámetro de reflexión en el puerto de entrada. Además, el divisor de potencia tipo Wilkinson tiene un ancho de banda estrecho de alrededor de 600 MHz.

Una peculiaridad que presenta el divisor de potencia tipo Wilkinson es la resistencia conectada entre sus puertos de salida con lo cual los mantiene aislados y presenta un acople prácticamente perfecto entre el puerto de entrada y los puertos de salida. Sin embargo, la Figura 3.5 (b) indica el parámetro de transmisión S_{21} , entre un puerto de entrada y uno de los puertos de salida, que al modificar los valores L_{90} , W_{90} y L_{50_U} las pérdidas por inserción incrementan a 8,18 dB. El valor esperado de un divisor de potencia ideal es 6 dB; sin embargo, el resultado tiene una variación de 2,18 dB producida principalmente por las pérdidas de las largas líneas de transmisión de $\lambda/4$, los ramales del circuito divisor de potencia y las *Bend* adicionales implementadas al igual que las pérdidas dieléctricas del sustrato.

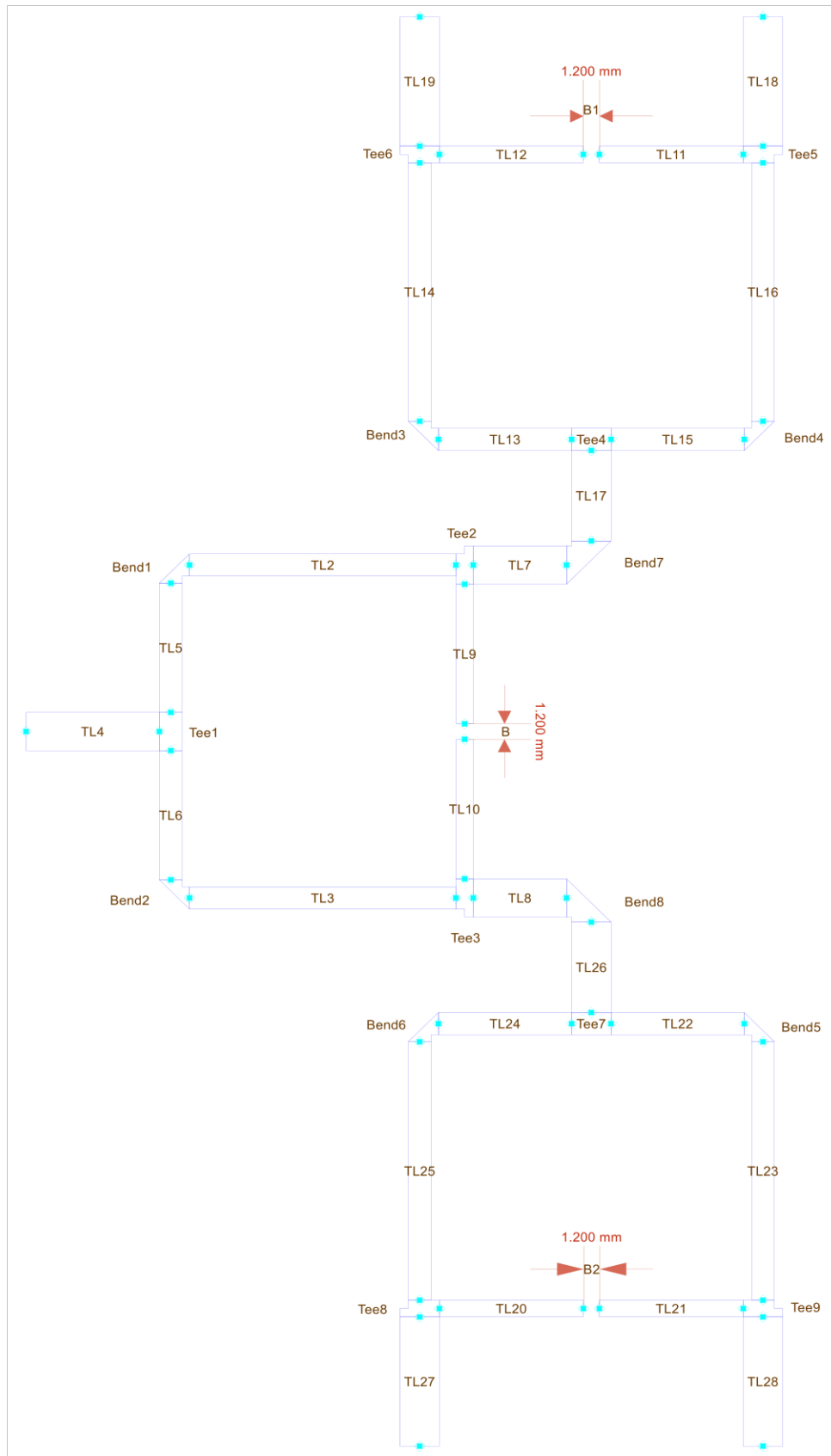
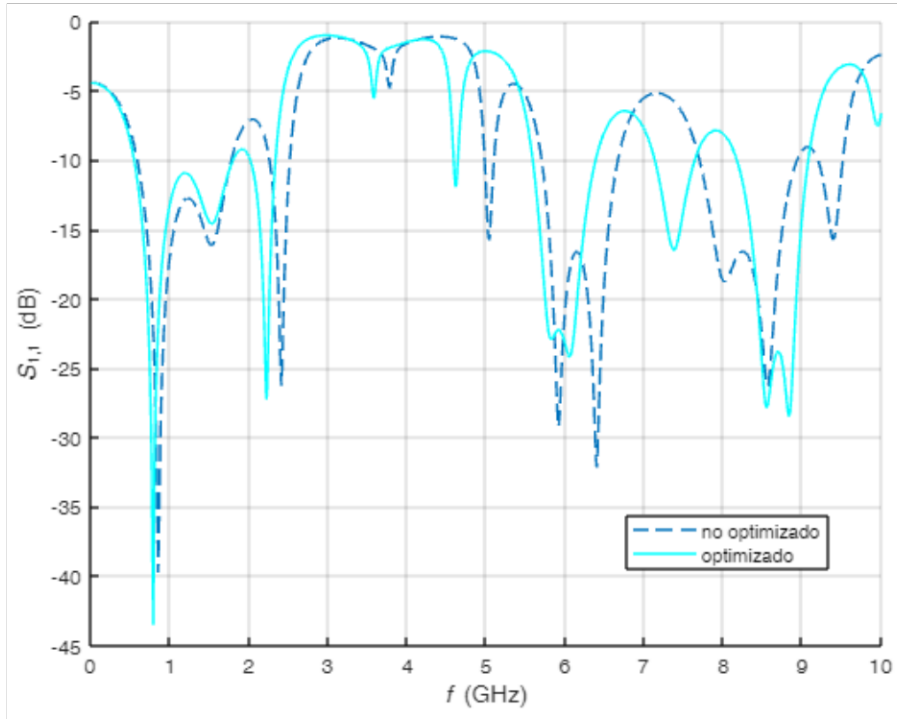
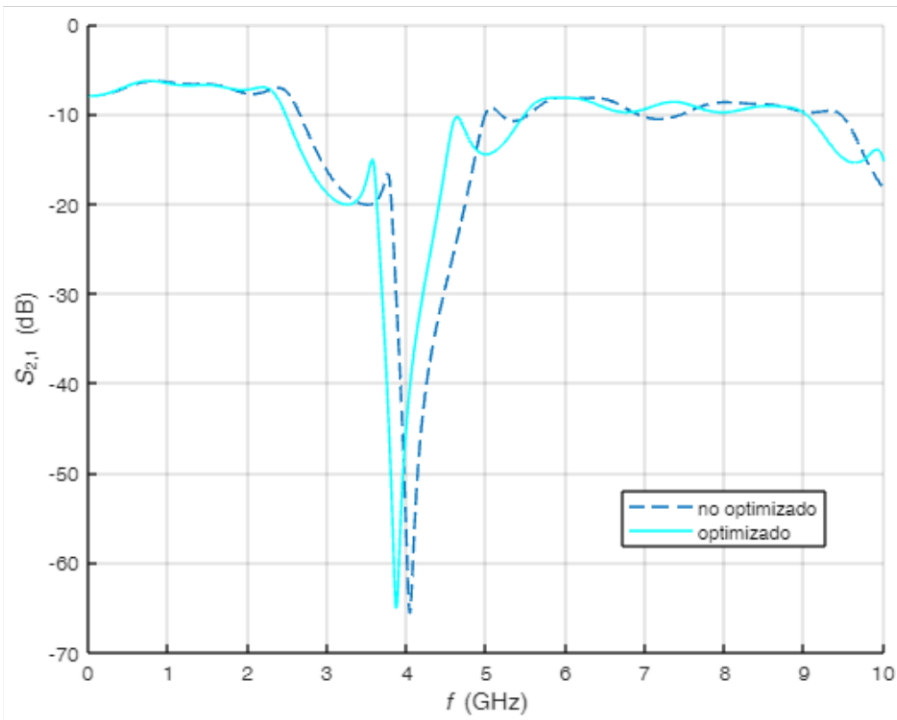


Figura 3.4 Layout dsobre sustrato FR4 de un divisor de potencia tipo Wilkinson de 5 puertos (1:4) en Keysight® ADS.



(a)



(b)

Figura 3.5 Parámetro S_{11} optimizado y no optimizado del divisor de potencia tipo Wilkinson en sus salidas de 5 puertos (1:4). (b) Parámetro S_{21} optimizado y no optimizado del divisor de potencia tipo Wilkinson en sus salidas de 5 puertos (1:4).

3.1.3 COMPARATIVA DE RESULTADOS ENTRE EL DISEÑO DEL DIVISOR POTENCIA TIPO “T” ACOPLADO DE 5 PUERTOS (1:4) Y EL DISEÑO DEL DIVISOR DE POTENCIA TIPO WILKINSON DE 5 PUERTOS (1:4)

Los diseños finales de los divisores de potencia tipo “T” y tipo Wilkinson son de cinco puertos con un puerto de entrada y cuatro puertos de salida que acoplan cargas de 50Ω en todos sus puertos.

El divisor de potencia tipo Wilkinson se caracteriza por acoplar todos sus puertos al emplear un segmento de línea de transmisión de $\lambda/4$ mientras que el divisor de potencia tipo “T” requiere de un transformador de impedancias para acoplar el puerto de entrada a los puertos de salida.

La Figura 3.6 muestra un análisis comparativo del parámetro de reflexión en el puerto de entrada S_{11} de cada uno de los diseños finales optimizados, en el que se observa que el divisor de potencia tipo “T” presenta una mejor respuesta (coeficiente de reflexión de $-123,01$ dB) en relación con el divisor de potencia de Wilkinson (coeficiente de reflexión de $-23,27$ dB). A pesar de esta diferencia, en la frecuencia de operación de 6 GHz los dos diseños presentan un buen acoplamiento al estar por debajo del valor de un divisor de potencia ideal (coeficiente de reflexión de -20 dB). Además, se puede observar que el divisor de potencia tipo “T” tiene un ancho de banda mucho más amplio (AB alrededor de $6,5$ GHz) que el divisor de potencia tipo Wilkinson (AB alrededor de 600 MHz).

Los diseños divisores de potencia tienen una relación igual de potencia en sus salidas, es decir la potencia recibida en el puerto de entrada se divide para cuatro lo que significa que las pérdidas por inserción son de 6 dB. La Figura 3.7 muestra un análisis comparativo del parámetro de transmisión S_{21} entre un puerto de entrada y uno de los puertos de salida de cada uno de los diseños finales optimizados; en este se observa que, el divisor de potencia tipo “T” presenta un coeficiente de transmisión de $-7,81$ dB similar al del divisor de potencia de Wilkinson cuyo coeficiente de transmisión es de $-8,18$ dB. A la frecuencia de operación de 6 GHz, ambos diseños entregan una respuesta adecuada en relación con un divisor de potencia ideal cuyo coeficiente de pérdida es de -6 dB.

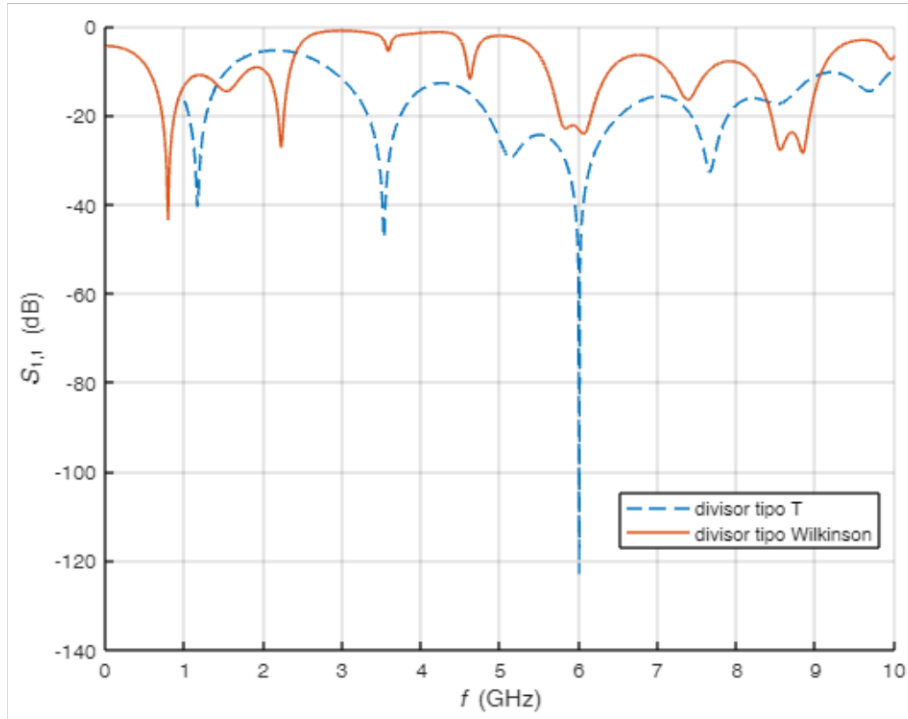


Figura 3.6 Análisis comparativo del parámetro S_{11} entre un divisor de potencia tipo “T” acoplado de 5 puertos (1:4) y un divisor de potencia tipo Wilkinson de 5 puertos (1:4).

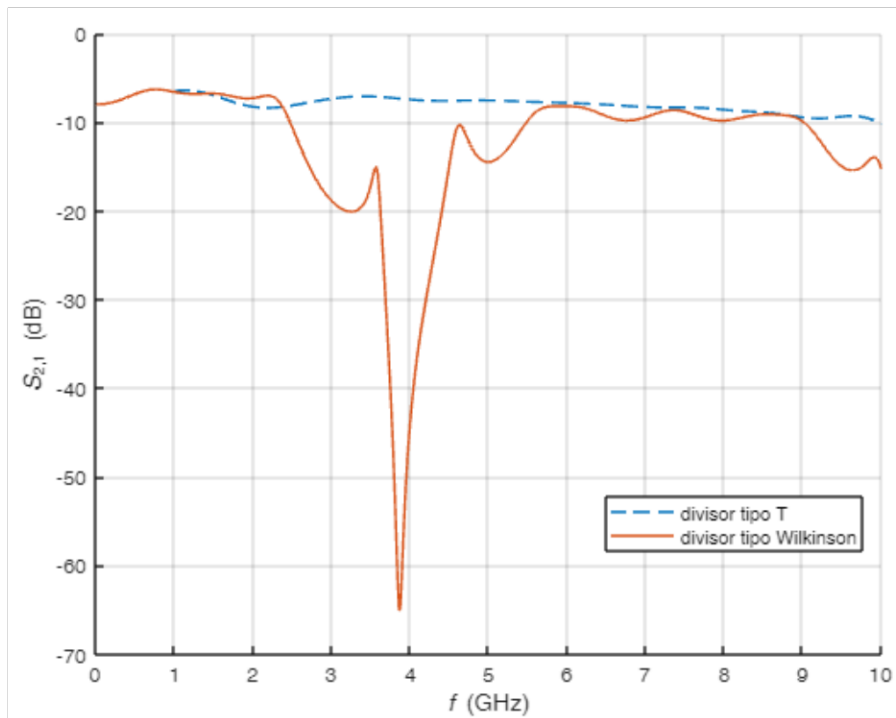


Figura 3.7 Análisis comparativo del parámetro S_{12} entre un divisor de potencia tipo “T” acoplado de 5 puertos (1:4) y un divisor de potencia tipo Wilkinson de 5 puertos (1:4).

3.2 CONCLUSIONES

El presente trabajo contiene los diseños de un divisor de potencia tipo “T” y un divisor de potencia tipo Wilkinson modelados en la herramienta de simulación Keysight® Advanced Design System (ADS). La división igual de potencia que caracteriza a estos sistemas permite crear una red de alimentación para múltiples antenas de iguales características que presenten una salida de igual potencia con mínimas pérdidas de inserción y retorno, y el máximo aislamiento entre puertos a partir de una potencia inicial suministrada por una fuente o generador de radiofrecuencia. Es decir, emplear el diseño divisor de potencia en un dispositivo que transmita señales independientes de forma simultánea a través de múltiples antenas.

El diseño divisor de potencia tipo “T” de tres puertos es la base fundamental para realizar este trabajo; pues, a partir de éste se realiza el diseño de divisor de potencia tipo “T” acoplado de tres puertos y de los cuales se obtiene el diseño divisor de potencia tipo “T” de cinco puertos. Los resultados del coeficiente de reflexión y el coeficiente de transferencia en cada uno de los modelos antes mencionados abren paso a la construcción del diseño de un divisor de potencia tipo “T” acoplado de cinco puertos que acopla al puerto de entrada con los puertos de salida mediante un transformador de impedancias. Como producto final se obtiene el *layout* del divisor para una frecuencia de operación de 6 GHz con líneas de transmisión de valores aptos para la implementación real del circuito.

El diseño divisor de potencia tipo Wilkinson de tres puertos es un modelo parecido al diseño del divisor de potencia tipo “T”; sin embargo, este tipo divisores se caracterizan por acoplar todos sus puertos mediante una línea de transmisión de $\lambda/4$ y tener una resistencia conectada entre sus puertos de salida la misma que permite que el coeficiente de reflexión del diseño tienda a cero, es decir, que los puertos de salida estén aislados.

Tanto el diseño del divisor de potencia tipo “T” como el diseño divisor de potencia tipo Wilkinson cumple con la división de potencia en los puertos de salida. La resistencia ubicada entre los puertos de salida que presenta el divisor de potencia de Wilkinson marca una notable ventaja al permitir que la onda reflejada se consuma en el resistor. Además, existe una notable diferencia entre los *layouts* de ambos diseños; pues, las líneas de transmisión de las salidas del diseño del divisor de potencia tipo “T” están dispuestas una a continuación de otra mientras que las líneas de transmisión de las salidas del divisor de potencia tipo Wilkinson están dispuestas unas en frente de otras, lo cual contribuye a la simetría de la implementación.

El diseño divisor de potencia tipo Wilkinson tiene el ancho de banda limitado a diferencia del diseño del divisor de potencia tipo “T” que presente un ancho de banda más amplio, ambos basados en el parámetro de reflexión en el puerto de entrada.

El diseño final optimizado es un divisor de potencia tipo “T” al igual que un divisor de potencia tipo Wilkinson entregan una respuesta adecuada y simétrica en relación con el coeficiente de transferencia a 6 GHz.

3.3 RECOMENDACIONES

El *layout* del circuito sobre tecnología *microstrip* tanto del circuito divisor de potencia tipo “T” acoplado de cinco puertos como del circuito divisor de potencia tipo Wilkinson de cinco puertos tiene valores optimizados muy apegados a la realidad a la frecuencia de operación de 6 GHz por lo que se sugiere la implementación de los diseños divisores de este tipo.

Se sugiere realizar un diseño divisor de potencia a una mayor frecuencia de operación y un sustrato con propiedades adecuadas a la frecuencia de operación.

Se podría proponer o diseñar una estructura que incremente el ancho de banda del divisor de potencia Wilkinson.

Se sugiere diseñar un circuito divisor de potencia tipo Wilkinson de 8 puertos que permita crear una red de alimentación más grande donde se incremente el número de antenas conectadas.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. A. Castillo López, “Diseño de hw para sistemas multiples antenas sobre dispositivos programables,” 2008.
- [2] G. R. Caballero Mariano A Gennaro Augusto N Ayub Raul A Gastaldi Javier F Fernandez Juan Galleguillo Marcela B Busnardo Sergio A Medina, “Diseño, Simulación e Implementación de un circuito divisor de potencia con tecnología de microtiras.”
- [3] D. Inserra, W. Hu, and G. Wen, “Design of a Microstrip Series Power Divider for Sequentially Rotated Nonuniform Antenna Array,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2017, pp. 1–8, 2017, doi: 10.1155/2017/9482979.
- [4] D. Pozar M., *Microwave Engineering*, Fourth. 2012.
- [5] R. N. Vela, *Líneas de Transmisión*, 1999th ed.
- [6] F. Noriega and P. J. González, “Figure 2. Layout of a classical microstrip Wilkinson power splitter,” 2002. [Online]. Available: www.rfdesign.com
- [7] “SMT NOTES for CHIP-R and MLCC.” Walsin Technology Corporation.
- [8] A. Felipe Giraldo Muñoz and A. Mauricio Arias Correa, “DISEÑO, FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS TIPO PARCHE ELABORADAS A PARTIR DE ADHESIVOS CONDUCTIVO SOBRE SUSTRATO FR4,” 2015.
- [9] A. M. Montaluisa Montaluisa, “Diseño y construcción de una antena fractal monopolo alfombra de Sierpinski para la banda UHF,” Quito, Ecuador, 2019.
- [10] R. J. P. Douville and D. S. James, “Experimental Study of Symmetric Microstrip Bends and Their Compensation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 3, pp. 175–182, Mar. 1978, doi: 10.1109/TMTT.1978.1129340.