

**TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

**DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA DE RELACIÓN 1:2 Y  
1:3 PARA LA FRECUENCIA DE 2.4GHZ**

Presentado ante la Ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
Por el Br. Urbina C., Jainer D.  
para optar al Título de Ingeniero Electricista.

Caracas, 2005.

**TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

**DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA DE RELACIÓN 1:2 Y  
1:3 PARA LA FRECUENCIA DE 2.4GHZ**

TUTOR ACADÉMICO: Prof. Franklin Martínez.

Presentado ante la Ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
Por el Br. Urbina C., Jainer D.  
para optar al Título de Ingeniero Electricista.

Caracas, 2005.

## CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 25 de mayo de 2005

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller Jainer D. Urbina C., titulado:

**“DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA RELACIÓN 1:2 Y 1:3 PARA LA FRECUENCIA DE 2.4 GHZ”**

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Comunicaciones, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.



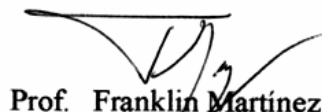
Prof. Freddy Brito

Jurado



Prof. Rafael Arruebarrena

Jurado



Prof. Franklin Martínez  
Prof. Guía

A mi hermana Jhamey Urbina Contreras  
y a mi madre María Dorila Contreras Arellano.

A ustedes con cariño.

## **Agradecimientos.**

A todos aquellos quienes de forma desinteresada me dieron:

- Sus computadoras: Evelyn Contreras, Enilev Contreras, Julia Hernández, Lay Bravo, Alex Rodríguez, Arol Acosta y Sergio Jaramillo.
- Clases de Autocad: Hossmar Guevara y Alex Rodríguez.
- Frags: Team QuakeAddictions.
- Transcripción de datos: Jhamey Urbina y Johnny Urbina.
- Apoyo en el laboratorio y en la investigación: William Jota y Prof. Franklin Martínez.
- Apoyo para la obtención de programas: Efrén González.
- Su tiempo, dedicación y enseñanza en todo momento: Prof. Franklin Martínez.
- El hogar: Jhamey Urbina y María Contreras.

A todos gracias... totales.

## Índice General.

DEDICATORIA	
AGRADECIMIENTOS	
ÍNDICE DE GRÁFICAS Y FIGURAS.	VIII
LISTA DE SÍMBOLOS.	XI
RESUMEN.	XII
INTRODUCCIÓN	1
<b>CAPITULO I</b>	<b>2</b>
1.1. Tecnología Microstrip.	2
1.2. Líneas de Transmisión.	4
1.3. Cavity Resonante.	7
1.4. Divisores de Potencia.	9
1.4.1. Divisor de potencia de unión-T.	11
1.4.2. Divisor de potencia de Wilkinson.	13
1.4.3. Divisor de potencia de Cavity Resonante.	16
1.5. Criterios para la selección de un modelo de divisor de potencia.	24
<b>CAPITULO II</b>	<b>27</b>
2.1. Consideraciones de diseño para el divisor de potencia de cavity resonante.	27
2.2. Cálculo teórico de las características del divisor de potencia.	29
2.3. Simulación.	33
2.3.1 Consideraciones de diseño en la simulación.	41
2.4. Diseños Definitivos.	45
<b>CAPITULO III</b>	<b>51</b>
3.1. Construcción de los divisores de potencia y resultados experimentales.	51
3.1.1. Construcción del modelo prototipo.	51
3.1.2. Resultados experimentales en los prototipos.	54

3.1.2.1. Medición de ROE para el divisor 1:2.	54
3.1.2.2. Medición de los parámetros S para el divisor 1:2.	55
3.1.2.3. Medición de ROE para el divisor de potencia relación 1:3.	57
3.1.2.4. Medición de los parámetros S para el divisor 1:3.	58
3.1.3. Construcción del modelo definitivo.	62
3.1.4. Resultados experimentales en los modelos definitivos.	64
3.1.4.1. Medición de ROE para el divisor 1:2.	64
3.1.4.2. Medición de los parámetros S para el divisor 1:2.	65
3.1.4.3. Medición de ROE para el divisor 1:3.	67
3.1.4.4. Medición de los parámetros S para el divisor 1:3.	68
CONCLUSIONES	72
REFERENCIAS	73
ANEXOS	74
Algoritmo desarrollado en Mathematica® para cálculos teóricos. Archivo: <i>Divisor_12.nb</i>	75
Algoritmo desarrollado en Mathematica® para cálculos teóricos. Archivo: <i>Divisor_13.nb</i>	83
Valores obtenidos por simulación. Modelos Prototipos. Divisor 1:2.	92
Valores obtenidos por medición. Modelos Prototipos. Divisor 1:2.	97
Valores obtenidos por simulación. Modelos Prototipos. Divisor 1:3.	99
Valores obtenidos por medición. Modelos Prototipos. Divisor 1:3.	104
Valores obtenidos por simulación. Modelos Definitivos. Divisor 1:2.	106

Valores obtenidos por medición. Modelos Definitivos. Divisor 1:2.	111
Valores obtenidos por simulación. Modelos Definitivos. Divisor 1:3.	113
Valores obtenidos por medición. Modelos Definitivos. Divisor 1:3.	118



## Índice de Gráficas y Figuras.

<b>Gráfico o Figura</b>	<b>Página</b>
Figura 1.1. Estructura general de una línea microstrip.	3
Figura 1.2. Línea de transmisión y sus constantes primarias.	4
Figura 1.3. Acoplamiento de dos líneas con adaptador de cuarto de onda.	7
Figura 1.4. Aplicación típica de un divisor de potencia.	10
Figura 1.5. Divisor de unión T relación 1:2.	13
Figura 1.6. Divisor de unión T relación 1:2 con adaptadores de cuarto de onda.	13
Figura 1.7. Divisor de potencia de Wilkinson con resistencias a nodo común.	14
Figura 1.8. Modelo planar del divisor de potencia de Wilkinson.	15
Figura 1.9. Modelo de cavidad resonante de un segmento circular.	16
Figura 1.10. Divisor de potencia de cavidad resonante. Primer planteamiento.	17
Figura 1.11. Divisor de potencia de cavidad resonante. Segundo planteamiento.	18
Figura 1.12. Consideración de aproximación del puerto de entrada.	19
Figura 2.1. Estructura básica de un divisor de potencia.	27
Gráfico 2.1. Parámetros S divisor de potencia de relación 1:2.	31
Gráfico 2.2. Parámetros S divisor de potencia de relación 1:3.	31
Figura 2.2. Diseño inicial del divisor de potencia relación 1:2.	34
Figura 2.3. Diseño inicial del divisor de potencia relación 1:3.	34
Gráfico 2.3. Parámetros S. Comparación entre simulación y cálculo teórico del divisor de relación 1:2.	35
Gráfico 2.4. ROE. Simulación del divisor de relación 1:2.	36
Gráfico 2.5. Parámetros S. Comparación entre simulación y cálculo teórico. Divisor de relación 1:3.	36
Gráfico 2.6. ROE. Simulación del divisor de relación 1:3.	37
Figura 2.4. Divisor de relación 1:2 con sección de corte.	39

Figura 2.5. Divisor de relación 1:2 con sección de corte.	40
Gráfico 2.7. Impedancia de entrada $Z_{in}$ para el divisor 1:2 con sección de corte.	42
Gráfico 2.8. Parámetros S para el divisor 1:2 con sección de corte.	42
Gráfico 2.9. Impedancia de entrada $Z_{in}$ para el divisor 1:3 con sección de corte.	43
Gráfico 2.10. Parámetros S para el divisor 1:3 con sección de corte.	44
Figura 2.6. Diseño definitivo del divisor 1:2, medidas en milímetros.	45
Figura 2.7. Diseño definitivo del divisor 1:3, medidas en milímetros.	46
Gráfico 2.10. Simulación del divisor 1:2 definitivo para la impedancia de entrada $Z_{in}$ .	47
Gráfico 2.11. Simulación del divisor 1:2 definitivo para los parámetros S.	48
Gráfico 2.12. Simulación del divisor 1:2 definitivo para el ROE.	48
Gráfico 2.13. Simulación del divisor 1:3 definitivo para la impedancia de entrada $Z_{in}$ .	49
Gráfico 2.14. Simulación del divisor 1:2 definitivo para los parámetros S.	49
Gráfico 2.15. Simulación del divisor 1:2 definitivo para el ROE.	50
Figura 3.1. Conector tipo N. Utilizado para circuito microondas.	51
Figura 3.2. Soldadura de estaño realizada para unir los conectores al divisor.	52
Figura 3.3. Prototipo del divisor 1:2.	52
Figura 3.4. Prototipo del divisor 1:3.	53
Figura 3.5. Esquema de medición de ROE. Divisor 1:2.	54
Gráfico 3.1. ROE obtenido en las mediciones y ROE obtenido por simulación.	54
Figura 3.6. Esquema de medición de los parámetros S. Divisor 1:2.	55
Gráfico 3.2. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación.	56
Figura 3.7. Conexión del divisor 1:3 para medición de ROE.	57
Gráfico 3.3. ROE obtenido en las mediciones y ROE obtenido por simulación.	58

Figura 3.8. Esquema de medición de los parámetros S. Divisor 1:3.	59
Figura 3.9. Implementación del esquema de medición de los parámetros S. Divisor 1:3.	59
Gráfica 3.4. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3. Primera Parte.	60
Gráfica 3.5. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3. Segunda Parte.	60
Figura 3.9. Modelo definitivo del divisor de potencia relación 1:2.	63
Figura 3.10. Modelo definitivo del divisor de potencia relación 1:3.	63
Figura 3.11. Implementación del esquema de conexión para la medición de los parámetros S.	64
Gráfico 3.6. ROE obtenido en las mediciones y por simulación. Divisor 1:2.	65
Gráfica 3.7. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:2	66
Gráfico 3.8. ROE obtenido en las mediciones y por simulación. Divisor 1:3.	68
Gráfica 3.9. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3	69
Gráfica 3.10. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3	70

## Lista de Símbolos.

### Símbolo

$\bar{E}$	Vector intensidad de campo eléctrico.
$\bar{H}$	Vector intensidad de campo magnético.
$\epsilon_r$	Permitividad relativa.
$\epsilon_{eff}$	Permitividad efectiva relativa.
$\mu$	Permeabilidad absoluta.
$a_o$	Radio efectivo.
$a$	Radio físico.
$G(s_i / s_j)$	Función de Green.
$\Phi$	Distancia angular.
$\alpha$	Apertura de un sector singular.
$frec$	Frecuencia.
$\omega$	Frecuencia angular.
$k_{mn}$	Número de Onda.
$c_o$	Velocidad de la luz en el vacío.
$w_n$	Ancho de una pista.
$W_n$	Ancho de un puerto.
$d$	Grosor del dieléctrico.
$Z_c$	Impedancia de carga.
$Z_{in}$	Impedancia de entrada.
$Z_0$	Impedancia característica.
$J_n(x)$	Función de Bessel de orden $n$ .

**Urbina Contreras Jainer Dorian.**

## **DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA DE RELACIÓN 1:2 Y 1:3 PARA LA FRECUENCIA DE 2.4GHZ.**

**Tutor Académico: Franklin Martínez. Caracas. Universidad Central de Venezuela. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Comunicaciones. 2005. 74 h + anexos.**

**Palabras Claves:** Divisor de Potencia; Circuito Planar; Tecnología Microstrip; Cavidad Resonante.

**Resumen.** El presente trabajo expone el diseño de un divisor de potencia de relación 1:2 y 1:3 para la frecuencia de 2.4GHz, de implementación planar con tecnología Microstrip. Los lineamientos de diseño se basan en la teoría de cavidad resonante, que nos permite caracterizar sus propiedades de matriz de impedancia y matriz de dispersión. El circuito es simulado con herramientas computacionales y medido en laboratorio. Los divisores de potencia se realizaron sobre laminas FR4, para ello se contó con una fresadora de alta precisión, se utilizaron conectores tipo N para los terminales del circuito. Se realizaron dos prototipos para mediciones y pruebas preliminares, y dos dispositivos definitivos. Los resultados obtenidos en las mediciones son representativos del buen funcionamiento del dispositivo al comprobar una óptima división y transferencia de la potencia, así como una baja señal de reflexión en el puerto de entrada que garantiza el acoplamiento del circuito.

## **Introducción.**

El área de las telecomunicaciones plantea complejos sistemas que acondicionan la información para ser transmitida por medios guiados o no guiados. Uno de los posibles bloques que conforman estos sistemas es el divisor de potencia. El mismo es utilizado para obtener a partir de una señal varias señales correlacionadas con una señal de referencia.

El Departamento de Comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, ha venido impulsando una serie de proyectos relacionados con las señales microondas, esto ha permitido el desarrollo de sistemas de transmisión y manejo de señal en circuitos planares con tecnología microstrip, bajo el cual se desarrolla este trabajo especial de grado.

El presente consta de tres capítulos, en el primer capítulo se plantea las posibilidades tecnológicas más comunes para la construcción de un divisor de potencia planar con tecnología microstrip, el estudio de estas posibilidades permite escoger el dispositivo que se adapta mejor a los requerimientos del sistema, en este sentido se plantea la necesidad de un dispositivo sin elementos externos que permita la mejor división y transferencia de potencia en sus terminales de salida, además de obtener en cada uno de los puertos de salida señales equitativas y correlacionadas con la señal de referencia.

En el segundo capítulo se exponen las consideraciones de diseño, estos lineamientos nos permitirán caracterizar el dispositivo divisor de potencia, de forma teórica y por medio de la simulación. Luego, por medio de un proceso iterativo y con el apoyo de la herramienta computacional de simulación, se modifica la estructura del divisor de potencia a fin de ajustar el dispositivo a la frecuencia de trabajo deseada. Este procedimiento nos permite obtener el diseño definitivo.

En el tercer capítulo se presenta el resultado de las mediciones en el laboratorio, estas mediciones son comparadas con los datos obtenidos en la simulación. El dispositivo presenta el desempeño esperado en cuanto a máxima transferencia de potencia a los puertos de salida y mínima señal de reflexión en el puerto de entrada para la frecuencia de trabajo establecida, esta es 2.4GHz.

# CAPITULO I

## 1.1. TECNOLOGÍA MICROSTRIP.

La estructura general de la tecnología microstrip es una tira conductora de un ancho  $w_l$  con un grosor  $t$  en la parte superior de un substrato dieléctrico, que tiene una constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$  y una altura  $d$ , y en la parte inferior del substrato un plano conductor de tierra. En la figura 1.1 se muestra la estructura general de una línea microstrip.

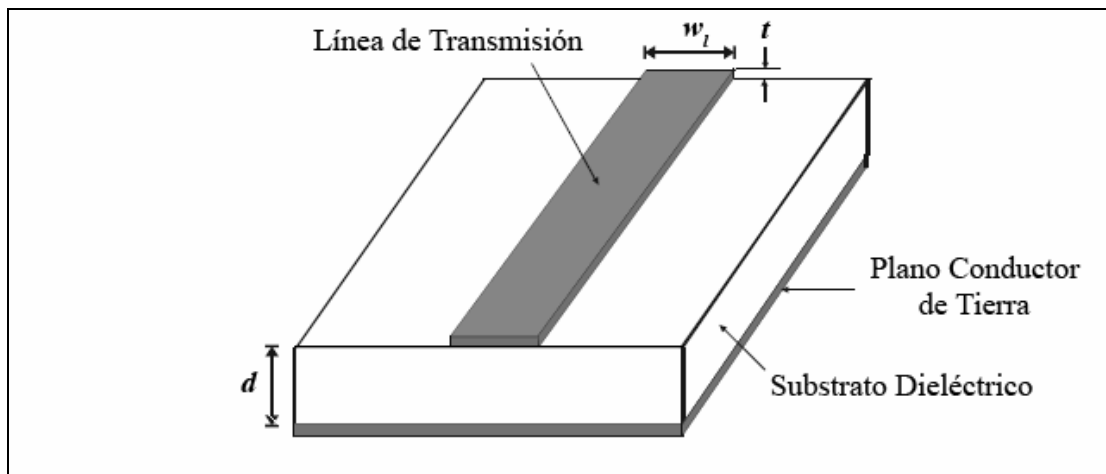


Figura 1.1. Estructura general de una línea microstrip.

La distribución de campos que se genera dentro de esta guía de ondas, en primera aproximación, es un patrón de ondas muy cercano al transversal electromagnético (TEM), eso quiere decir que en la guía de onda no existen componentes del campo eléctrico o magnético en la dirección de propagación. La referencia más común en cuanto al patrón de propagación dentro de una guía de ondas microstrip es el patrón de ondas Cuasi TEM donde se considera que solo una de las componentes de campo se encuentra en la dirección de propagación, en muy pocos casos se considera los dos campos en la dirección longitudinal.



Esta tecnología es ampliamente utilizada en aquellos sistemas de comunicaciones que manejan frecuencias en el orden de los Gigahertz ( $10^9$  Hz), es utilizada para fabricar líneas de transmisión, acopladores, antenas, arreglos de antenas, filtros de microondas, multiplexores, osciladores, divisores de potencia, amplificadores de potencia, entre otros. Es la tecnología de mayor aplicación en circuitos de microondas, tales como: GPS, telefonía celular, sistemas de comunicación personal, redes inalámbricas, transmisión directa desde satélite, radar, entre otras.

## 1.2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

Una línea de transmisión es básicamente una red de dos puertos, el primer puerto se alimenta con una señal y el segundo puerto transmite la señal al lugar de destino, existe inicialmente dos características físicas de esta red que le representan, la primera viene a ser su impedancia característica y la segunda viene a ser la constante de propagación.

En la figura 1.2 se muestra la representación de una línea de transmisión en sus constantes primarias R, L y C.

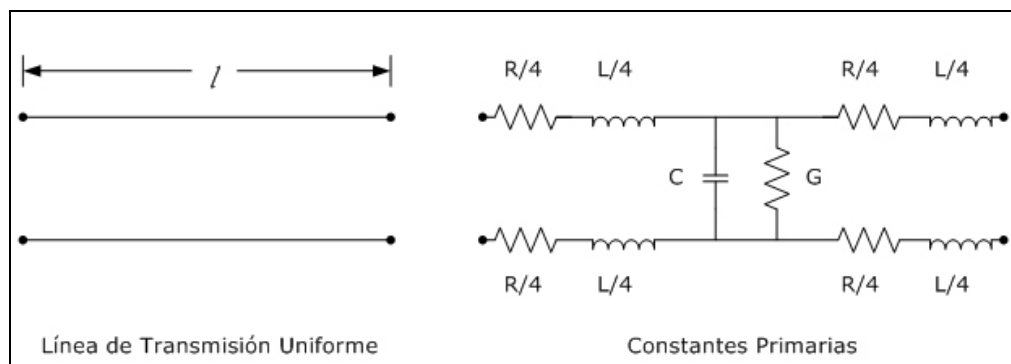


Figura 1.2. Línea de transmisión y sus constantes primarias.

La impedancia característica es una magnitud que vincula campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  dentro de la línea de transmisión, la cual es propia de la línea de transmisión ante una

frecuencia específica que depende únicamente de las características físicas intrínsecas de la configuración. Típicamente debe ser tal que esta se acople por ambos puertos para evitar la onda reflejada, para tal efecto esta impedancia debe ser igual a la impedancia de entrada del sistema que funge como destino de la señal y el generador que alimenta la línea de transmisión debe presentar impedancia de salida nula.

La constante de propagación es un número complejo, la parte real nos da una medida de las pérdidas de potencia que tiene la línea de transmisión a lo largo de su trayectoria y nos indica que cantidad de potencia llega al puerto de destino en relación a la potencia de entrada, y la parte imaginaria nos da una medida del retraso (y de la velocidad de propagación) que sufre la señal de salida con respecto a la señal de entrada.

En un circuito microstrip una línea de transmisión típica viene a tener una geometría rectangular en la capa superior, el ancho de la geometría es consecuencia de la impedancia característica que se desea en la línea y el largo está dado por las necesidades geométricas del circuito o la cantidad de longitud de onda que deseamos recorra la señal que se transmite.

Para el cálculo del ancho de la línea microstrip con geometría rectangular nos apoyaremos en unas expresiones publicadas por Ely Levine [1], el mismo presenta dos formulas, una de ellas es para el caso donde el espesor del dieléctrico es menor o igual al ancho de la pista y la otra formula es para el caso en donde el espesor del dieléctrico es mayor o igual al ancho de la pista, a continuación se presenta las expresiones:

$$Z_o = \frac{120\pi h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \times \left( w_l + 2.42h - 0.44 \frac{h^2}{w_l} + h \left( 1 - \frac{h}{w_l} \right)^6 \right)^{-1} \quad \text{para } h \leq w_l \quad \text{ec. 1.01}$$

$$Z_o = \frac{120\pi h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \times \left( \text{Ln} \left( \frac{8h}{w_l} + \frac{w_l}{4h} \right) * (2\pi h)^{-1} \right) \quad \text{para } h \geq w_l \quad \text{ec. 1.02}$$

$$\text{Donde } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10\frac{h}{w_l}}} \quad \text{ec. 1.03}$$

$\epsilon_r$  es la permitividad relativa del substrato dieléctrico,  $w_l$  es el ancho de la línea de transmisión y  $h$  es el espesor del material dieléctrico.

En las situaciones donde se desea acoplar dos líneas de transmisión que tienen impedancias características diferentes y, por ende, las impedancias de salida y entrada son diferentes, se dispone de una estructura que se identifica con el nombre de adaptador de cuarto de onda ( $\lambda/4$ ), considerando para este caso la longitud de onda en el material dieléctrico, ésta permite ensamblar dos líneas de diferentes impedancias, pero su diseño propio solo le permite realizar este ajuste para una frecuencia específica actuando implícitamente como un filtro pasabanda donde la banda pasante es la frecuencia de trabajo de la línea.

Para un sistema, como el indicado en la figura 1.3, donde tenemos dos secciones de líneas de transmisión en los extremos, ambas de impedancia característica diferente y donde se desea acoplar estas dos líneas, se coloca un adaptador de cuarto de onda entre ellas. Como su nombre lo indica su largo será el de un cuarto de longitud de onda para la frecuencia de trabajo y su ancho estará dado por el valor obtenido del promedio geométrico de  $Z_o$  y  $Z_c$ , es decir, si llamamos  $Z_o$  a la primera impedancia a acoplar,  $Z_c$  a la segunda impedancia a acoplar y  $Z_o'$  a la impedancia adaptador, cuando tenemos la siguiente expresión:

$$Z_o' = \sqrt{Z_o * Z_c} \quad \text{ec. 1.04}$$

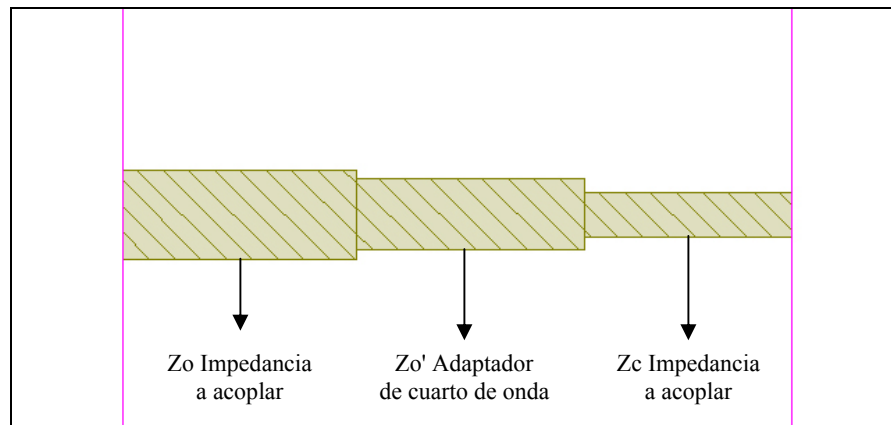


Figura 1.3. Acoplamiento de dos líneas con adaptador de cuarto de onda.

### 1.3. CAVIDAD RESONANTE.

Un resonador es una estructura que tiene por lo menos una frecuencia natural de oscilación (frecuencia de resonancia). Cuando el resonador entra en estado de resonancia, la energía es convertida de un tipo a otro tipo de manera cíclica. Si más energía es introducida al resonador a la misma frecuencia y fase con las oscilaciones ya presentes, la energía será absorbida y almacenada por el oscilador. Un resonador es entonces, una estructura que puede almacenar energía de tal manera que esta es continuamente convertida con una velocidad específica entre dos manifestaciones energéticas.

Existen diferentes tipos de resonadores, entre ellos tenemos los acústicos, los mecánicos y los resonadores electromagnéticos. En un resonador acústico las moléculas de aire se mueven en ondas de tal manera que la energía cinética se alterna con la presión. En un resonador mecánico la deformación de un cuerpo causa una fuerza de tensión que causa un movimiento que a su vez causa una tensión y así de forma consecutiva. El tamaño, la forma, la densidad y la magnitud de la elasticidad determinan la velocidad del proceso, que representa la frecuencia de resonancia.

En un resonador electromagnético las energías eléctrica y magnética se alternan. En un circuito LC simple, la carga en el condensador (energía eléctrica) causa una corriente la cual causa un campo magnético (energía magnética) en el inductor, esta mantiene la corriente fluyendo hacia el condensador cargándolo de forma inversa y así sucesivamente. La velocidad donde este proceso es máximo, que vendría a representar la frecuencia de resonancia, es determinada por los valores de capacitancia e inductancia.

En un resonador de microondas las ondas electromagnéticas viajan ida y vuelta entre los puntos de reflexión generando un patrón de ondas estacionario, donde la energía se alterna entre la energía eléctrica y la magnética. El tamaño y forma de la estructura, las propiedades del dieléctrico y las propiedades magnéticas del medio, donde las microondas se propagan, determinan la frecuencia de resonancia.

Los resonadores de microondas generalmente tienen varias frecuencias de resonancia. La frecuencia de excitación (fuente de la energía a ser almacenada) determina la frecuencia de oscilación, pero las consideraciones energéticas del diseño del resonador toman lugar solo cuando la frecuencia de excitación es cercana a la frecuencia de resonancia.

La conversión de energía de un tipo a otra, en un medio no ideal, generalmente involucra pérdidas de energía. En un resonador de microondas las pérdidas pueden ser causadas por la radiación, la conductividad en las partes metálicas, el dieléctrico o las pérdidas magnéticas. Si el resonador es continuamente excitado con energía, la cantidad de energía almacenada crecerá hasta que la energía que se disipa sea compensada con la que es almacenada.

Si la excitación del resonador se detiene, la amplitud de la oscilación decrecerá exponencialmente con una velocidad determinada por el factor de calidad Q. Si un resonador es excitado por un impulso, este vibrará durante algún tiempo en la

frecuencia de resonancia hasta que la energía sea disipada. El factor de calidad nos da una medida de como son las pérdidas del resonador, por ejemplo, nos da la tasa de cambio con la cual la energía almacenada es disipada. El factor de calidad es definido con las siguientes expresiones:

$$Q = \frac{2\pi \times \text{energía almacenada en el resonador}}{\text{energía disipada en un ciclo}} \quad \text{ec. 1.05}$$

$$Q = \frac{\omega \times \text{energía almacenada}}{\text{pérdidas de potencia}} \quad \text{ec. 1.06}$$

Donde  $\omega$  es la frecuencia en radianes de la cavidad resonante.

Estas propiedades han permitido a las cavidades resonantes tener un amplio espectro de aplicación en circuitos microondas, son utilizadas en osciladores, amplificadores, filtros, stubs y divisores de potencia.

#### **1.4. DIVISORES DE POTENCIA.**

El área de las telecomunicaciones nos permite proponer soluciones en el manejo de la información a distancia, tales soluciones son complejos sistemas que acondicionan la información para ser transmitida por medios guiados o no guiados.

Uno de los posibles bloques que conforman los sistemas de telecomunicaciones es el divisor de potencia, el cual es utilizado para obtener a partir de una señal varias señales de características correlacionadas, de modo que, se pueda disponer en  $n$  puntos diferentes de un circuito  $n$  señales con características semejantes a una señal de referencia.

Una de las aplicaciones típicas de los divisores de potencia es la alimentación de un arreglo de antenas, en estos sistemas es imprescindible que cada uno de los elementos

del arreglo esté alimentado de forma equitativa y que todas las señales que llegan a cada uno de dichos elementos tengan las mismas características en cuanto a amplitud y fase. De igual manera el divisor de potencia nos permite alimentar una serie de antenas directivas para cubrir una mayor área de transmisión, en la figura 1.4 se ilustra este tipo de aplicación de los divisores de potencia.

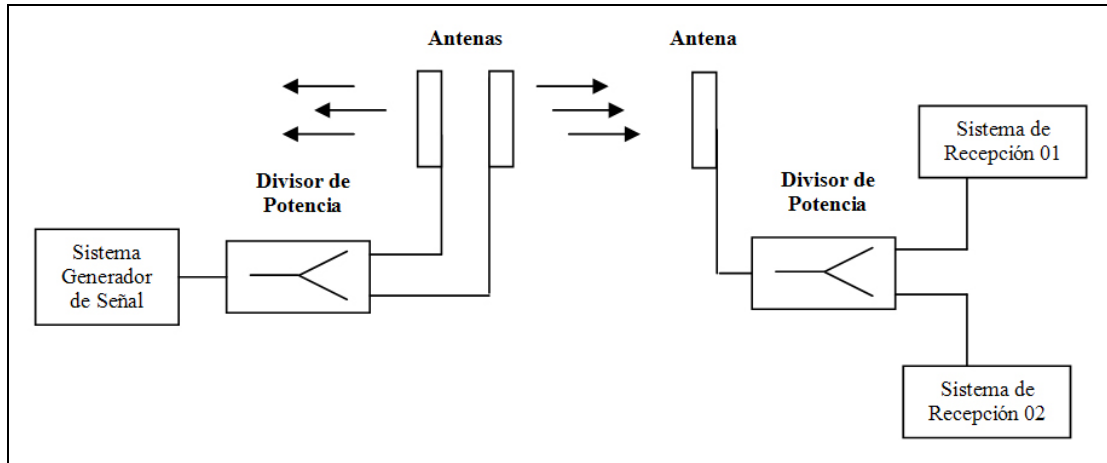


Figura 1.4. Aplicación típica de un divisor de potencia.

Tipos de Divisores de Potencia.

Los tipos de Divisores de potencia más representativos son:

- Divisor de potencia de unión-T.
- Divisor de potencia de Wilkinson.
- Divisor de potencia de cavidad resonante.

Sus características se presentan a continuación.

### **1.4.1. Divisor de potencia de unión-T.**

Es el divisor de potencia más básico, su principio radica en colocar  $n$  puertos de salida a un nodo donde llega el puerto de entrada o alimentación, la potencia de entrada se distribuye a los  $n$  puertos dependiendo de sus impedancias características. Es una solución conveniente para dividir señales en circuitos compactos.

En el diseño del divisor de potencia de unión-T las impedancias característica de los puertos de salida deben ser tal que su equivalente en paralelo sea igual a la impedancia característica del puerto de entrada, esto a fin de evitar que en el nodo de unión de los puertos exista una señal reflejada al puerto de entrada o excitación, por tal motivo en primera instancia las impedancias de los puertos de salida no podrían ser igual a la impedancia del puerto de entrada, dado que en el nodo de unión se formaría un punto de desacople.

El divisor de potencia necesitara de varios acopladores de cuarto de onda en cada uno de los puertos de salida para obtener en cada uno de ellos una impedancia igual a la del puerto de entrada en caso de que este sea un requerimiento circuital deseado, en caso contrario, si el requerimiento circuital se cumple con la disposición de que la impedancia equivalente en el nodo de unión sea igual a la del puerto de entrada, el dispositivo facilitará grandes prestaciones en su función de divisor de potencia.

Una de las consideraciones que se debe tomar en cuenta, al momento de aplicar este dispositivo, es el pequeño margen de aislamiento entre los puertos de salida, esta situación se presenta dada las características del punto de unión o nodo, este punto es común a todos los puertos de salida y los relaciona muy estrechamente.

La proporción de división de potencia que se obtiene, en este tipo de dispositivo, viene dado por las impedancias de los puertos de salida en el nodo de separación de



señal y su relación con la potencia de entrada y la impedancia característica del puerto de excitación, la ecuación que rige esta relación es la siguiente:

$$P_n = Z_c \times \frac{P_{in}}{Z_n} \quad \text{ec. 1.07}$$

Donde  $P_n$  es la potencia que se entrega por el puerto n,  $Z_n$  la impedancia característica del puerto n,  $P_{in}$  la potencia de entrada y  $Z_c$  la impedancia característica del puerto de entrada.

Un ejemplo básico de divisor de potencia unión-T se presenta a continuación, se diseñara un divisor de señal de relación 1:2, fijemos como potencia de entrada  $P_{in}$ , impedancia de entrada  $Z_c = 50\Omega$ , las impedancias de salida  $Z_1$  y  $Z_2$  se tomaran de modo que su paralelo sea igual a la impedancia de entrada, tomaremos entonces  $Z_1 = 75\Omega$  y  $Z_2 = 150\Omega$ , calculando  $75\Omega \parallel 150\Omega = 50\Omega$  se confirma la condición deseada, entonces para las potencias de salida de los dos puertos tenemos los siguientes cálculos:

$$P_1 = Z_c \times \frac{P_{in}}{Z_1} = 50 \times \frac{P_{in}}{75} = \frac{2}{3} P_{in} \quad P_2 = Z_c \times \frac{P_{in}}{Z_2} = 50 \times \frac{P_{in}}{150} = \frac{1}{3} P_{in}$$

En las figuras que se presentan a continuación, se muestran los dos casos típicos de divisor de potencia unión-T. La primera, figura 1.5, tiene impedancias de salida distinta a la impedancia de entrada, diseñadas de manera que su impedancia equivalente sea igual a la impedancia de entrada. La segunda, figura 1.6, presenta un divisor de potencia con acopladores de cuarto de onda para obtener una impedancia características de los puertos de salida igual a la impedancia de entrada.

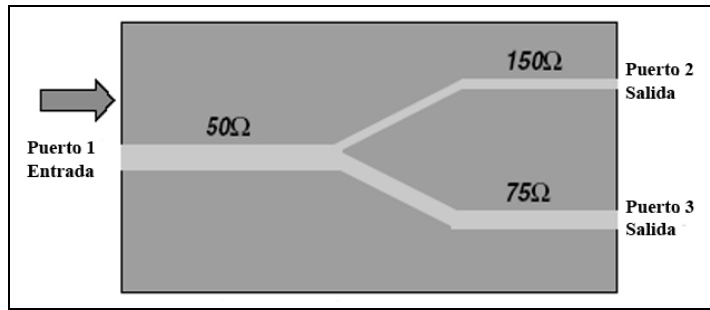


Figura 1.5. Divisor de unión T relación 1:2.

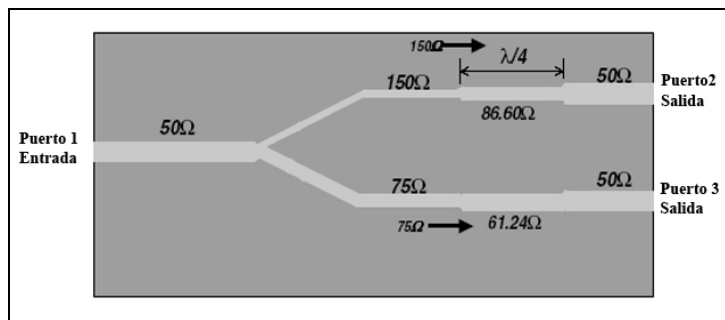


Figura 1.6. Divisor de unión T relación 1:2 con adaptadores de cuarto de onda.

Estos divisores de potencia son ideales para alimentar un arreglo de antenas dispuestas sobre un mismo circuito planar, dado el pequeño espacio que ocupan dentro del circuito donde se aplique, cualquier desacople de impedancias puede ser resuelto con adaptadores de cuarto de onda. Se debe tener cuidado con la separación con la que se colocan los puertos de salida, dos puertos de salida muy próximos incrementan el problema de poco aislamiento entre las señales de salida.

#### 1.4.2. Divisor de potencia de Wilkinson.

En 1960 Ernest Wilkinson [2] publica una solución para el problema de la división de señales en RF, crea un modelo teórico-practico de un divisor de potencia para las frecuencias alrededor a los 500 MHz, que viene a solucionar el problema de bajo aislamiento y dificultad en el acople que tiene el modelo de unión-T y presenta las

características ideales de un divisor de potencia, que son, señales de salida con amplitudes equitativas y desfase equitativo.

Este divisor de potencia consiste en una línea principal de entrada que es dividida en  $n$  líneas de longitud cuarto de onda, al final de estas líneas de cuarto de onda unas resistencias son conectadas de forma radial entre cada una de las salidas de las líneas, uniéndolas en un nodo común de punto flotante, este nodo no está en contacto la tierra de las señales de salida. El modelo propuesto es en tres dimensiones, pero su propuesta ha sido llevada a la tecnología planar de manera que pueda implementarse en circuitos microstrip.

En la figura 1.7, se presenta el modelo de divisor de potencia de Wilkinson realizado en 1960.

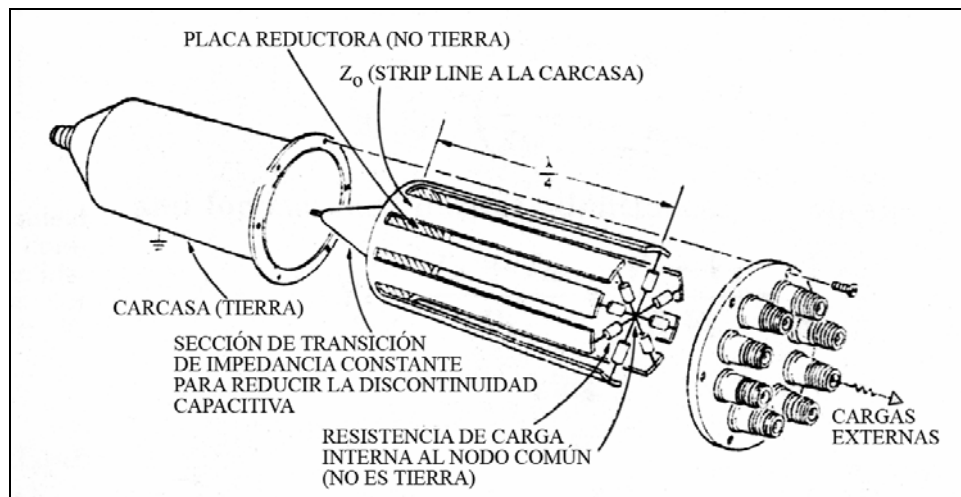


Figura 1.7. Divisor de potencia de Wilkinson con resistencias a nodo común.

En la figura 1.8, se presenta el modelo de divisor de potencia de Wilkinson aplicado a la tecnología planar,  $Z_c$  viene a ser la impedancia característica de las líneas de transmisión, tanto de entrada como de salida.

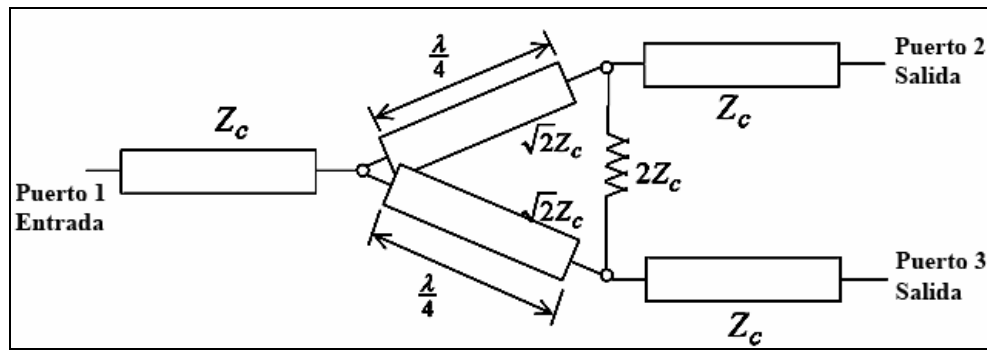


Figura 1.8. Modelo planar del divisor de potencia de Wilkinson.

El principio de operación del Wilkinson consiste en: cuando una señal está alimentando al divisor de potencia esta es dividida, en virtud de la simetría, en señales de salida de igual magnitud e igual fase. No se disipará potencia alguna por las resistencias que unen las pistas con el punto flotante mientras las cargas estén acopladas con los puertos de salida, así entonces todas las líneas de salida estarán al mismo potencial.

Sin embargo, si llegase a ocurrir una reflexión en uno de los puertos de salida, la señal reflejada se dividirá; parte de ella viajara directamente a las salidas restantes a través de las resistencias de punto flotante y el resto de la señal reflejada viajara de regreso al puerto de entrada, que dividirá esta señal nuevamente en el punto de unión de las pistas de un cuarto de longitud de onda regresando nuevamente a los puertos de salida. Cuando el valor de las resistencias de punto flotante y la impedancia característica de las líneas de transmisión son apropiadamente escogidas, las dos partes de la onda reflejada son igual en amplitud, por tanto al llevar direcciones contrarias, ocurre la completa cancelación de la onda reflejada causada por el desacople.

### 1.4.3. Divisor de potencia de Cavity Resonante.

Este modelo está basado en las propiedades de la cavidad resonante circular, que nos permite almacenar energía y dirigirla, según nuestra conveniencia, a cualquier punto del circuito donde se necesite. Los criterios de diseño de este divisor de potencia se apoyan en una aproximación del modelo de cavidad resonante (paredes eléctricas y paredes magnéticas) de un segmento circular. Este método fue planteado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [3], y se ilustra en la figura 1.9.

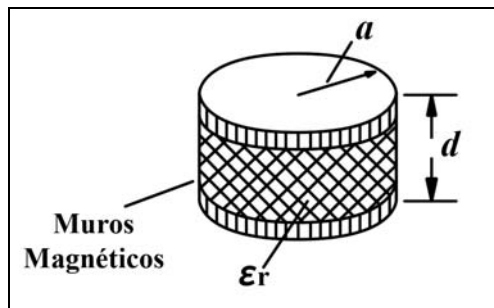


Figura 1.9. Modelo de cavidad resonante de un segmento circular.

El planteamiento inicial, que se ilustra en la figura 1.10, consistió en un sector circular completo el cual es excitado desde el centro de su circunferencia, esto implica realizar una conexión desde la parte inferior de la lamina donde estará impreso el circuito microstrip, suponiendo una ruptura del plano de tierra y una discontinuidad en la estructura planar del mismo, este modelo sería replanteado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4] para realizar el circuito con un sector circular el cual pueda ser excitado desde la misma placa donde reposa la cavidad resonante, este modelo se ilustra en las figuras 1.11 y 1.12.

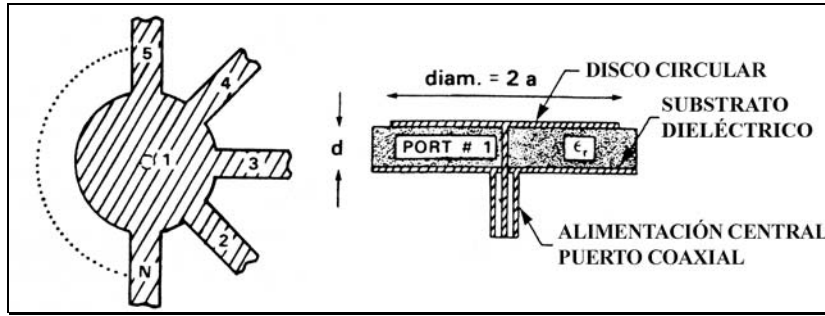


Figura 1.10. Divisor de potencia de cavidad resonante. Primer planteamiento.

En esta aproximación, el campo existente en los márgenes de la circunferencia del disco es considerado para reemplazar el disco físico por un disco más largo que es rodeado por un perfecto muro magnético. El radio efectivo  $a$  del disco más largo está dado por la siguiente ecuación [3]:

$$a = a_o \left\{ 1 + \frac{2d}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot a_o} [\ln(\pi \cdot a_o) + 1.7726] \right\}^{1/2} \quad \text{ec. 1.08}$$

Donde  $a_o$  representa el radio físico,  $d$  es la altura del substrato dieléctrico y  $\epsilon_r$  es la constante de permitividad del substrato dieléctrico bajo el disco.

Esta aproximación permite obtener la expresión analítica de impedancia que relaciona los puertos del divisor de potencia, basándose en la expresión para la impedancia que involucra a la función de Green de dos dimensiones para un segmento circular con muros magnéticos desarrollada por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [3] y que se muestra a continuación:

$$Z_{ij} = \frac{1}{W_i \cdot W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(s_i / s_j) \cdot ds_i \cdot ds_j \quad \text{ec. 1.09}$$

Donde  $W_i$  y  $W_j$ , representan el ancho efectivo de los puertos  $i$  y  $j$ , respectivamente. Tenemos también que  $ds_i$  y  $ds_j$  son distancias incrementales a lo largo del ancho de los puertos.

En la figura 1.11 se observa la cavidad resonante y los puertos que la caracterizan como un divisor de potencia.

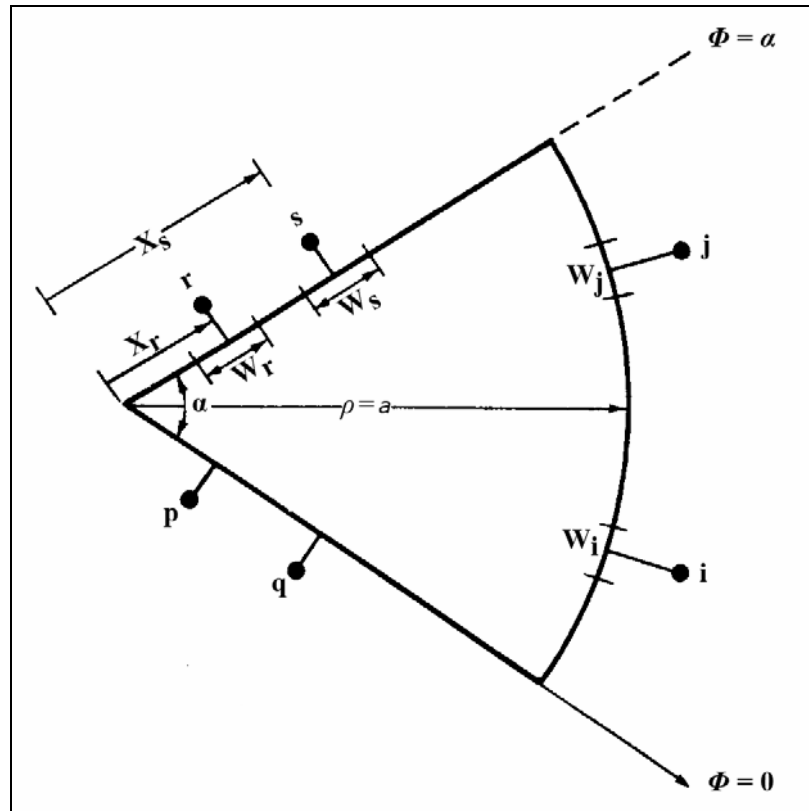


Figura 1.11. Divisor de potencia de cavidad resonante. Segundo planteamiento.

La función de Green para la impedancia de un sector circular que tiene un ángulo de sector  $\alpha$  múltiplo o submúltiplo entero de  $\pi$  radianes (por ejemplo  $\alpha=180^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $30^\circ$ , etc.) es utilizado, en conjunto con la aproximación de radio efectivo, para obtener la matriz de impedancia.

La primera consideración que se realiza para el estudio de este dispositivo es dividir el puerto de entrada en cuatro subpuertos de entrada, colocándolos a lo largo de los lados rectilíneos del sector circular, esta consideración propuesta por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4] se realiza con el fin de colocar los subpuertos de

entrada en un lugar donde no exista una discontinuidad, como es el caso, que se da físicamente, al colocar la línea de entrada en la arista del sector circular.

En la figura 1.12 se muestra gráficamente la consideración de aproximación para el puerto de entrada el cual es dividido en cuatro subpuertos de entrada, los puertos de salida estarán ubicados en el extremo circular.

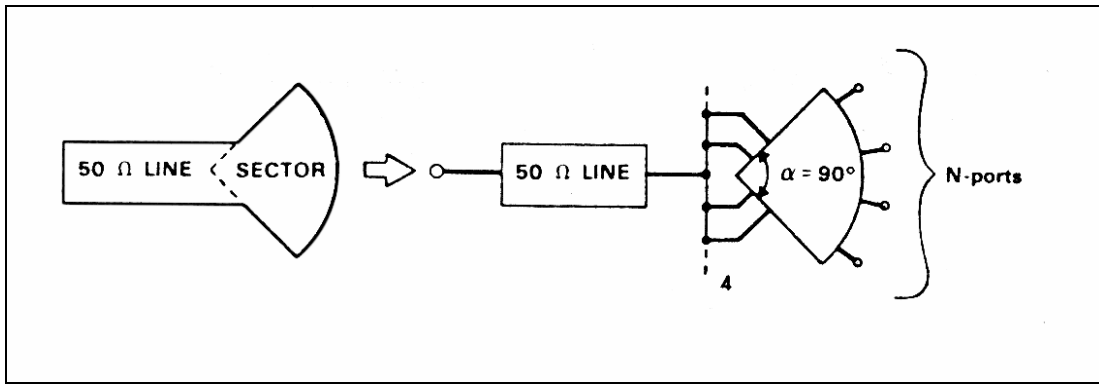


Figura 1.12. Consideración de aproximación del puerto de entrada.

Cuando los puertos están localizados a lo largo del borde de la curva del sector circular, la impedancia entre los puertos y la impedancia propia de cada puerto, que son parte de los elementos que componen la matriz  $Z$ , está dada por la siguiente expresión:

$$Z_{ij} = \frac{2j\omega\mu da^2}{W_i W_j} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sigma_n \left\{ \cos(n_s \Phi_{ij}) + \cos \left[ n_s (\Phi_i + \Phi_j) \right] \right\}}{n_s^2 \left[ a^2 - \frac{n_s^2}{k_{mn_s}^2} \right] \left[ k_{mn_s}^2 - k^2 \right]} \left\{ \cos \left[ \frac{n_s}{2} (\Delta_i - \Delta_j) \right] - \cos \left[ \frac{n_s}{2} (\Delta_i + \Delta_j) \right] \right\}$$

ec. 1.10

Donde el parámetro  $\sigma_n$  es definido como:

$$\sigma_n = \begin{cases} 1 & \text{para } n = 0 \\ 2 & \text{en otros casos} \end{cases}$$

ec. 1.11

Y donde  $k = k_o \sqrt{\epsilon_r}$ . Aquí  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del substrato dieléctrico,  $\mu$  es la permeabilidad,  $\omega$  es la frecuencia en radianes,  $k_o$  es el número de onda de espacio



libre,  $d$  es la altura del sustrato,  $\alpha$  es el ángulo del sector circular,  $a$  es el radio efectivo del sector circular,  $W_{ij}$  son los anchos efectivos de los puertos medidos a lo largo del borde del sector circular. El termino  $\Phi_i$  representa la posición angular del puerto  $i$ ,  $\Delta_i = W_i / a$  es el ancho angular del puerto  $i$ ,  $\Phi_{ij}$  es la distancia angular entre los puertos  $i$  y  $j$ , y  $n_s = n\pi / \alpha$ .

Los valores de  $k_{mn_s}$  son determinados por la condición de borde de muro magnético donde el radio es  $a$  y está dado por la siguiente expresión:

$$\left. \frac{\partial J_{n_s}(k_{mn_s} \rho)}{\partial \rho} \right|_{\rho=a} = 0 \quad \text{ec. 1.12}$$

Donde  $J_n(x)$  es la función de Bessel de orden  $n$ .

Cuando los puertos están localizados a lo largo del borde rectilíneo del sector angular donde  $\Phi = \alpha$ , la impedancia entre los puertos y la impedancia propia de cada puerto, que son parte de los elementos que componen la matriz  $Z$ , está dada por la siguiente expresión:

$$Z_{rs} = \frac{2j\omega\mu d}{\alpha W_i W_j} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sigma_n T(\alpha) I_{n_s}(r) I_{n_s}(s)}{(k_{mn_s}^2 a^2 - n_s^2)(k_{mn_s}^2 - k^2) J_{n_s}^2(k_{mn_s} a)} \quad \text{ec. 1.13}$$

Donde  $W_r$  y  $W_s$  representan el ancho lineal efectivo de los puertos de entrada y  $T(\alpha) = \cos^2(n_s \alpha) = 1$  ec. 1.14

Para  $I_{n_s}(r)$  y  $I_{n_s}(s)$  tenemos la siguiente expresión:

$$I_{n_s}(r) = \begin{cases} \int_{\gamma_{r1}}^{\gamma_{r2}} J_0(t) dt - 2 \sum_{k=0}^{n_s/2-1} [J_{2k+1}(\gamma_{r2}) - J_{2k+1}(\gamma_{r1})] & \text{para } n_s \text{ par} \\ J_0(\gamma_{r1}) - J_0(\gamma_{r2}) + 2 \sum_{k=1}^{(n_s-1)/2} [J_{2k}(\gamma_{r2}) - J_{2k}(\gamma_{r1})] & \text{para } n_s \text{ impar} \end{cases} \quad \text{ec. 1.15}$$

Para las expresiones de  $\gamma_{r1}$  y  $\gamma_{r2}$  tenemos las siguientes ecuaciones:

$$\gamma_{r1} = k_{mn_s} \left( x_r - \frac{W_r}{2} \right) \quad \text{ec. 1.16}$$

$$\gamma_{r2} = k_{mn_s} \left( x_r + \frac{W_r}{2} \right) \quad \text{ec. 1.17}$$

Donde  $x_r$  y  $W_r$  son la localización y ancho efectivo del puerto  $r$ , respectivamente, como se puede apreciar en la figura 1.11.  $I_{n_s}(s)$  se obtiene sustituyendo  $r$  por  $s$  en la ecuación 1.15.

Cuando los puertos están localizados a lo largo del borde rectilíneo del sector angular donde  $\Phi = 0$ ,  $Z_{pq}$  está dado por la ecuación 1.13 con  $\alpha = 0$  en la ecuación 1.14. De forma similar, cuando uno de los puertos está localizado en  $\Phi = 0$  y el otro puerto está localizado en  $\Phi = \alpha$ , la impedancia entre los puertos y la impedancia propia de cada puerto  $Z_{pr}$  es dado por la ecuación 1.13 pero con una modificación en la expresión  $T(\alpha)$  esta es:

$$T(\alpha) = \cos(n_s \alpha) \quad \text{ec. 1.18}$$

Los valores de impedancia  $Z_{ir}$  entre dos puertos, uno localizado en el borde circular del sector y el otro localizado en el borde rectilíneo  $\Phi = \alpha$  del sector, se obtiene de la expresión:

$$Z_{ir} = \frac{4j\omega\mu da}{\alpha W_i W_r} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sigma_n \cos(n_s \alpha) \cos(n_s \Phi_i) \operatorname{sen} \left( n_s \frac{\Delta_i}{2} \right) I_{n_s}(r)}{n_s^2 k_{mn_s} \left( a^2 - \frac{n_s^2}{k_{mn_s}^2} \right) (k_{mn_s}^2 - k^2) J_{n_s}(k_{mn_s} a)} \quad \text{ec. 1.19}$$

La impedancia  $Z_{ip}$  entre dos puertos, uno que se encuentre en el borde circular del sector y otro localizado en el borde rectilíneo  $\Phi = 0$  del sector, se puede obtener de la ecuación 1.19 evaluando  $\alpha = 0$  en el termino  $\cos(n_s \alpha)$ .

Utilizando las expresiones desde la ecuación 1.10 hasta la 1.19 obtenemos una matriz de impedancia de dimensiones  $(N+4) \times (N+4)$ , esta matriz es representativa de la configuración de la figura 1.12, donde se muestra la consideración hecha para el puerto de entrada, la misma nos da cuatro subpuertos de entrada y  $N$  puertos de salida. Estos cuatro subpuertos en conjunto, cada uno de ancho  $W_i/4$ , son equivalentes a la línea de entrada al divisor de potencia, a fin de obtener una matriz representativa del circuito físico (con un solo puerto de entrada), la matriz de impedancia de dimensiones  $(N+4) \times (N+4)$  será reducida a una matriz de impedancia de dimensiones  $(N+1) \times (N+1)$ . Tomando  $N = 2$  la matriz queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} & Z_{56} \\ Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} \quad \text{ec. 1.20}$$

La reducción de la matriz procede de la siguiente manera, primero convertimos la matriz impedancia  $Z$  de dimensiones  $(N+4) \times (N+4)$  en su correspondiente matriz de admitancia  $Y$ , luego se procederá a combinar las cuatro filas y cuatro columnas correspondientes a los subpuertos, en una fila y una columna, esta reducción se realiza en base al hecho de que los cuatro subpuertos tienen el mismo voltaje de entrada  $V_{in}$  y la corriente de cada uno de los subpuertos son iguales y a su vez son la cuarta parte ( $I_{in}/4$ ) de la corriente de entrada  $I_{in}$ .

El resultado de esta reducción da como resultado una matriz admitancia  $Y$  de dimensiones  $(N+1) \times (N+1)$ , la misma puede ser manipulada a fin de obtener cualquier matriz de ella, ya sea la matriz de impedancia  $Z$ , también se puede obtener la matriz de parámetros de dispersión o, también llamada, matriz de scattering  $S$ , la cual es muy utilizada en los sistemas de telecomunicaciones como una de las formas

de representación de circuitos más manejable y fácil de interpretar. Aplicando el procedimiento de reducción sobre la ecuación 1.20 obtenemos la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad \text{ec. 1.21}$$

En el cálculo de los valores de impedancia, los valores de  $m$  y  $n$  en las sumatorias que se llevan a cabo en las ecuaciones 1.10, 1.13 y 1.19 se deben tomar al menos 30 términos para cada variable. Este valor es recomendado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4] a fin de obtener una convergencia numérica de los valores calculados. Para efectos de este estudio se tomarán 50 términos para cada variable  $m$  y  $n$ .

La localización de los puertos de salida en estas configuraciones se determinarán dividiendo el borde circunferencial del sector en  $N$  secciones de igual ancho angular. Luego cada una de las salidas se posicionara en el medio de cada una de las secciones. Esta propuesta es sugerida por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4] a fin de mantener la simetría física, lo cual ayudara a obtener igualdad en la división de potencia.

Dados estos lineamientos obtenemos el diseño de un divisor de potencia de cavidad resonante y sus características circuitales más representativas, este dispositivo nos ofrece un amplio abanico de ventajas frente a otros divisores de potencia. Una de estas ventajas, en su aplicación para un circuito planar, es la no inclusión de elementos ajenos a las pistas microstrip y la facilidad de colocar tantos puertos de salida como la geometría lo permita.

## 1.5. CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DE UN MODELO DE DIVISOR DE POTENCIA.

Al momento de diseñar un divisor de potencia se plantean unas directrices iniciales, las mismas deben tratar de cumplirse con el mayor grado de exactitud que el circuito nos permita. Estos lineamientos de diseño son:

- Para el caso planteado, se espera que el circuito divisor de potencia funcione para la frecuencia de 2.4GHz.
- Impedancia característica de  $50\Omega$  para la línea de transmisión del puerto de entrada y para las líneas de transmisión de los puertos de salida.
- Si tenemos  $n$  salidas para un divisor de potencia, idealmente, debemos tener en cada una de las salidas el equivalente de la potencia de entrada dividido entre  $n$ , esto es  $P_n = P_{in}/n$ .
- Basados en el tercer lineamiento tenemos que para un divisor de potencia de relación 1:2 los parámetros  $|S_{1N}|$  teóricos, pertenecientes a la matriz de dispersión o scattering deberán tener un valor aproximado a  $(-3.01 \pm 0.5)$  dB.
- Basados en el tercer lineamiento tenemos que para un divisor de potencia de relación 1:3 los parámetros  $|S_{1N}|$  teóricos, pertenecientes a la matriz de dispersión o scattering deberán tener un valor aproximado a  $(-4.77 \pm 0.5)$  dB.
- Una relación de onda estacionaria (ROE) en el puerto de entrada de  $1.5 \pm 0.3$  (valor típico para divisores de potencia).
- Pérdidas de inserción con un valor aproximado de  $(1.5 \pm 0.5)$  dB.
- El circuito deberá ser de óptima aplicación para la tecnología que se plantea utilizar, en este caso circuito planar (tecnología microstrip).

Evaluando las características deseadas para un divisor de potencia de aplicación sobre circuito planar, tecnología microstrip, tenemos que:

- El divisor de unión-T viene a ser una solución viable para dividir señales en circuitos donde el espacio de trabajo es muy pequeño, pero presenta un problema de aislamiento entre los puertos de salida, dado que los mismos están altamente relacionados por el punto de unión, además de necesitar de varios adaptadores de cuarto de onda para obtener en cada una de las salidas una impedancia característica de  $50\Omega$ .
- El divisor de potencia de Wilkinson soluciona el problema de aislamiento y acople del unión-T, pero requiere de elementos externos al circuito planar, es decir, requiere de varias resistencias para unir cada una de las salidas en un punto flotante, la dependencia de estas resistencias dificulta el diseño de este dispositivo al requerirse un elemento resistivo que conserve sus características para el rango de frecuencia de trabajo. Además se presenta la dificultad física de conexión de las distintas resistencias al punto flotante para un divisor de potencia de más de dos salidas en un circuito planar.
- El divisor de potencia de cavidad resonante representa una solución para el diseño de dispositivos de tecnología planar, su estructura es independiente de elementos externos, su cavidad resonante nos permite aislar cada una de las salidas del circuito y sirve como filtro de para las señales que se encuentran fuera del espectro de frecuencia de trabajo. Su diseño nos permite caracterizar sus propiedades circuitales en base a la teoría electromagnética, ya sea por el cálculo numérico o por la simulación, de modo que se puede comparar ambos métodos con las mediciones empíricas. El número de puertos de salidas del circuito divisor solo está limitado por la geometría de la cavidad resonante.

Por las razones antes descritas se elige al divisor de potencia de cavidad resonante, se realizar el diseño para dos divisores de potencia, uno de relación 1:2 y uno de relación 1:3. Estos circuitos se diseñaran para trabajar en la frecuencia de 2.4GHz con tecnología microstrip. Se tomaran en cuenta las indicaciones descritas en la publicación realizada por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4] y se adaptaran al diseño deseado.

## Capítulo II

### 2.1. CONSIDERACIONES DE DISEÑO PARA EL DIVISOR DE POTENCIA DE CAVIDAD RESONANTE.

En la figura 2.1, se muestra un divisor de potencia de cavidad resonante de relación 1:2 que nos ilustra las partes básicas de este modelo.

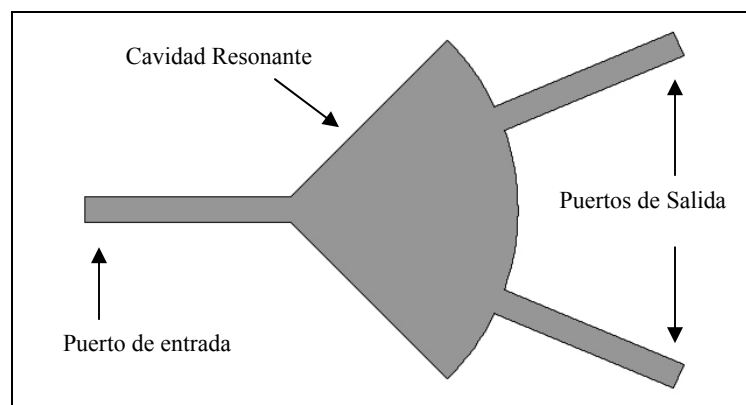


Figura 2.1. Estructura básica de un divisor de potencia.

El puerto de entrada del divisor de potencia debe tener una impedancia característica de  $50\Omega$ , el cálculo de una línea de transmisión microstrip se realiza apoyándonos en la ecuación 1.01, estableciendo que el ancho de la línea de transmisión es mayor al espesor del dieléctrico. Entonces, fijando el valor la impedancia característica de la línea, una permitividad relativa del substrato dieléctrico  $\epsilon_r = 4.2$  y el espesor del material dieléctrico  $h = 2\text{mm}$ , utilizamos la ecuación 1.01 para calcular el ancho de la pista por métodos numéricos, luego de iterar tenemos que el ancho de la línea de transmisión es  $w_l = 3.94\text{mm}$ . El largo de la línea será de media de longitud de onda.

Los puertos de salida del divisor de potencia deben tener una impedancia característica de  $50\Omega$ , con un cálculo análogo, al realizado anteriormente, tenemos que el ancho de la línea de transmisión para los puertos de salida es  $w_l = 3.94\text{mm}$ .



En el cálculo de la frecuencia de resonancia de un sector circular resonador, se usa el modelo de muros magnéticos de radio  $a_o$  lleno de material dieléctrico con permitividad relativa  $\epsilon_r$ , considerando que la altura del substrato es pequeña, respecto a la magnitud del radio, se asume que todos los campos en el resonador son del modo transversal magnético (TM) respecto a el eje de las  $z$  de un sistemas de coordenadas cilíndrico. Ingo Wolf y Norbert Knoppik [5] nos expone que la frecuencia de resonancia  $f_r$  de un resonador modelo de muros magnéticos con radio  $a_o$  puede ser calculado por la expresión:

$$k_{mn} \cdot a_o = 2\pi f_r a_o (\epsilon_r)^{1/2} / c_o = \alpha_{nm} \quad \text{ec. 2.01}$$

Donde  $\alpha_{nm}$  es el cero de orden  $m$  de la derivada de la función de Bessel de orden  $n$ , tomando el primer cero de cada orden tenemos:

$$\alpha_{n1} = \begin{cases} 3.832 & \text{para } n = 0 \\ 1.841 & \text{para } n = 1 \\ 3.054 & \text{para } n = 2 \\ 4.201 & \text{para } n = 3 \end{cases}$$

El radio de la cavidad resonante de sector circular se calcula para el modo más bajo  $\alpha_{01}$ , lineamiento propuesto por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [3]. Tomando en cuenta esta recomendación;  $\alpha_{01} = 3.832$ , un frecuencia de resonancia  $f_r = 2.4\text{GHz}$ , velocidad de la luz en el vacío  $c_o = 299792458\text{m/s}$ , una constante del substrato dieléctrico  $\epsilon_r = 4.2$ , tenemos entonces un radio  $a_o = 37.17\text{mm}$ .

La localización de los puertos de salida para el divisor de potencia de relación 1:2 serán, para uno de los puertos  $22.5^\circ$  (ángulo medido al centro de la pista conductora) a partir de la referencia  $\Phi = 0$ , que se puede observar en la figura 1.11, y para el otro  $67.5^\circ$  a partir de la referencia  $\Phi = 0$ .

La localización de los puertos de salida para el divisor de potencia de relación 1:3 serán, para uno de los puertos  $15^\circ$  (ángulo medido al centro de la pista conductora) a partir de la referencia  $\Phi = 0$ , para el puerto ubicado en el medio  $45^\circ$  a partir de la referencia  $\Phi = 0$  y para el tercer puerto  $75^\circ$  a partir de la referencia  $\Phi = 0$ .

## **2.2. CÁLCULO TEÓRICO DE LAS CARACTERÍSTICAS DEL DIVISOR DE POTENCIA.**

Este cálculo teórico se apoya en las ecuaciones desarrolladas por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4], esta serie de relaciones matemáticas, desde la ecuación 1.10 hasta la 1.19, nos permite obtener la matriz de Impedancia  $Z$ , de esta matriz obtenemos la matriz de parámetros de Dispersión o Scattering  $S$ , que nos permite realizar un estudio del divisor de potencia desde el punto de vista de transferencia de potencia y acoplamiento del circuito.

Con el apoyo del software Mathematica®, se realizaron los cálculos mencionados. Para cada una de las sumatorias se tomo 50 términos (50 términos para  $m$  y 50 términos para  $n$ ), esta consideración supera la recomendación hecha por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [4] y garantiza un mayor grado de convergencia en los resultados obtenidos, no obstante estos cálculos son muy laboriosos y consumen muchos recursos en términos computacionales.

Recapitulando los términos que intervienen en las ecuaciones, a continuación se muestra cada una de las variables que intervienen con su respectivo valor:

Tabla 2.1. Valores de variables que intervienen en los cálculos.

Variable	Valor	Variable	Valor
Radio Efectivo $a$	0.03717m	Velocidad de la Luz $c_o$	299792458m/s
Apertura del Sector $\alpha$	1.5708rad	Ancho de los subpuertos $w_{r,s,p,q}$	0.001084m
Constante de Permeabilidad $\mu$	$1.25663706144 \cdot 10^{-6}$ H/m	Localización de los subpuertos $x_{r,p}$	0.0005421m
Altura del dieléctrico $d$	0.002m	Localización de los subpuertos $x_{s,q}$	0.001626m
Permitividad relativa $\epsilon_r$	4.2	Frecuencia de estudio $frec$	2.4GHz

Para el divisor de relación 1:2 tenemos las siguientes variables para los puertos de salida:

Tabla 2.2. Variables para el puerto de salida del divisor 1:2.

Puerto	Ancho del Puerto	Localización angular	Diferencia angular
i	0.004337m	0.3927rad	$\Phi_{ij} = 0.7853$ rad
j	0.004337m	1.1781rad	$\Phi_{ij} = 0.7853$ rad

Para el divisor de relación 1:2 tenemos las siguientes variables para los puertos de salida:

Tabla 2.3. Variables para el puerto de salida del divisor 1:3.

Puerto	Ancho del Puerto	Localización angular	Diferencia angular
i	0.004337m	0.2618rad	$\Phi_{ij} = 0.5236$ rad $\Phi_{ik} = 1.0472$ rad
j	0.004337m	0.7854rad	$\Phi_{ij} = 0.5236$ rad $\Phi_{jk} = 0.5236$ rad
k	0.004337m	1.3090rad	$\Phi_{ik} = 1.0472$ rad $\Phi_{jk} = 0.5236$ rad

Los resultados de calcular de los parámetros S se muestran a continuación:

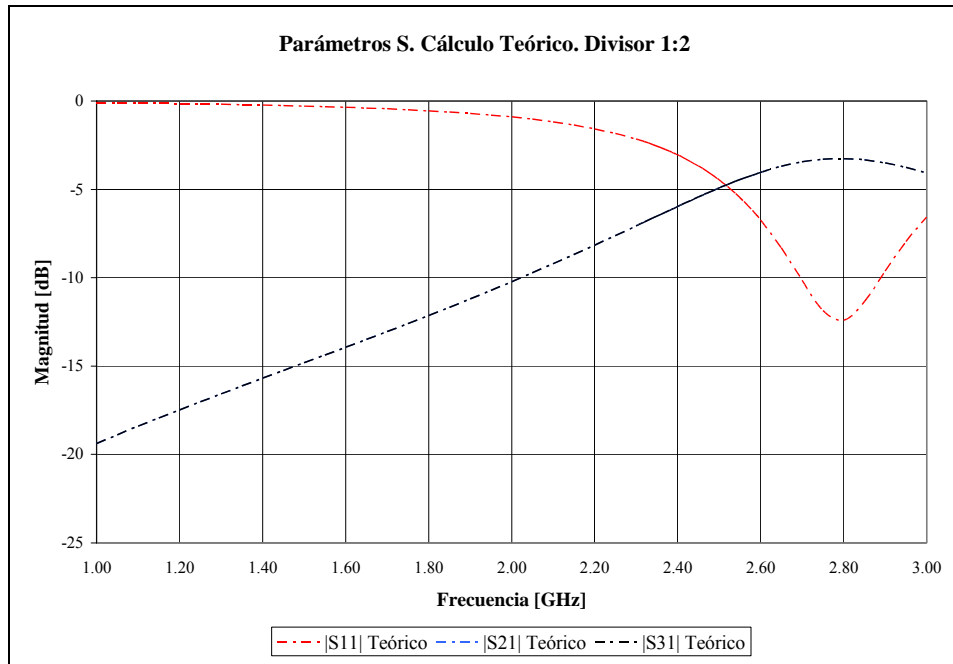


Gráfico 2.1. Parámetros S divisor de potencia de relación 1:2.

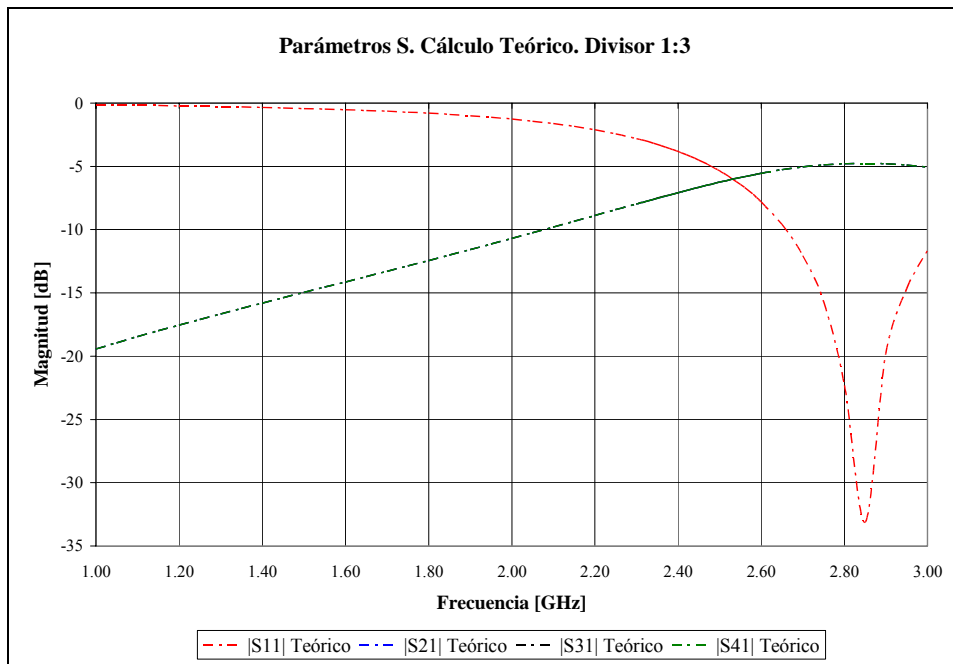


Gráfico 2.2. Parámetros S divisor de potencia de relación 1:3.

Los resultados obtenidos muestran la tendencia del parámetro  $|S_{11}|$  a disminuir su valor a medida que se aproxima a una frecuencia en particular, esta frecuencia es la que se identifica como frecuencia de resonancia, este comportamiento es el deseado para este tipo de dispositivo, dado que para esta frecuencia el dispositivo genera una señal de reflexión en el puerto de entrada muy pequeña en comparación con la señal de entrada, obteniendo en este punto un alto grado de acoplamiento.

Por otro lado, se observa en ambas simulaciones que la frecuencia de resonancia está por encima del valor deseado. Para el divisor de potencia de relación 1:2 la frecuencia de resonancia se ubica cercano a los 2.80GHz y para el divisor de potencia de relación 1:3 la frecuencia de resonancia se ubica cercano a los 2.85GHz. Este resultado plantea una posible modificación del divisor de potencia en cuanto a sus medidas, ya sea de sus puertos de entrada y de salida, o de su cavidad resonante.

Los parámetros  $|S_{N1}|$  nos da una relación de la transferencia de potencia que se tiene en los puertos de salida con respecto a la señal de entrada, los mismos muestran una buena tendencia en el cálculo teórico, dado que aumentan su valor a medida que se aproximan a la frecuencia de resonancia, por tanto, coinciden el fenómeno de menor reflexión en el puerto de entrada con la mayor transferencia de potencia en los puertos de salida, de manera que obtenemos en la frecuencia de resonancia el mejor rendimiento del dispositivo.

En el divisor de potencia de relación 1:2, el cálculo teórico nos da un valor para los parámetros  $|S_{N1}|$  de -3.266dB en la frecuencia de resonancia, el valor ideal de  $|S_{N1}|$  es -3.010dB, al comparar estos dos valores observamos que el modelo de cavidad resonante tiene un bajo valor en pérdidas de transferencia de potencia.

En el divisor de potencia de relación 1:3, el cálculo teórico nos da un valor para los parámetros  $|S_{N1}|$  de -4.773dB en la frecuencia de resonancia, su valor ideal es de -4.771dB, en este modelo observamos una peculiar similitud entre la medida obtenida

en simulación y la medida ideal, las pérdidas por transferencia de potencia tienden a ser mínimas en cálculo teórico.

Para complementar el estudio del divisor de potencia de cavidad resonante se procederá a simular por métodos numéricos (AWR® Design Environment), este método permite introducir toda la geometría que comprende el divisor de potencia y permitirá realizar los cambios pertinentes a fin de ajustar el dispositivo a la frecuencia de resonancia requerida.

### **2.3. SIMULACIÓN.**

Esta simulación requiere que el divisor de potencia sea representado completamente en cuanto a la geometría que lo compone, para ello no solo se debe colocar el ancho de las pistas de entrada y salida del divisor de potencia, se debe colocar además el largo de las pistas y las trayectorias de las mismas en caso de no ser completamente rectas.

La geometría de los divisores de potencia se delineará con el apoyo de la herramienta de dibujo asistido por computadora; AutoCad®, la misma permite suministrar a la simulación la mayor exactitud posible en cuanto a las medidas del dispositivo y los ángulos involucrados en los puertos de salida, de igual manera permite realizar un dibujo de la estructura final que se implementa. Las consideraciones iniciales para estas estructuras se presentan en la figura 2.2 y la figura 2.3.

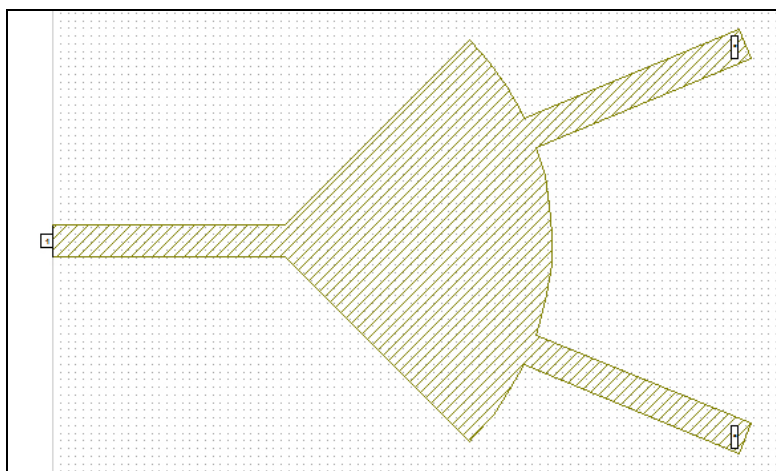


Figura 2.2. Diseño inicial del divisor de potencia relación 1:2.

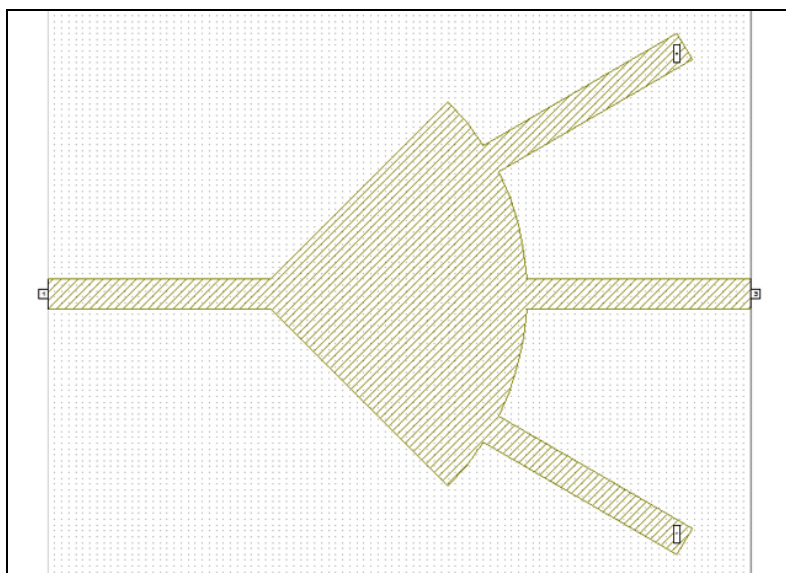


Figura 2.3. Diseño inicial del divisor de potencia relación 1:3.

Para la longitud de las pistas de entrada y salida se tomó media longitud de onda ( $\lambda/2$ ). En el material dieléctrico, para un  $\epsilon_r = 4.2$ , tenemos que media longitud de onda es aproximadamente 0.03m. Para esta primera simulación se tomarán pistas de salida rectas, para simulaciones posteriores se tomará en cuenta que las pistas deben tener una curvatura para empalmar con los conectores colocados a los extremos del circuito.

A continuación se muestra el resultado de las simulaciones, para ambos circuitos se muestra dos de los parámetros más representativos, estos son los parámetros S y el ROE (relación de onda estacionaria). Estos parámetros nos permitirán tomar decisiones en cuanto a las modificaciones que se puedan realizar al circuito respecto a su geometría, con el fin de sintonizar el circuito a 2.4GHz. Inicialmente se estudiara el rango de frecuencia comprendido entre los 2GHz y los 3GHz, con un paso de separación de 0.05GHz.

Para el divisor de potencia de cavidad resonante de relación 1:2, los resultados de la simulación se muestran a continuación en los gráficos 3 y 4.

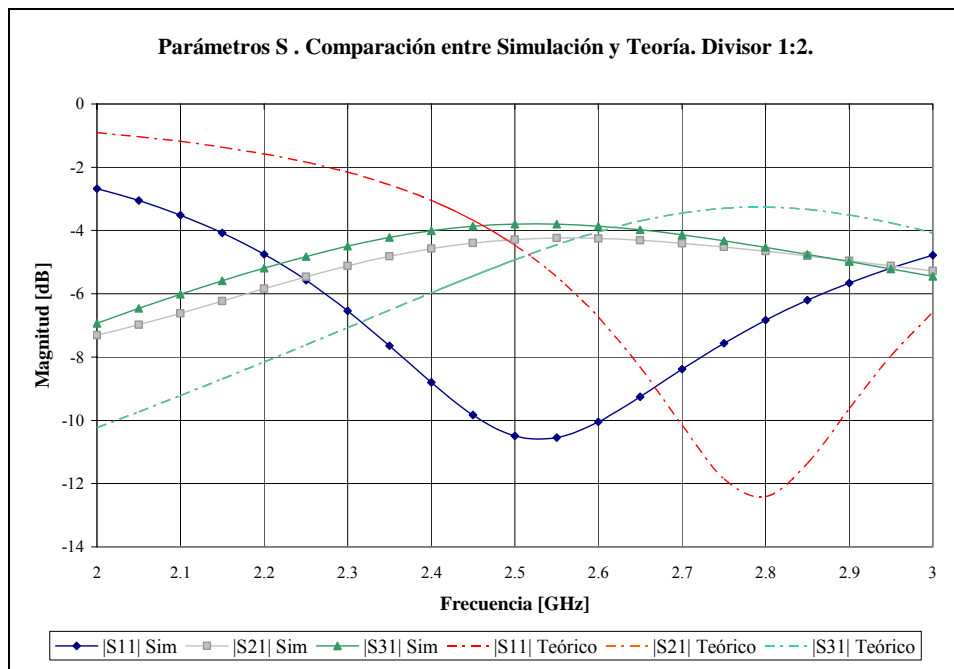


Gráfico 2.3. Parámetros S. Comparación entre simulación y cálculo teórico del divisor de relación 1:2.



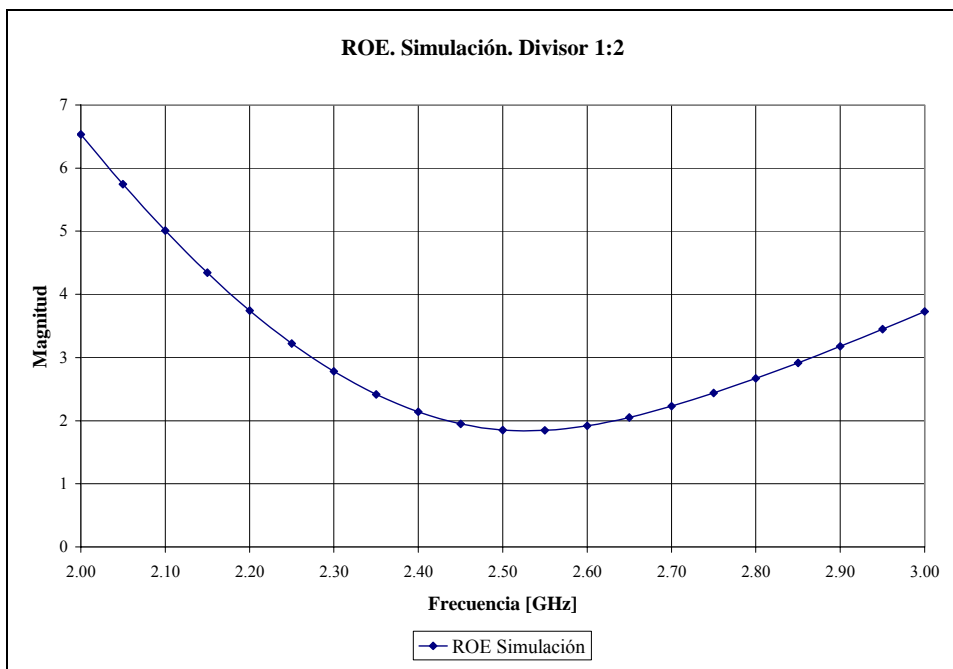


Gráfico 2.4. ROE. Simulación. Divisor de relación 1:2.

Para el divisor de potencia de cavidad resonante de relación 1:3, los resultados de la simulación se muestran a continuación en los gráficos 5 y 6.

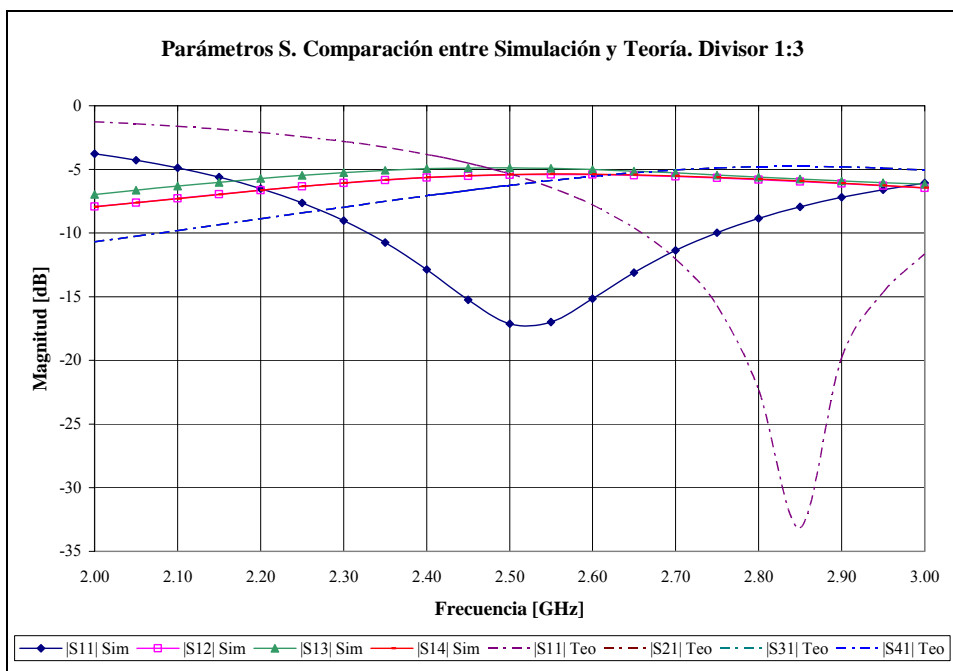


Gráfico 2.5. Parámetros S. Comparación entre simulación y cálculo teórico. Divisor de relación 1:3.

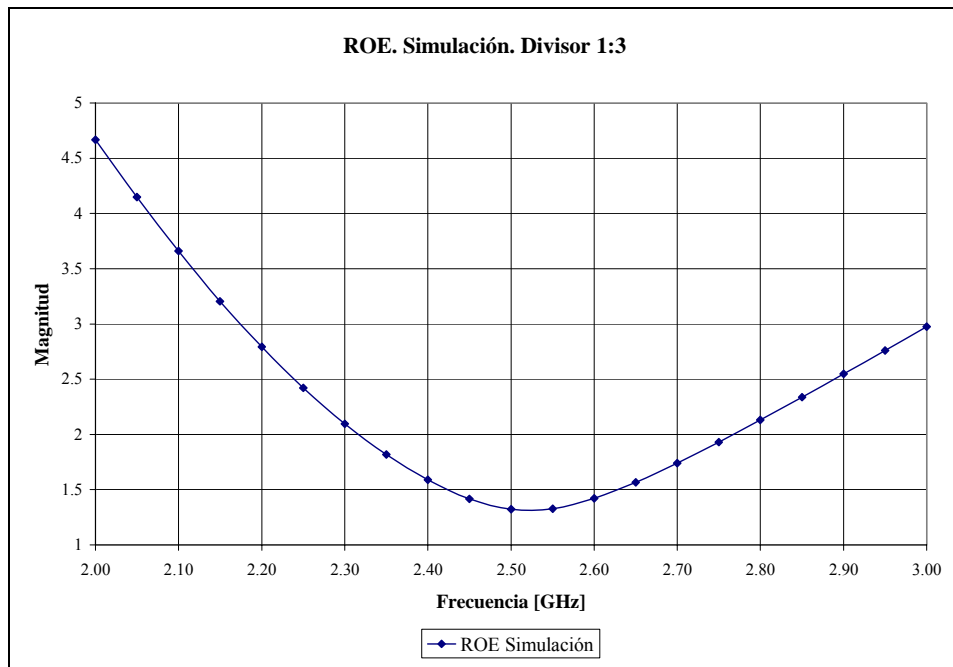


Gráfico 2.6. ROE. Simulación del divisor de relación 1:3.

Los resultados demuestran que el fenómeno de resonancia se manifiesta en ambos dispositivos, la simulación comprueba que se divide la potencia de entrada de la forma más equitativa posible en las diferentes salidas, en la frecuencia mencionada el parámetro  $|S_{11}|$  llega a su menor valor, en esa misma frecuencia se observa una mayor transferencia de potencia hacia los puertos de salida al observar que los parámetros  $|S_{N1}|$  llegan a su mayor valor, tanto para el divisor de potencia de relación 1:2 como para el divisor de potencia de relación 1:3.

Para el divisor de potencia de relación 1:2 se observa una frecuencia de resonancia de 2.55GHz, se toma esta frecuencia basado en el menor valor adquirido por el ROE, su magnitud en esta frecuencia es  $ROE = 1.85$ , en este mismo punto el parámetro  $|S_{11}|$  toma su menor valor. Como se puede observar, el dispositivo está sintonizado en una frecuencia que no corresponde con la deseada, que es de 2.4GHz, además se tiene un ROE muy alto considerando que su valor esperado es de 1.15.

Para el divisor de potencia de relación 1:3 se observa una frecuencia de resonancia de 2.55GHz, se toma esta frecuencia basado en el menor valor adquirido por el ROE, su magnitud en ésta frecuencia es  $ROE = 1.32$ , en este mismo punto el parámetro  $|S_{11}|$  toma su menor valor. Se observa de igual manera que el dispositivo está sintonizado en una frecuencia que no corresponde con la deseada, que es de 2.4GHz.

Los resultados obtenidos en las simulaciones llevan a considerar varias modificaciones sobre la estructura del divisor de potencia, ya sea para el divisor de relación 1:2 como para el divisor de relación 1:3. La primera modificación, relacionada con la modificación del radio de la cavidad resonante, se realiza con el fin de sintonizar el dispositivo en la frecuencia deseada.

La segunda modificación, aunque ambas se realizan de manera simultanea, está relacionada con el ROE y con la necesidad acoplar los diferentes elementos que componen el dispositivo, este cambio se realiza al observar una magnitud de la relación de onda estacionaria fuera del valor esperado, esto demuestra que no existe acoplamiento entre la pista que funge como puerto de entrada y la cavidad resonante, se concluye entonces que la cavidad resonante tiene una impedancia de entrada distinta a los  $50\Omega$ .

Se procederá a variar el radio de la cavidad resonante, esta modificación se ejecuta ya sea incrementando o reduciendo el radio, surge entonces un proceso iterativo donde se procede a modificar el radio para luego simular el circuito, consecuentemente, por el método de bisección se escogerá el radio que sintonice a la frecuencia deseada, para está sintonización nos apoyamos en la medición de la impedancia de entrada.

La impedancia de entrada es un número complejo, pero en la frecuencia de resonancia se debe cumplir que el mismo sea completamente real, por tanto la parte compleja debe realizar un cruce por cero en la frecuencia mencionada, con este valor de la impedancia de entrada se procederá a calcular un adaptador de cuarto de onda

que se colocara entre la pista del puerto de entrada y la entrada de la cavidad resonante, a fin de acoplarlo y obtener en el circuito la menor reflexión de señal posible. El parámetro  $|S_{11}|$ , al igual que la impedancia de entrada, se medirá solo para la cavidad resonante con sus pistas de salida, el mismo debe alcanzar su menor valor en la frecuencia de resonancia.

En las figuras 2.4 y 2.5 se muestran las cavidades resonantes de los divisores de relación 1:2 y 1:3 con sus puertos de salida, respectivamente, a fin de realizar la sintonización del dispositivo.

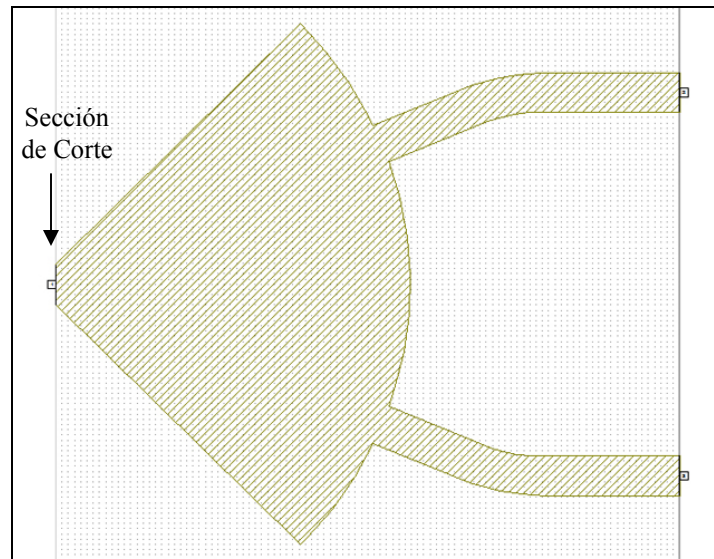


Figura 2.4. Divisor de relación 1:2 con sección de corte.

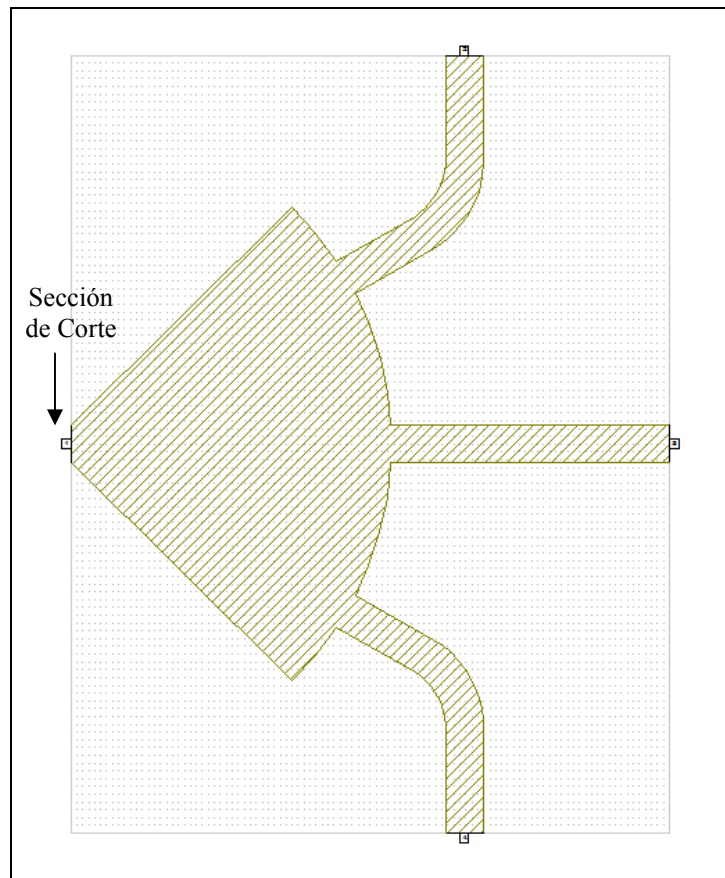


Figura 2.5. Divisor de relación 1:3 con sección de corte.

Como se puede observar, en las figuras 2.4 y 2.5, la estructura ha sido modificada en cuanto a la forma de sus pistas de salida, sin variar su ancho, para adaptar las pistas a un conector en el extremo del circuito. Esta adaptación se realiza considerando que los puertos de salida deben ser perpendicular al borde del laminado, lo que proporciona mayor estabilidad mecánica al colocar el conector en el final de las pistas de salida y reduce la discontinuidad en el punto de unión con el conector.

El puerto de alimentación se tomara como una sección de corte en la cavidad resonante, donde el ancho de esta sección de corte coincide con el ancho de una pista microstrip de  $50\Omega$ , esta consideración podrá modificarse dependiendo de los resultados de la simulación de la cavidad resonante, el criterio es que el dimensionamiento del acoplador de cuarto de onda, específicamente el ancho del

acoplador, se pueda diferenciar entre los anchos del puerto de entrada y la sección de corte de la cavidad resonante.

### 2.3.1 Consideraciones de diseño en la simulación.

El programa simulador AWR® posee un modulo llamado TXLine®, este modulo permite calcular las dimensiones de los diferentes tipos de líneas de transmisión de tecnología planar. En el caso particular de las líneas microstrip permite dimensionar el ancho, que está relacionado con el valor de la impedancia, y el largo, que está relacionado con la distancia en longitudes de ondas y desfase de la línea de transmisión, las medidas ofrecidas por este programa difieren de los cálculos teóricos en el orden del 4%.

Con el fin de realizar una serie de simulaciones iterativas que correspondan con los parámetros del programa simulador, se tomaran los parámetros de dimensionamiento del modulo TXLine® para las líneas de transmisión que corresponden a los puertos de entrada y salida del dispositivo, para la cavidad resonante se mantendrá los lineamientos de dimensionamiento teóricos anteriormente mencionados. Las dimensiones de los divisores de potencia, que servirán para la simulación de arranque, se muestran en la tabla 4, cabe recordar que en el proceso de iteración solo se variara el radio de la cavidad resonante.

Tabla 2.4. Dimensiones para la simulación de arranque del divisor de potencia.

<b>Estructura</b>	<b>Dimensión</b>	<b>Lineamiento</b>
Radio $a$	0.03717m	Teórico
Ancho de los puertos $w_{i,j}$	0.00412m	Modulo de Simulación
Sección de Corte	0.00412m	Práctico

Para la cavidad resonante con puertos de salida, del divisor 1:2, los resultados de la primera de las simulaciones iterativas se muestra a continuación en los gráficos 7 y 8.

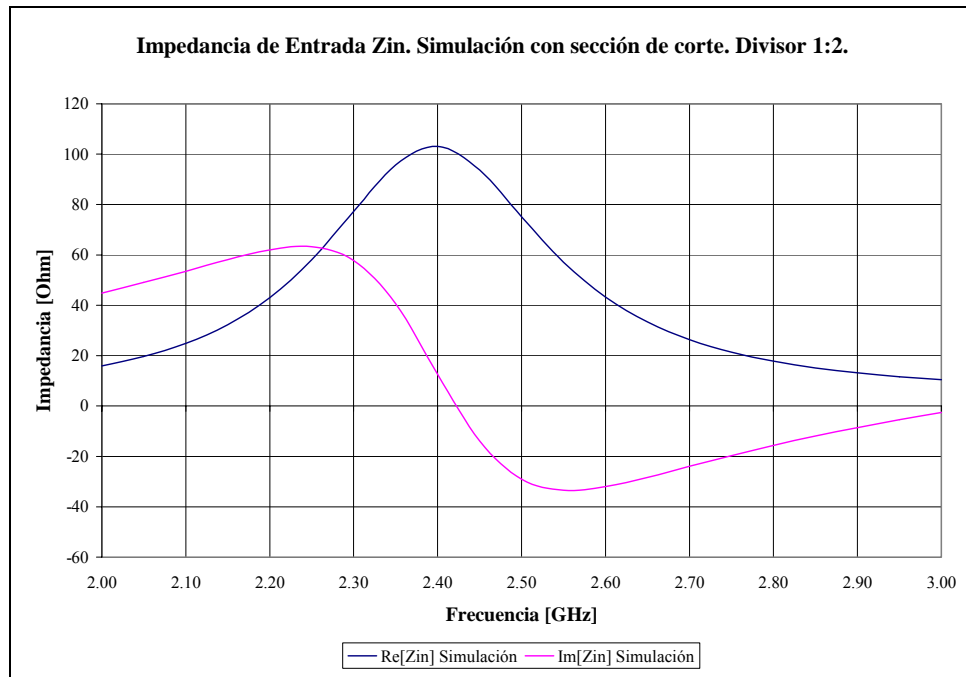


Gráfico 2.7. Impedancia de entrada  $Z_{in}$  para el divisor 1:2 con sección de corte.

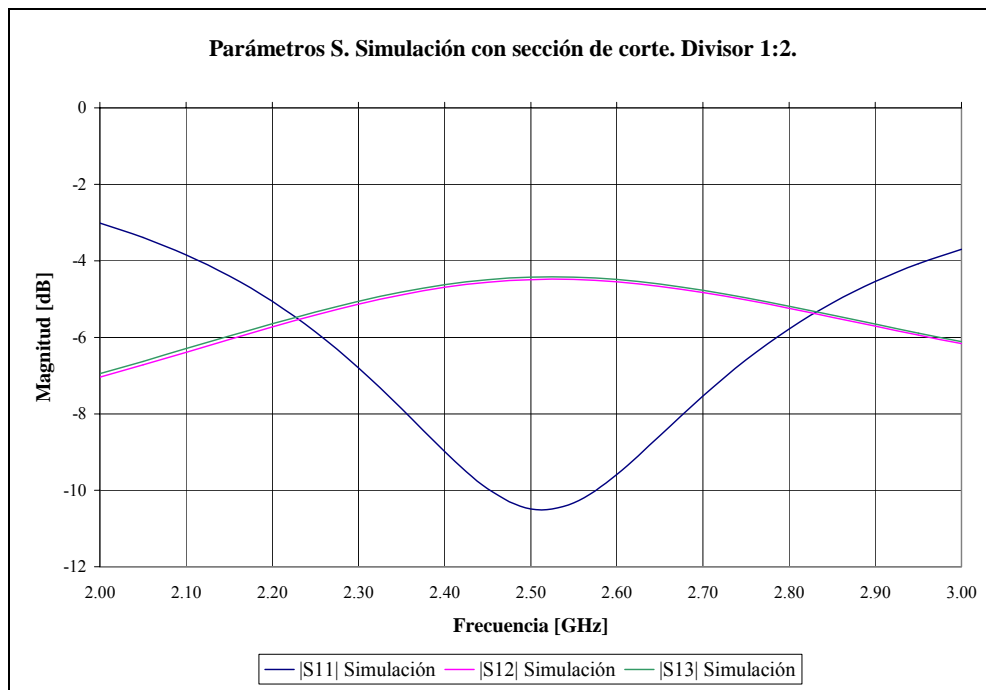


Gráfico 2.8. Parámetros S para el divisor 1:2 con sección de corte.

En la primera simulación, se observa que la parte compleja de la impedancia de entrada se aproxima al valor cero  $\text{Im}[Z_{in}] = 0$  para el valor de frecuencia 2.42GHz, esta frecuencia es la considerada de resonancia, este comportamiento es el esperado para obtener en la frecuencia de trabajo una impedancia puramente real, a fin de acoplar la cavidad resonante con la línea de entrada utilizando el adaptador de cuarto de onda. El parámetro  $|S_{11}|$  llega a su valor más bajo en la frecuencia 2.5GHz, este valor debe obtenerse en la frecuencia de trabajo, por tanto debe realizarse modificaciones en la estructura del divisor de potencia a fin de sintonizar ambas características en la misma frecuencia.

Para la cavidad resonante con puertos de salida, del divisor 1:3, los resultados de la primera de las simulaciones iterativas se muestra a continuación en los gráficos 9 y 10.

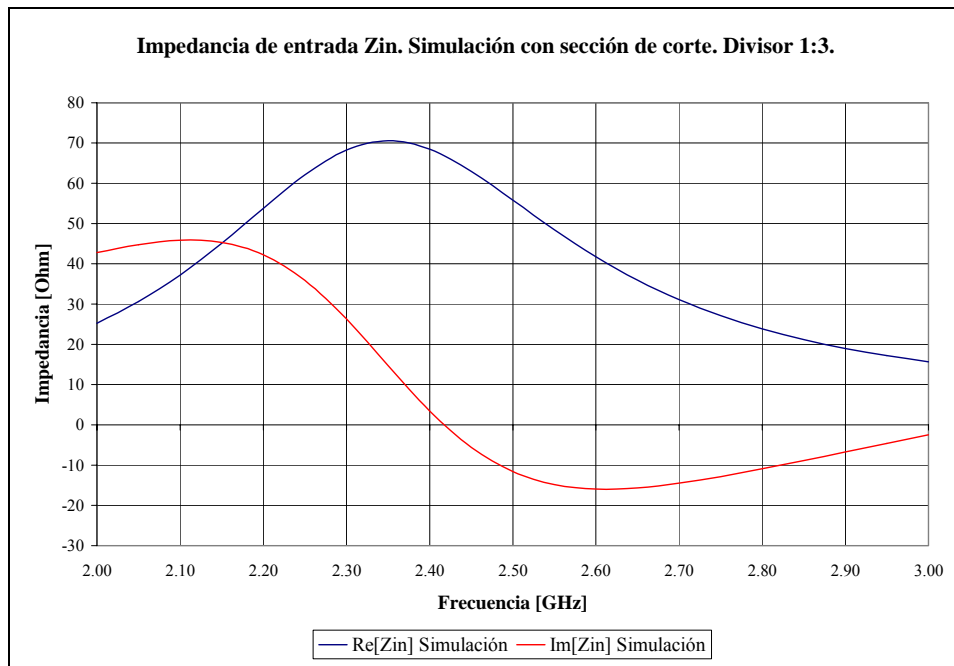


Gráfico 2.9. Impedancia de entrada  $Z_{in}$  para el divisor 1:3 con sección de corte.



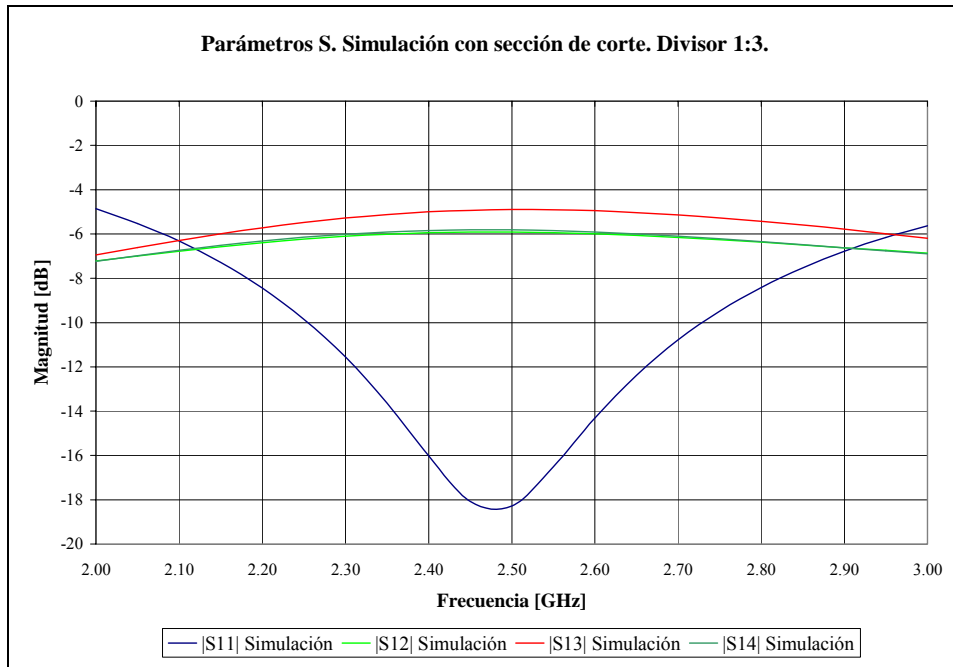


Gráfico 2.10. Parámetros S para el divisor 1:2 con sección de corte.

En un análisis análogo al anteriormente hecho con el divisor de relación 1:2, podemos observar que el cruce por cero, de la parte imaginaria de la impedancia de entrada, se realiza en la frecuencia 2.42GHz, mientras que el valor más bajo del parámetro  $|S_{11}|$  se encuentra en la frecuencia 2.5GHz. Estas características del divisor de potencia deben coincidir en la misma frecuencia, pero además se desea que esa frecuencia coincida con la frecuencia de trabajo deseada que es 2.4GHz. Para el proceso iterativo se tomaran pasos de 0.1mm, que es la resolución del equipo con el cual se realizarán los circuitos.

## 2.4. DISEÑOS DEFINITIVOS.

Para el divisor de potencia de relación 1:2, el radio de la cavidad resonante que se obtiene de las iteraciones es  $a_o = 0.0377\text{m}$ , este sintoniza al divisor de potencia en 2.4GHz, para esta frecuencia se encuentra con una impedancia de entrada que tiene como parte real  $\text{Re}[Z_{in}] = 100\Omega$  y como parte compleja de la impedancia aproximadamente  $\text{Im}[Z_{in}] = 2\Omega$ . Se diseño un adaptador de cuarto de onda con el apoyo de la ecuación 1.04 y las consideraciones del programa simulador para diseñar las pistas. Las dimensiones del divisor de potencia se presentan en la tabla 5.

Estructura	Dimensión	Criterio
Cavidad Resonante	Radio $a_o = 0.0377\text{m}$	Teoría e Iteración
	Ángulo Apertura $\alpha = 1.5707\text{rad}$	Teoría
Pista de Entrada	Ancho $w = 0.00412\text{m}$	Teoría/Simulador
	Largo = 0.015m	Conveniencia Geométrica
Pistas de Salida	Ancho $w = 0.00412\text{m}$	Teoría/Simulador
	Largo = 0.03m	Conveniencia Geométrica
Adaptador Cuarto de Onda	Ancho = 0.0022m	Teoría/Simulador
	Largo = 0.01756m	Teoría/Simulador

Tabla 5. Dimensionamiento del divisor relación 1:2.

El diseño final del divisor relación 1:2 se muestra en la figura 2.6.

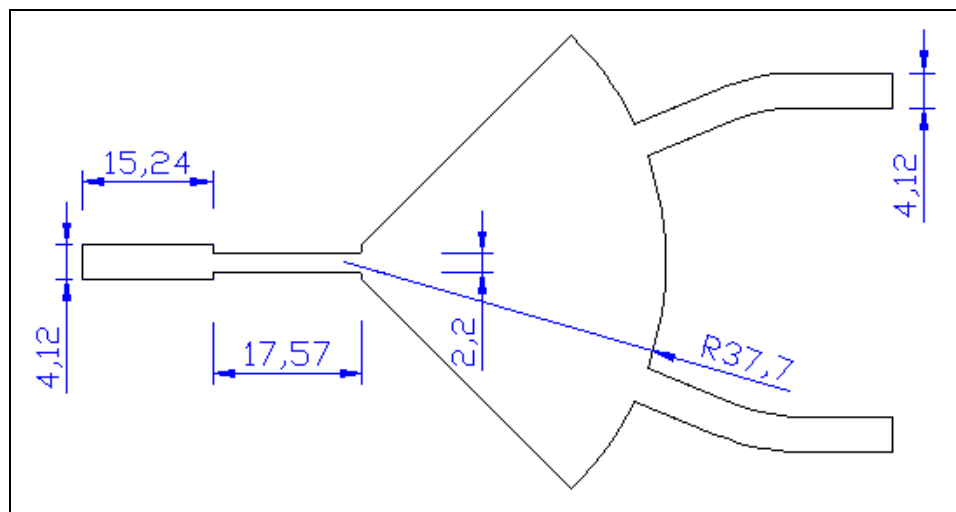


Figura 2.6. Diseño definitivo del divisor 1:2, medidas en milímetros.

Para el divisor de potencia de relación 1:3, el radio de la cavidad resonante que se obtiene de las iteraciones es  $a_o = 0.0384\text{m}$ , este sintoniza al divisor de potencia en 2.4GHz, para esta frecuencia nos encontramos con una impedancia de entrada que tiene como parte real  $\text{Re}[Z_{in}] = 67\Omega$  y como parte compleja de la impedancia aproximadamente  $\text{Im}[Z_{in}] = 3\Omega$ . Se diseño un adaptador de cuarto de onda con el apoyo de la ecuación 1.04 y las consideraciones del programa simulador para diseñador de pistas. Las dimensiones del divisor se presentan en la tabla 6.

Tabla 6. Dimensionamiento del divisor relación 1:3.

Estructura	Dimensión	Criterio
Cavidad Resonante	Radio $a_o = 0.0384\text{m}$	Teoría e Iteración
	Ángulo Apertura $\alpha = 1.5707\text{rad}$	Teoría
Pista de Entrada	Ancho $w = 0.00412\text{m}$	Teoría/Simulador
	Largo = 0.015m	Conveniencia Geométrica
Pistas de Salida	Ancho $w = 0.00412\text{m}$	Teoría/Simulador
	Largo = 0.03m	Conveniencia Geométrica
Adaptador Cuarto de Onda	Ancho = 0.00321m	Teoría/Simulador
	Largo = 0.01756m	Teoría/Simulador

El diseño final del divisor relación 1:3 se muestra en la figura 2.7.

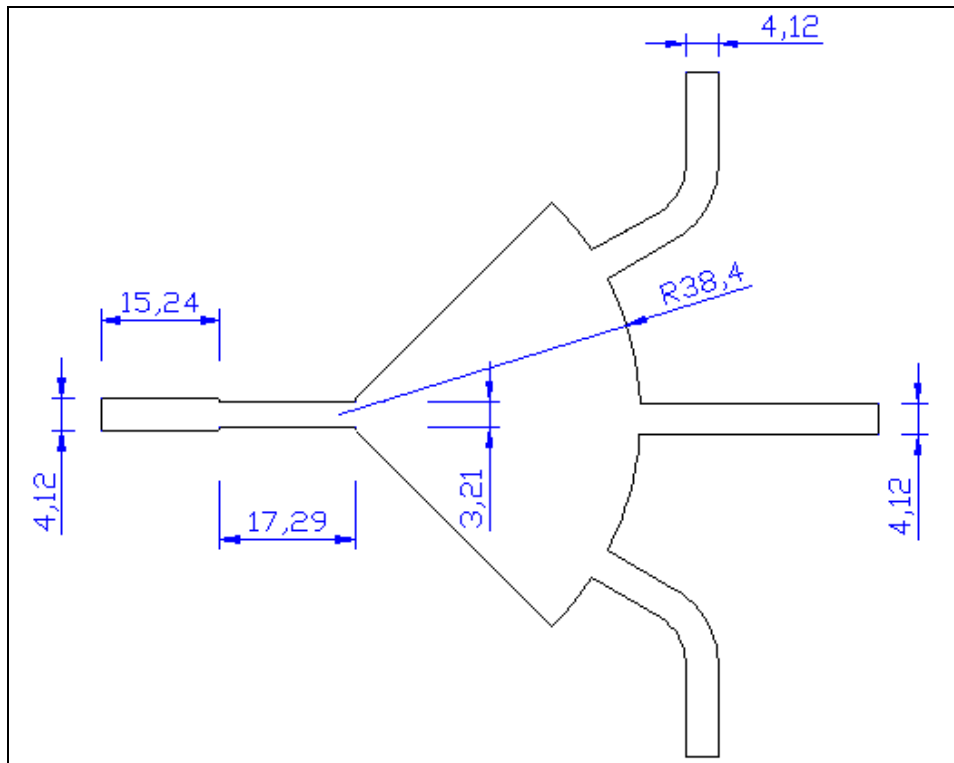


Figura 2.7. Diseño definitivo del divisor 1:3, medidas en milímetros.

Para el diseño final de ambos divisores de potencia, se mantuvo la distancia de la sección corte de la cavidad resonante, esta distancia nos permite obtener un valor de impedancia de entrada entre los  $70\Omega$  y los  $100\Omega$ , además, esta distancia de corte de la cavidad permite colocar un adaptador de cuarto de onda que se diferencie en dimensiones del puerto de entrada y la sección de corte de la cavidad resonante.

Para el diseño de los adaptadores de cuarto de onda se considera que la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la cavidad resonante, se puede despreciar ante la magnitud de la parte real, esta situación es adoptada dado que el punto donde la parte imaginaria de la impedancia de entrada se vuelve cero no coincide con el punto más bajo del parámetro  $|S_{11}|$ .

Los parámetros característicos de cada divisor de potencia; parámetros S, relación de onda estacionaria ROE e impedancia de entrada  $Z_{in}$ , que se obtienen después de el proceso iterativo de simulación numérica y con el cual se obtiene los modelos definitivos, se presentan a continuación en las gráficas .

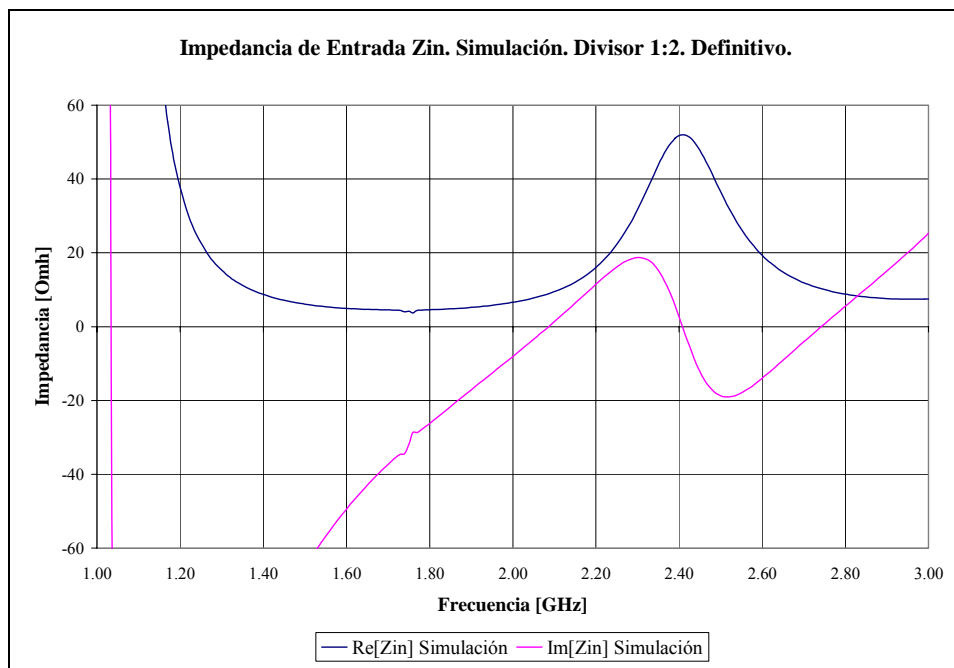


Gráfico 2.10. Simulación del divisor 1:2 definitivo para la impedancia de entrada  $Z_{in}$ .

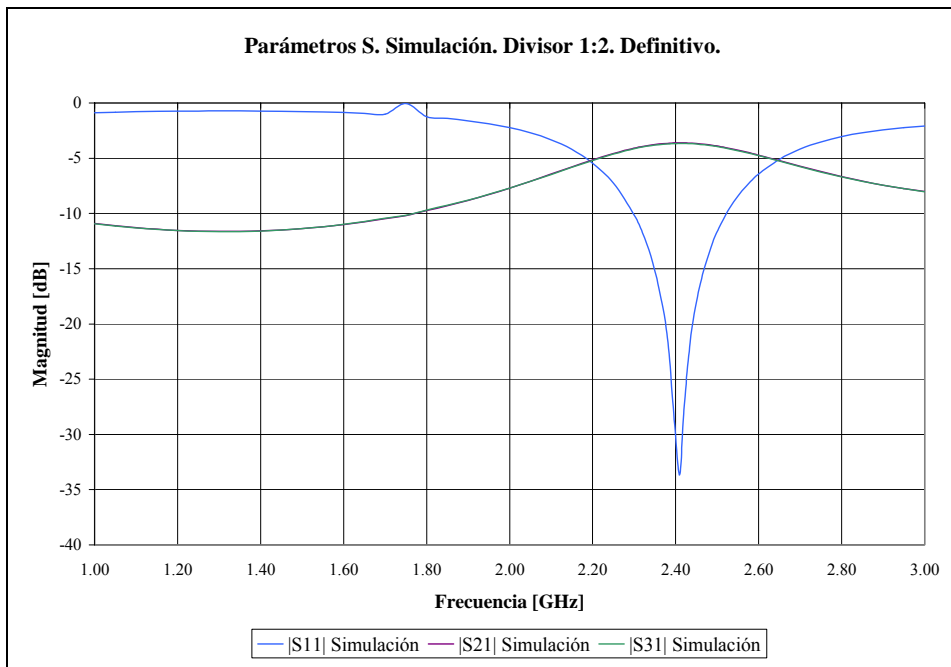


Gráfico 2.11. Simulación del divisor 1:2 definitivo para los parámetros S.

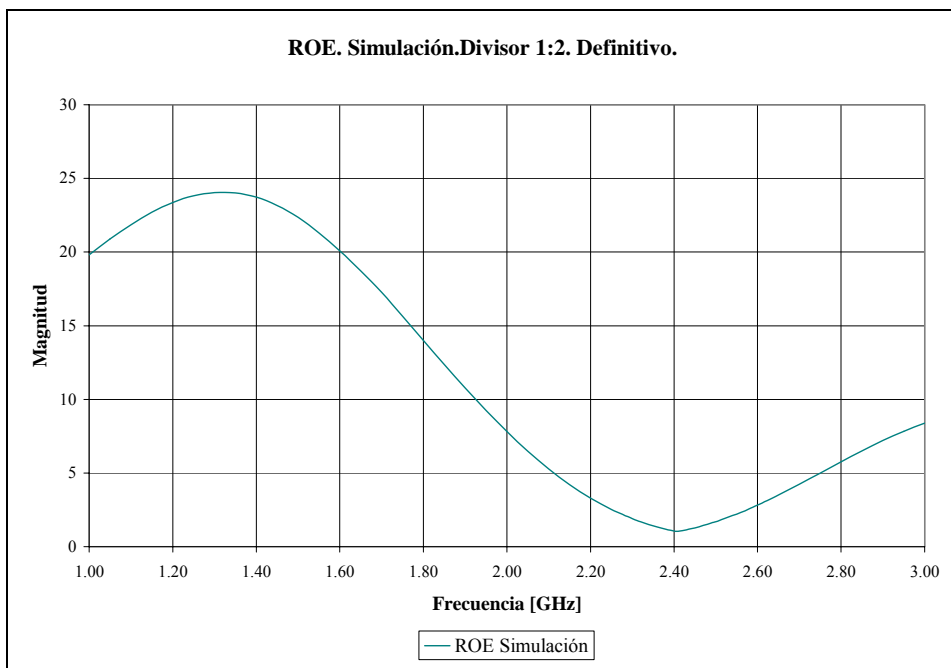


Gráfico 2.12. Simulación del divisor 1:2 definitivo para el ROE.

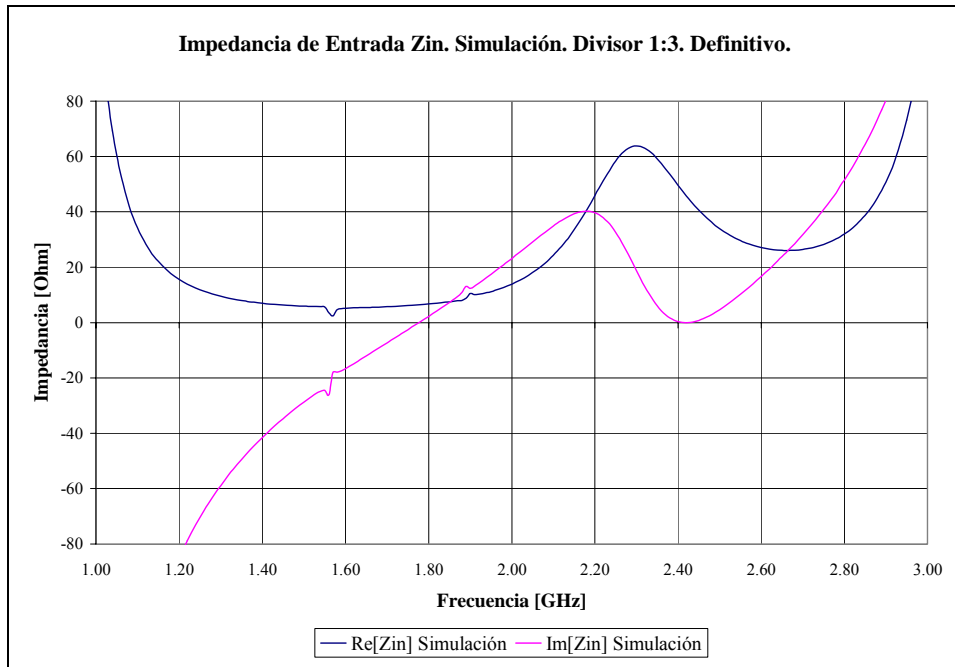


Gráfico 2.13. Simulación del divisor 1:3 definitivo para la impedancia de entrada  $Z_{in}$ .

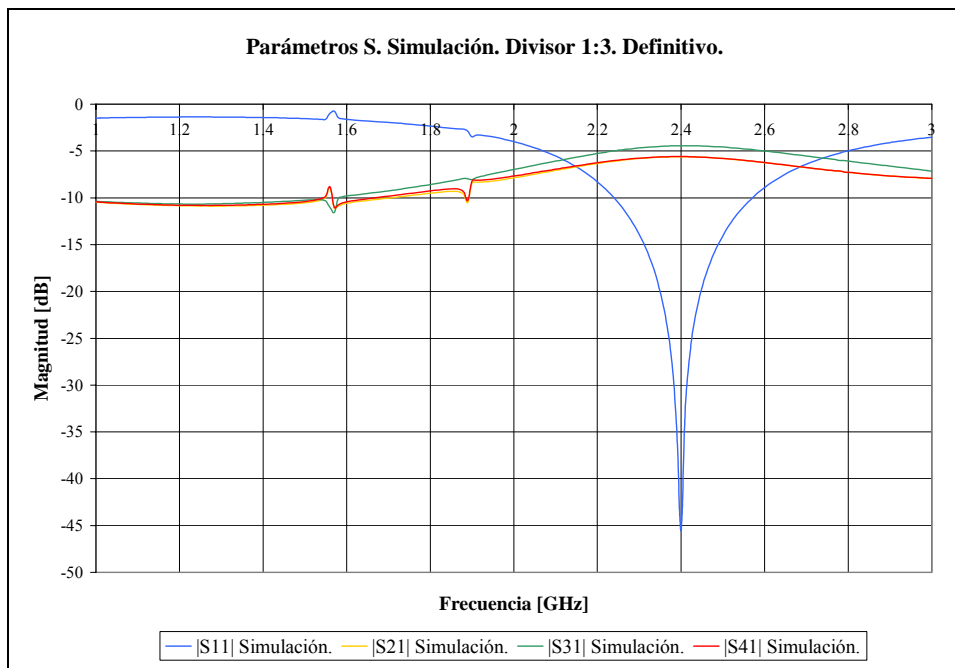


Gráfico 2.14. Simulación del divisor 1:2 definitivo para los parámetros S.

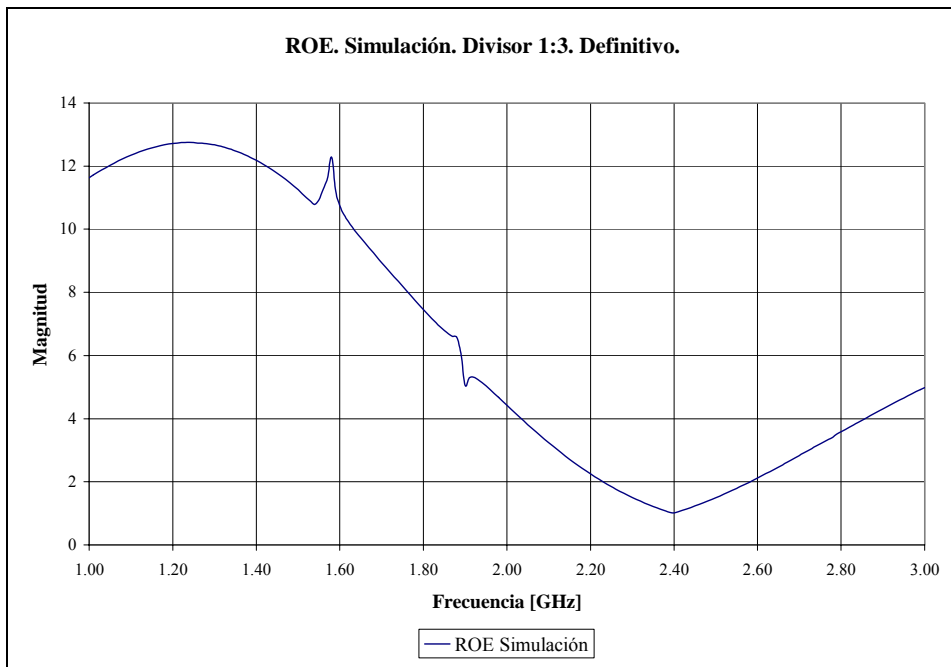


Gráfico 2.15. Simulación del divisor 1:2 definitivo para el ROE.

En el siguiente capítulo se realizará una comparación entre los valores medidos en el laboratorio y los obtenidos en la simulación.

## Capítulo III.

### 3.1. CONSTRUCCIÓN DE LOS DIVISORES DE POTENCIA Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.

#### 3.1.1. Construcción del modelo prototipo.

Los circuitos se realizaron sobre laminas FR4, ésta lamina consta de tres capas, dos capas de material conductor cobre y una capa intermedia de material dieléctrico, con permitividad relativa  $\epsilon_r = 4.2$ , una de las capas conductoras funge como plano de tierra, la otra capa conductora contendrá la estructura geométrica, diseñada para dividir la señal.

La geometría es delineada en un programa de dibujo asistido por computadora, este es exportado a un formato que interpretara una maquina fresadora de precisión; Quick Circuit® 7000, la misma levantara el exceso de cobre de la capa que contendrá la estructura geométrica. Los conectores que se utilizaron son; Conector Tipo N con chasis para soldadura, el mismo se puede observar en la figura 3.1, este es uno de los más utilizados en los circuitos microondas y permite conectar el circuito con el generador y las cargas a través de un cable coaxial.



Figura 3.1. Conector tipo N. Utilizado para circuito microondas.



Para el diseño de los modelos prototipos, el conector tipo N se colocó con el soporte de laminas de bronce, estas laminas permiten el vínculo entre el plano de tierra del circuito microstrip y la parte externa del conector, tanto el plano de tierra como la conexión del conductor central con el divisor de potencia se realizan con soldadura de estaño, esta conexión ofrece el soporte necesario y suficiente rigidez para realizar un gran número de mediciones, pero no es suficiente para soportar intemperie. En la figura 3.2 se muestra la soldadura del conector tipo N.



Figura 3.2. Soldadura de estaño realizada para unir los conectores al divisor.

El prototipo del divisor de potencia de cavidad resonante relación 1:2 se muestra en la figura 3.3.

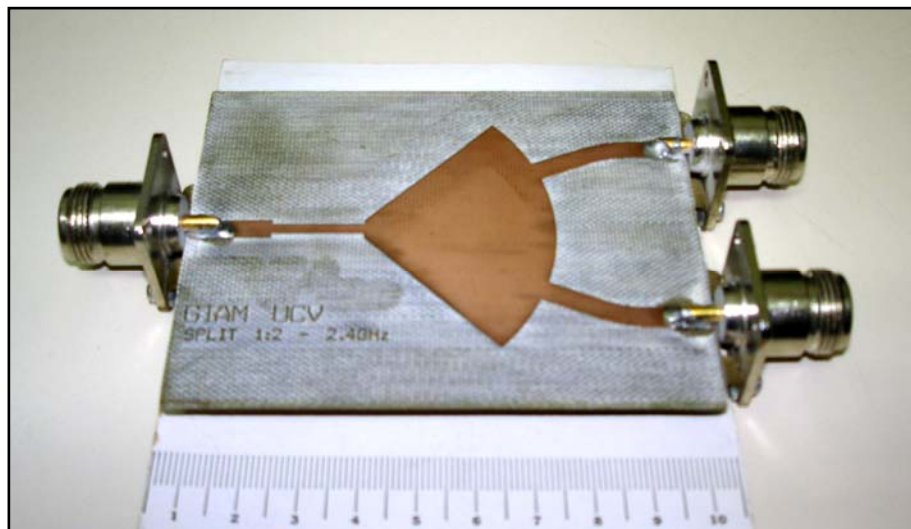


Figura 3.3. Prototipo del divisor 1:2.

El prototipo del divisor de potencia de cavidad resonante relación 1:3 se muestra en la figura 3.4.

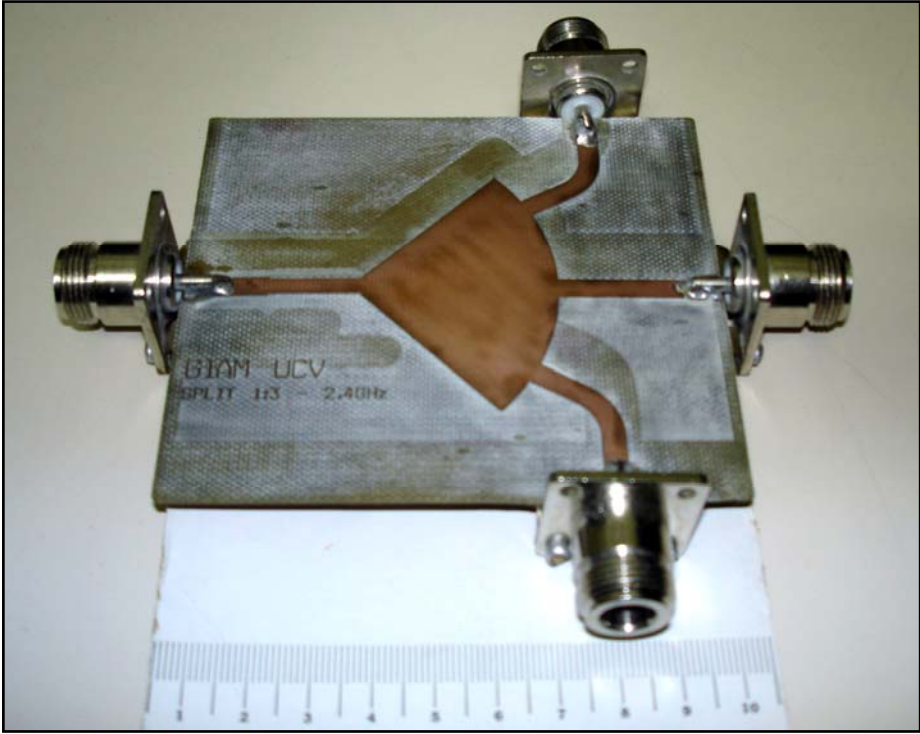


Figura 3.4. Prototipo del divisor 1:3.

### 3.1.2. Resultados experimentales en los prototipos.

#### 3.1.2.1. Medición de ROE para el divisor 1:2.

El ROE medido en el laboratorio fue realizado con el instrumento Site Master S332B Anritsu® Analizador de espectro y medidor de ROE, el mismo nos permite realizar un barrido en frecuencia da 1GHz a 3GHz, esta medición se comparará con el ROE calculado en la simulación. La figura 3.5 muestra el esquema de conexión para esta medición. Las mediciones y la simulación se presentan en el gráfico 3.1.

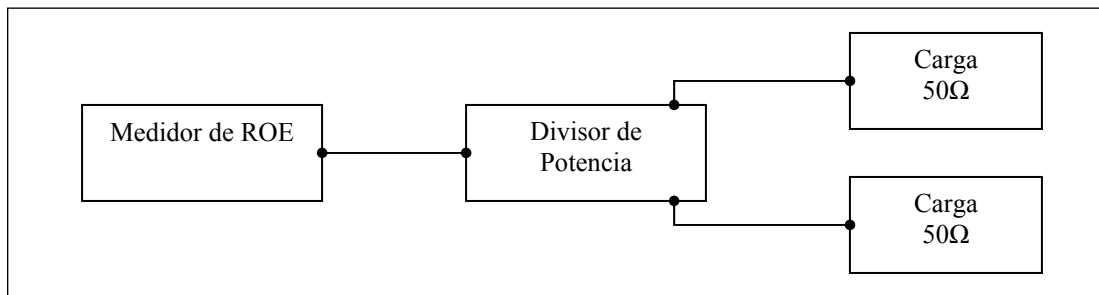


Figura 3.5. Esquema de medición de ROE. Divisor 1:2.

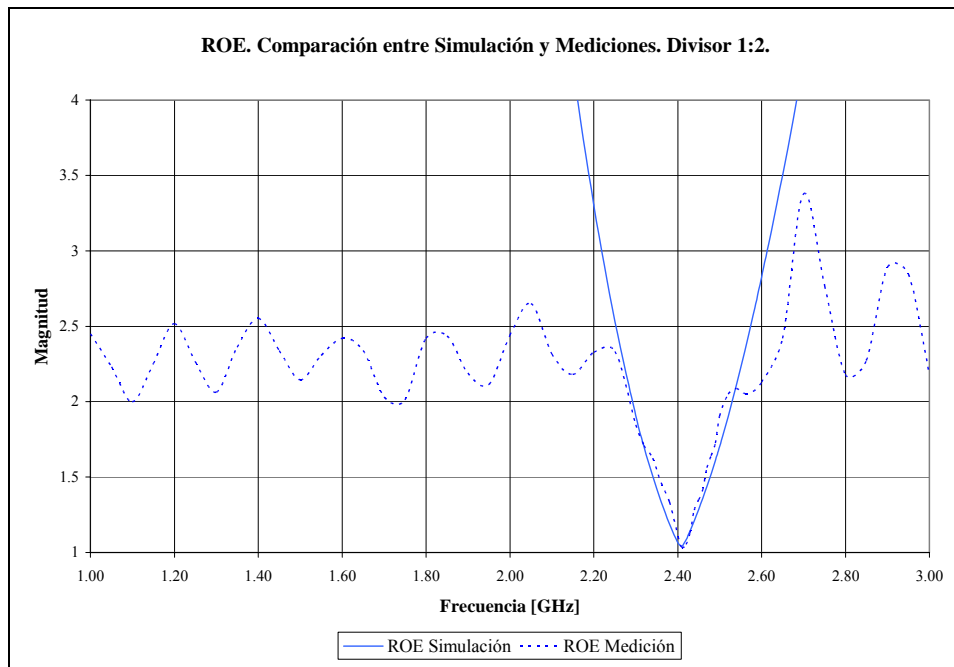


Gráfico 3.1. ROE obtenido en las mediciones y ROE obtenido por simulación.

En las mediciones se obtiene un valor de ROE de 1.03 para la frecuencia de 2.41GHz, esta frecuencia es la considerada de resonancia, en la simulación se obtuvo un valor de 1.042 para la frecuencia de 2.41GHz. Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene una frecuencia de resonancia cercana a la frecuencia de trabajo esperada, el error relativo para este medida es menor al 0.5%.

Para el criterio del ancho de banda se tomara lo indicado por Carver y Mink en su reporte experimental [6], para un dispositivo microondas se toma como ancho de banda al rango de frecuencias en el cual el ROE es menor a 2, este rango de frecuencia está entre 2.25GHz y 2.6GHz, por tanto el ancho de banda es 350MHz.

### 3.1.2.2. Medición de los parámetros S para el divisor 1:2.

La medición de los parámetros S, en valor absoluto, se realizo utilizando los siguientes equipos: Hewlett Packard® 437B Vatímetro de RF para la medición de potencia, Agilet® 83711B para generar la señal de entrada que excitara el dispositivo y el acoplador direccional Hewlett Packard® Directional Bridge 86205A para la medición de la señal reflejada. El esquema de conexión para realizar esta medición se presenta en la figura 3.6. Los valores medidos y la simulación se presentan en la gráfica 3.2.

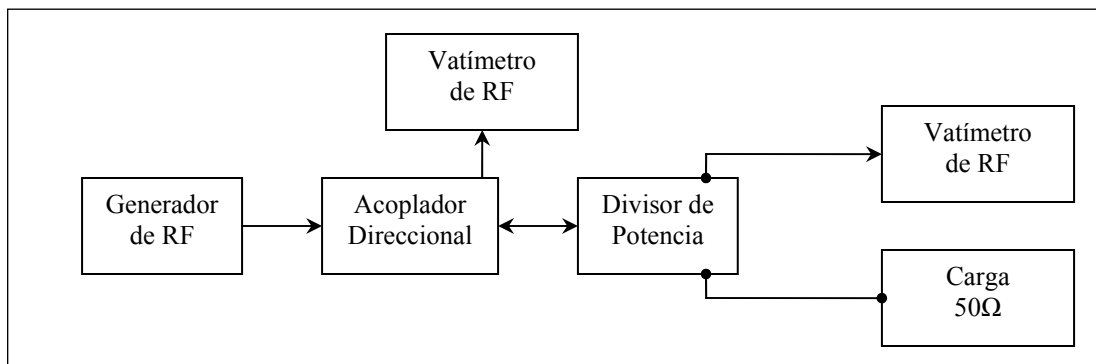


Figura 3.6. Esquema de medición de los parámetros S. Divisor 1:2.

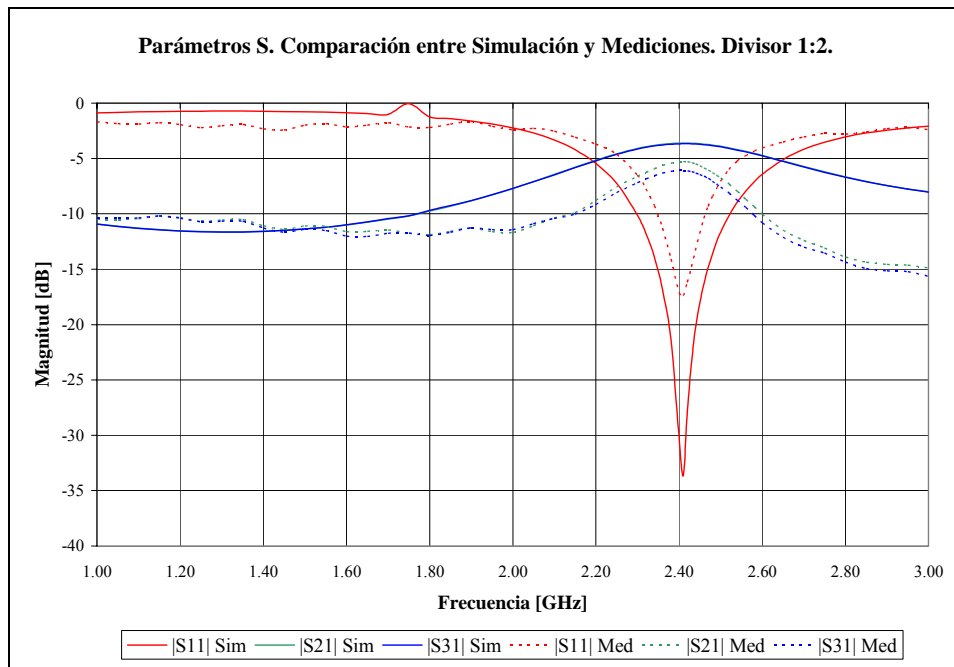


Gráfico 3.2. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación.

El parámetro  $|S_{11}|$  más bajo obtenido en la medición es de  $-17.40\text{dB}$ , este valor se obtiene para la frecuencia de resonancia que nos ofrece el ROE más bajo, es decir, para  $2.41\text{GHz}$ . En la simulación tenemos un  $|S_{11}|$  de  $-33.65\text{dB}$  para la frecuencia de  $2.41\text{GHz}$ . Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene la menor reflexión de señal para la misma frecuencia. Aun cuando las magnitudes de  $|S_{11}|$ , tomadas de la medición y de la simulación no coinciden, su comportamiento está correlacionado al representar, ambas magnitudes, el punto donde el dispositivo tiene mayor transferencia de potencia y mejor acoplamiento.

El parámetro  $|S_{21}|$  más alto obtenido en medición es  $-5.30\text{dB}$  y se obtiene para el rango de frecuencia entre  $2.4\text{GHz}$  y  $2.41\text{GHz}$ , tomando como referencia la segunda frecuencia y revisando la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-3.61\text{dB}$ . En esta frecuencia se tiene la mayor transferencia de potencia, la diferencia entre la simulación y la medición estriba en el hecho de que, en el dispositivo real, existen pérdidas en el divisor de potencia relacionadas a la

irradiación y la discontinuidad que genera la soldadura de los conectores. De igual manera se observa que en la frecuencia de resonancia existe la mayor transferencia de potencia.

El parámetro  $|S_{31}|$  más alto obtenido en medición es  $-6.08\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia, de  $2.4\text{GHz}$ , para la misma frecuencia en la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-3.67\text{dB}$ . Tenemos entonces un comportamiento análogo al descrito en el párrafo anterior en cuanto a la transferencia de potencia.

### 3.1.2.3. Medición de ROE para el divisor de potencia relación 1:3.

El ROE fue medido en el laboratorio con el instrumento de medición Site Master S332B Anritsu®, se realizó un barrido en frecuencia desde  $1\text{GHz}$  hasta  $3\text{GHz}$ , esta medición se comparara con el ROE calculado en la simulación. El esquema de conexión para esta medición se muestra en la figura 3.7. Las mediciones y el resultado de la simulación se presentan en el gráfico 3.3.

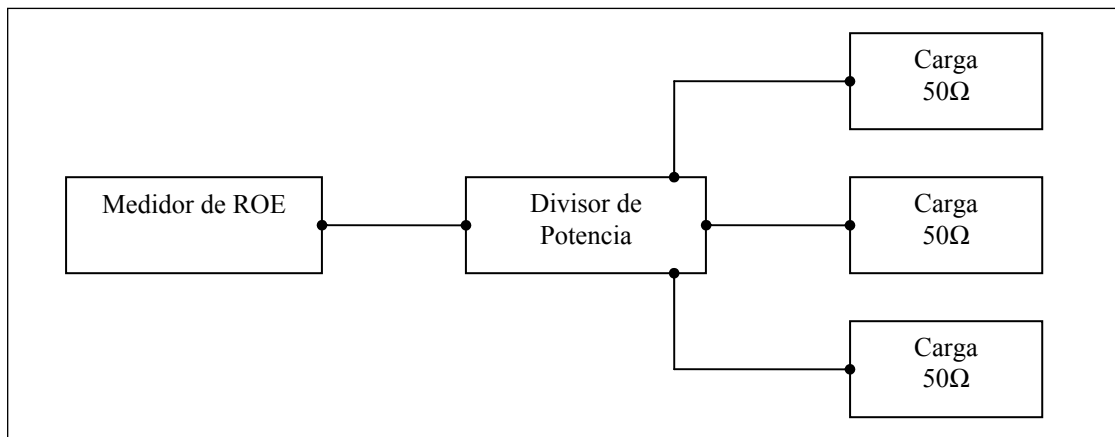


Figura 3.7. Conexión del divisor 1:3 para medición de ROE.

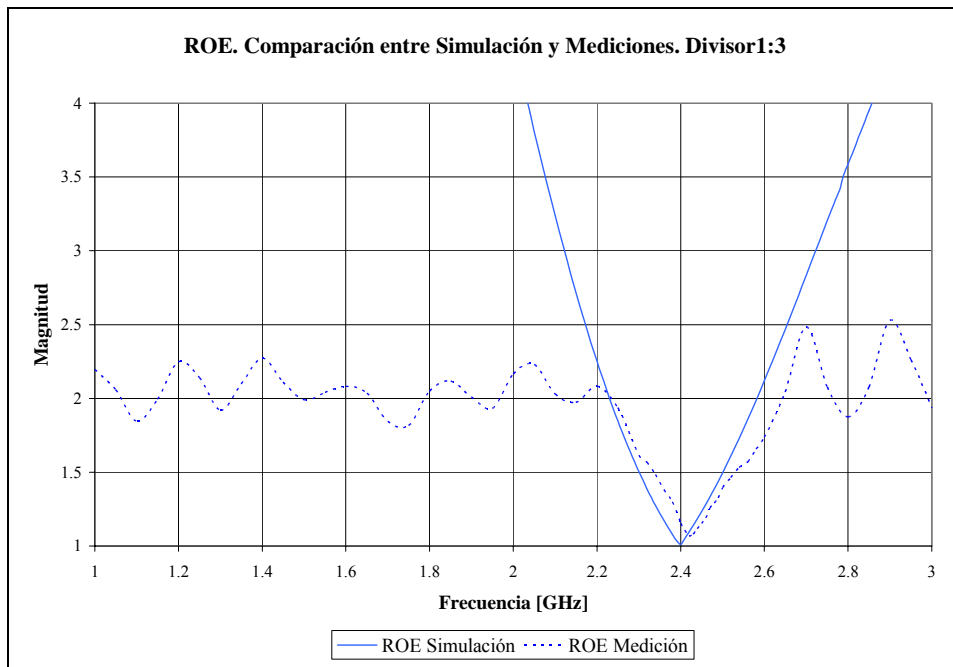


Gráfico 3.3. ROE obtenido en las mediciones y ROE obtenido por simulación.

En las mediciones se obtiene un valor de ROE de 1.07 para la frecuencia de 2.42GHz, esta frecuencia es la considerada de resonancia, en la simulación se obtuvo un valor de 1.050 para la frecuencia de 2.41GHz. Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene una frecuencia de resonancia cercana a la frecuencia de trabajo esperada, el error relativo para este medida es menor al 0.8%.

Para el criterio del ancho de banda se tomara lo indicado por Carver y Mink en su reporte experimental [6], para un dispositivo microondas se toma como ancho de banda al rango de frecuencias en el cual el ROE es menor a 2, este rango de frecuencia está entre 2.15GHz y 2.6GHz, por tanto el ancho de banda es 450MHz.

#### 3.1.2.4. Medición de los parámetros S para el divisor 1:3.

La medición de los parámetros S, en valor absoluto, se realizo utilizando los siguientes equipos: Hewlett Packard® 437B Vatímetro de RF para la medición de

potencia, Agilet® 83711B para generar la señal de entrada que excitará el dispositivo y el acoplador direccional Hewlett Packard® Directional Bridge 86205A para la medición de la señal reflejada. El esquema de conexión para realizar esta medición se presenta en las figuras 3.8 y 3.9. Los valores medidos y la simulación se presentan en la gráficas 3.4 y 3.5.

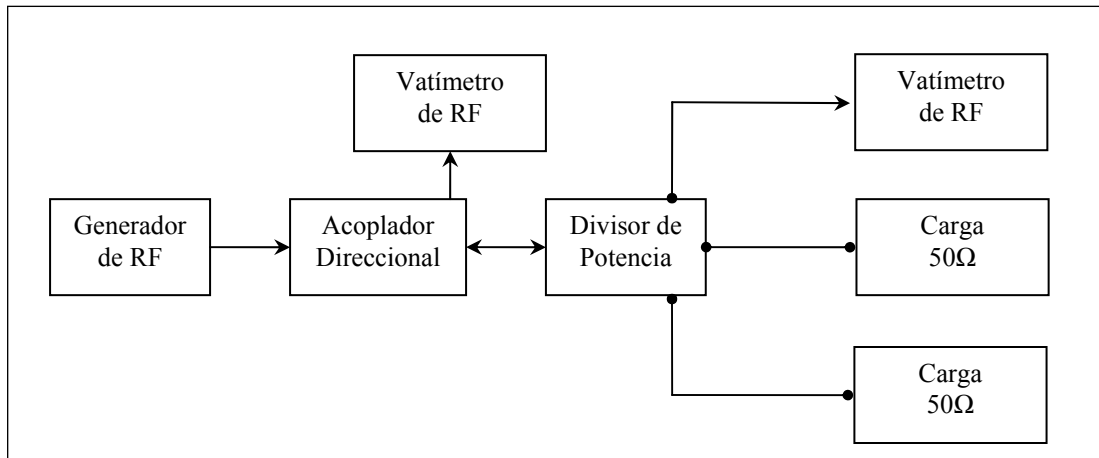
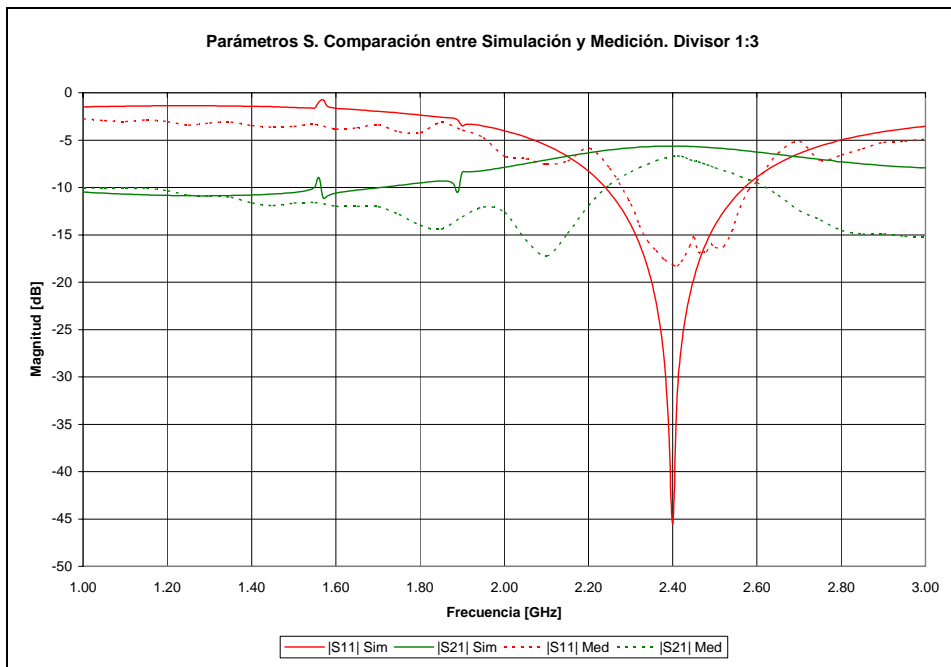


Figura 3.8. Esquema de medición de los parámetros S. Divisor 1:3.



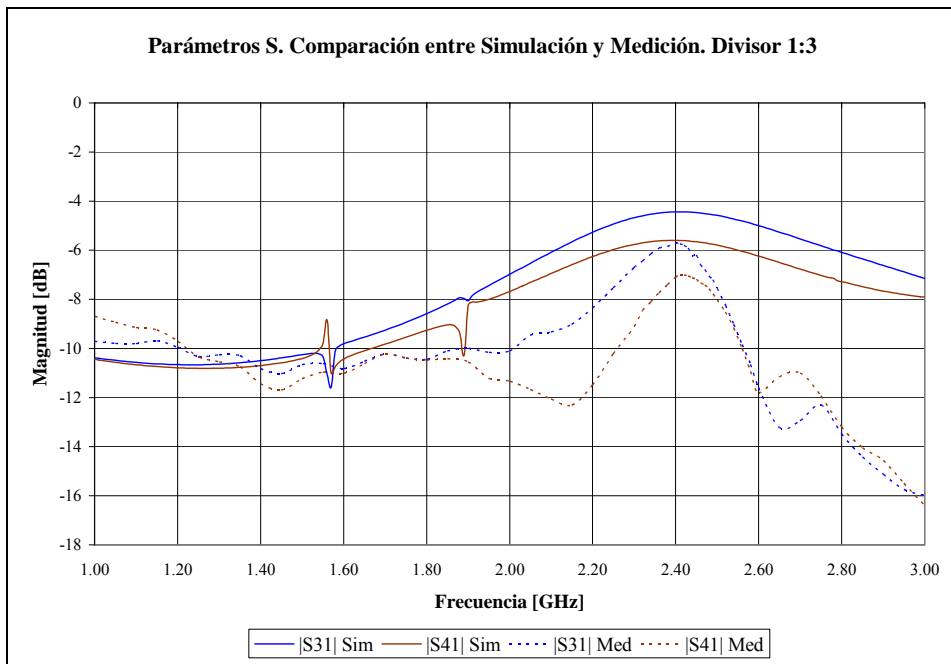
Figura 3.9. Implementación del esquema de medición de los parámetros S. Divisor 1:3.





Gráfica 3.4. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3.

Primera Parte



Gráfica 3.5. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3.

Segunda parte

Se presenta dos gráficas con el fin de visualizar mejor cada una de las curvas. El parámetro  $|S_{11}|$  más bajo obtenido en la medición es de  $-18.30\text{dB}$ , este valor se obtiene para una frecuencia cercana a la de resonancia que nos ofrece el ROE, esta frecuencia es  $2.42\text{GHz}$ . En la simulación tenemos un  $|S_{11}|$  de  $-45.53\text{dB}$  para la frecuencia de  $2.4\text{GHz}$ . Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene la menor reflexión de señal para frecuencias entre  $2.4\text{GHz}$  y  $2.42\text{GHz}$ . Aun cuando las magnitudes de  $|S_{11}|$ , tomadas de la medición y de la simulación no coinciden, su comportamiento está correlacionado al representar, ambas magnitudes, el punto donde el dispositivo tiene mayor transferencia de potencia y mejor acoplamiento.

El parámetro  $|S_{21}|$  más alto obtenido en medición es  $-6.68\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia  $2.41\text{GHz}$ , revisando la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-5.63\text{dB}$  para esa misma frecuencia. En esta frecuencia se tiene la mayor transferencia de potencia, la diferencia entre la simulación y la medición estriba en el hecho de que, en el dispositivo real, existen pérdidas en el divisor de potencia relacionadas a la irradiación y la discontinuidad que genera la soldadura de los conectores. De igual manera se observa que en la frecuencia de resonancia existe la mayor transferencia de potencia.

El parámetro  $|S_{31}|$  más alto obtenido en medición es  $-5.70\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia, de  $2.4\text{GHz}$ , para la misma frecuencia en la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-4.44\text{dB}$ . El parámetro  $|S_{41}|$  más alto obtenido en medición es  $-7.00\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia, de  $2.41\text{GHz}$ , para la misma frecuencia en la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-5.60\text{dB}$ . Se observa una diferencia en las mediciones entre los puertos con una curvatura en sus pistas, puertos 2 y 4, y el puerto que sale de la cavidad resonante con una pista directa, puerto 3, estas diferencias son provocadas por la discontinuidad que genera una pista con trayectoria curva, lo cual es una desventaja ante una pista recta.

### **3.1.3. Construcción del modelo definitivo.**

Para los modelos definitivos se procede de manera similar en el proceso de construcción, los circuitos se realizaron sobre laminas FR4, esta lamina consta de tres capas, dos capas de material conductor cobre y una capa intermedia de material dieléctrico, con permitividad relativa  $\epsilon_r = 4.2$ , una de las capas conductora funge como plano de tierra, la otra capa conductora contendrá la estructura geométrica, diseñada para dividir la señal.

La geometría es delineada en un programa de dibujo asistido por computadora, este es exportado a un formato que interpretara una maquina fresadora de precisión; Quick Circuit® 7000, la misma levantara el exceso de cobre de la capa que contendrá la estructura geométrica. Los conectores que se utilizaron son; Conector Tipo N con chasis para soldadura, el mismo se puede observar en la figura 3.1.

En el caso de los modelos definitivos los conectores tipo N son colocado primero sobre una base de aluminio antes de ser soldados a la lamina FR4, esta base de aluminio será una de las caras de una caja que protegerá al divisor de potencia de los efectos de su exposición a la intemperie. En la parte inferior y en los laterales se colocaran láminas de aluminio y en la parte superior se colocara una lámina de acrílico. En las figuras 3.9 y 3.10 se presentan los modelos definitivos de los divisores de potencia de relación 1:2 y 1:3, respectivamente.

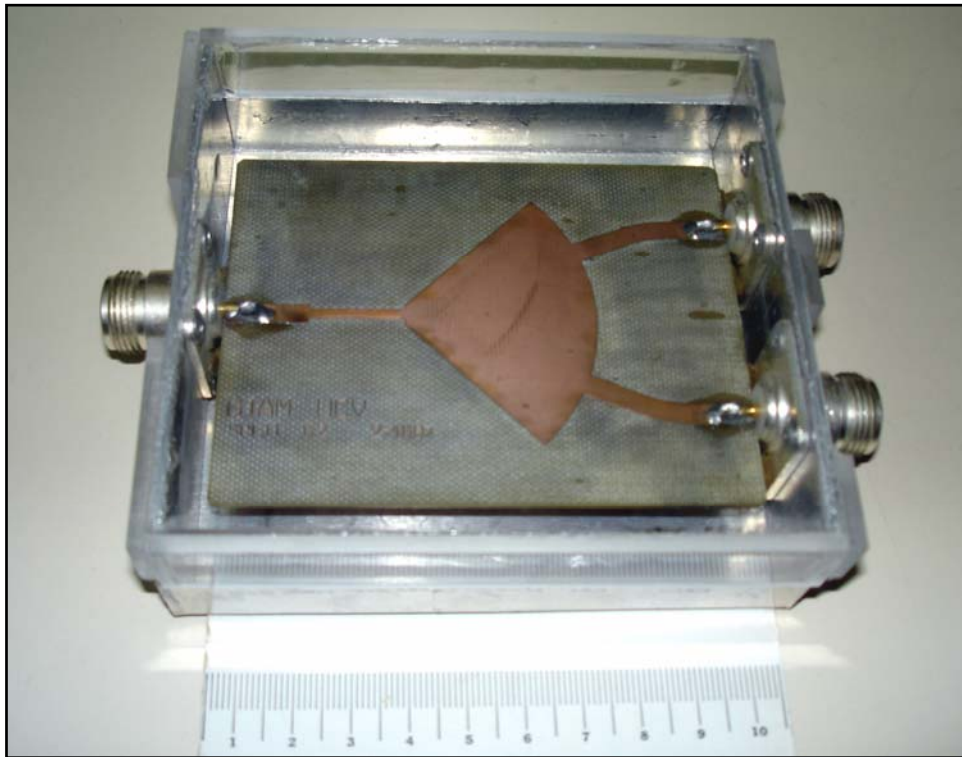


Figura 3.9. Modelo definitivo del divisor de potencia relación 1:2.

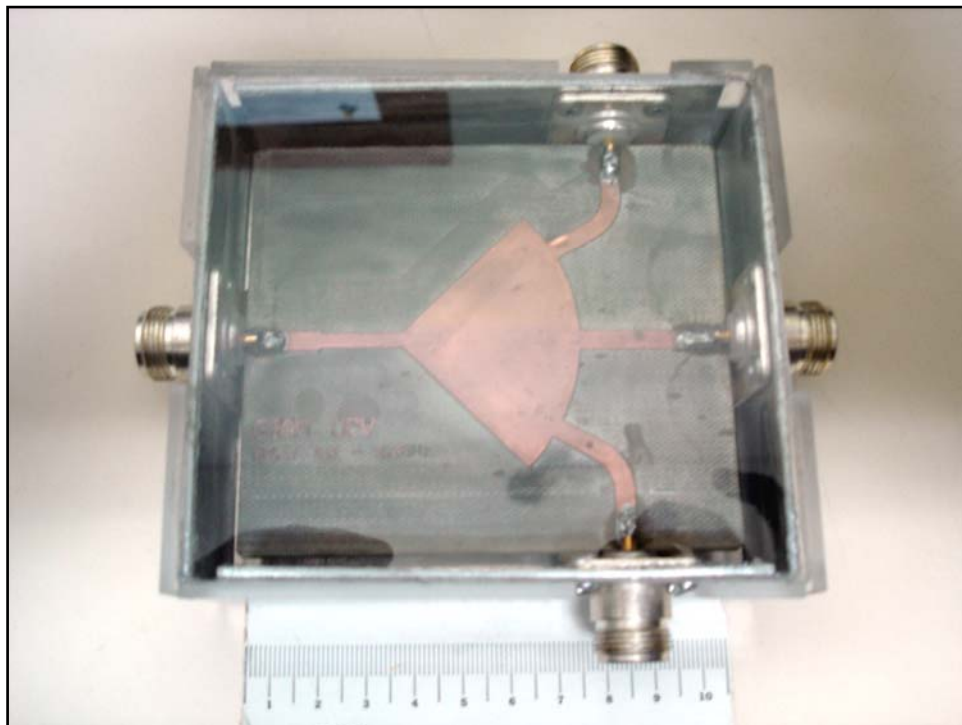


Figura 3.10. Modelo definitivo del divisor de potencia relación 1:3.

### 3.1.4. Resultados experimentales en los modelos definitivos.

#### 3.1.4.1. Medición de ROE para el divisor 1:2.

El ROE medido en el laboratorio fue realizado con el instrumento de medición Site Master S332B Anritsu® Analizador de espectro y medidor de ROE, el mismo nos permite realizar un barrido en frecuencia desde 1GHz hasta 3GHz, esta medición se comparara con el ROE calculado en la simulación. El esquema de conexión para esta medición se muestra en la figura 3.5 y 3.11. Las mediciones y el resultado de la simulación se presentan en el gráfico 3.6.



Figura 3.11. Implementación del esquema de conexión para la medición de los parámetros S.

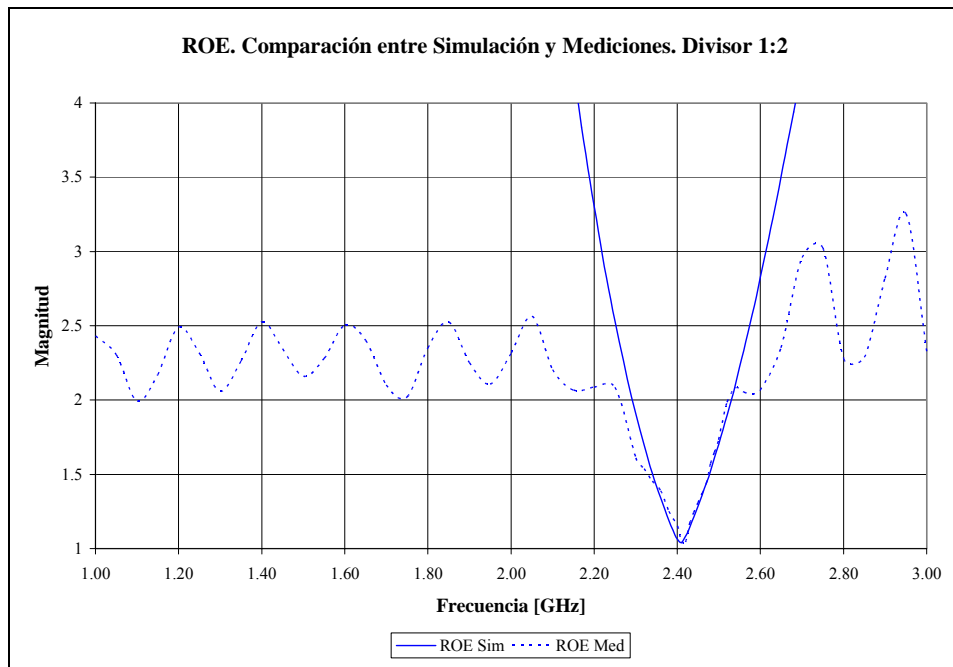


Gráfico 3.6. ROE obtenido en las mediciones y por simulación. Divisor 1:2.

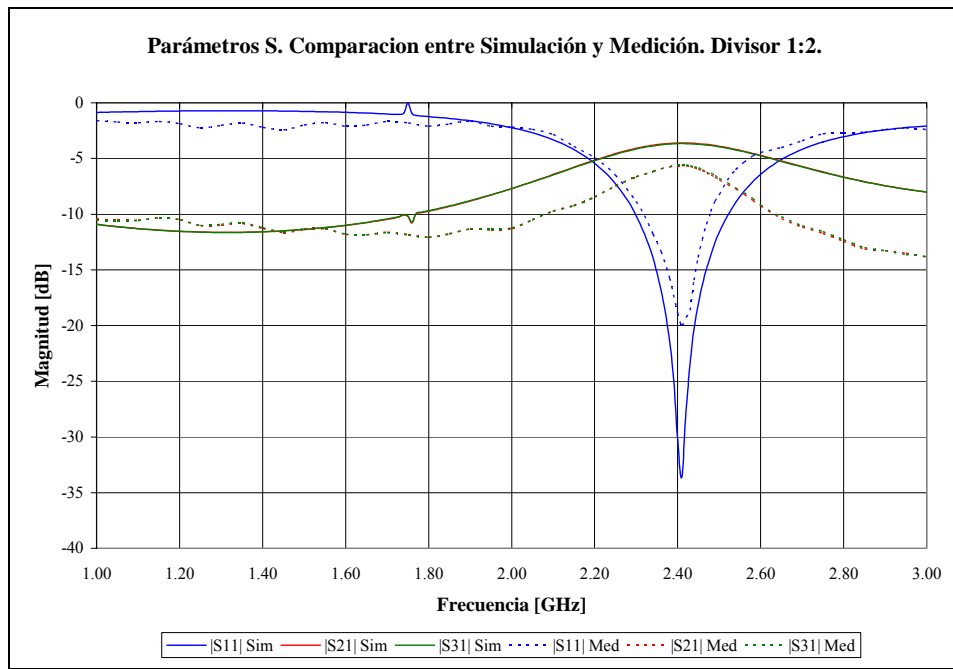
En las mediciones se obtiene un valor de ROE de 1.04 para la frecuencia de 2.41GHz, esta frecuencia es la considerada de resonancia, en la simulación se obtuvo un valor de 1.042 para la misma frecuencia. Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene una frecuencia de resonancia cercana a la frecuencia de trabajo esperada, el error relativo para este medida es menor al 0.5%.

Para el criterio del ancho de banda se tomara lo indicado por Carver y Mink en su reporte experimental [6], para un dispositivo microondas se toma como ancho de banda al rango de frecuencias en el cual el ROE es menor a 2, este rango de frecuencia está entre 2.3GHz y 2.52GHz, por tanto el ancho de banda es 240MHz.

#### 3.1.4.2. Medición de los parámetros S para el divisor 1:2.

La medición de los parámetros S, en valor absoluto, se realizo utilizando los siguientes equipos: Hewlett Packard® 437B Vatímetro de RF para la medición de potencia, Agilet® 83711B para generar la señal de entrada que excitara el dispositivo

y el acoplador direccional Hewlett Packard® Directional Bridge 86205A para la medición de la señal reflejada. El esquema de conexión para realizar esta medición se presenta en la figura 3.6. Los valores medidos y la simulación se presentan en la gráfica 3.7.



Gráfica 3.7. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:2

El parámetro  $|S_{11}|$  más bajo obtenido en la medición es de  $-20\text{dB}$ , este valor se obtiene para la frecuencia de resonancia que nos ofrece el ROE más bajo, es decir, para  $2.41\text{GHz}$ . En la simulación tenemos un  $|S_{11}|$  de  $-33.654\text{dB}$  para la frecuencia de  $2.41\text{GHz}$ . Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene la menor reflexión de señal para la misma frecuencia. Aun cuando las magnitudes de  $|S_{11}|$ , tomadas de la medición y de la simulación no coinciden, su comportamiento está correlacionado al representar, ambas magnitudes, el punto donde el dispositivo tiene mayor transferencia de potencia y mejor acoplamiento.

El parámetro  $|S_{21}|$  más alto obtenido en medición es  $-5.65\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia  $2.4\text{GHz}$ , revisando la simulación tenemos que, para la misma frecuencia,

este parámetro tiene una magnitud de -3.618dB. En esta frecuencia se tiene la mayor transferencia de potencia, la diferencia entre la simulación y la medición estriba en el hecho de que, en el dispositivo real, existen pérdidas en el divisor de potencia relacionadas a la irradiación y la discontinuidad que genera la soldadura de los conectores. De igual manera se observa que en la frecuencia de resonancia existe la mayor transferencia de potencia.

El parámetro  $|S_{31}|$  más alto obtenido en medición es -5.61dB y se obtiene para la frecuencia, de 2.4GHz, para la misma frecuencia en la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de -3.67dB. Observamos para este dispositivo una simetría entre los parámetros S, lo que garantiza señales de salida equitativas en cuanto a magnitud.

#### 3.1.4.3. Medición de ROE para el divisor 1:3.

El ROE fue medido en el laboratorio con el instrumento de medición Site Master S332B Anritsu®, se realizó un barrido en frecuencia desde 1GHz hasta 3GHz, esta medición se comparará con el ROE calculado en la simulación. El esquema de conexión para esta medición se muestra en la figura 3.7. Las mediciones y el resultado de la simulación se presentan en el gráfico 3.8.



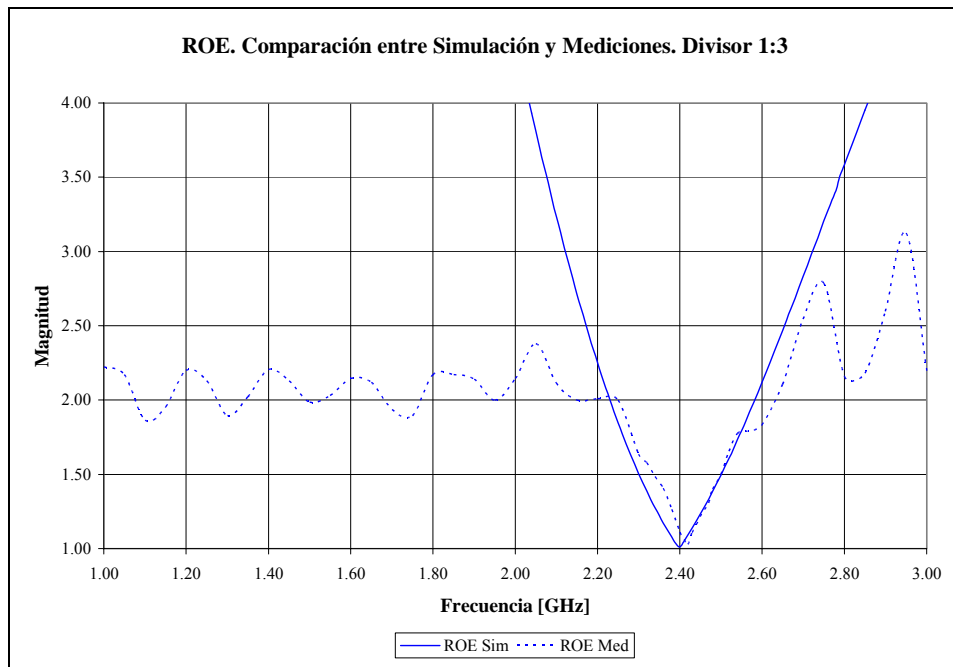


Gráfico 3.8. ROE obtenido en las mediciones y por simulación. Divisor 1:3.

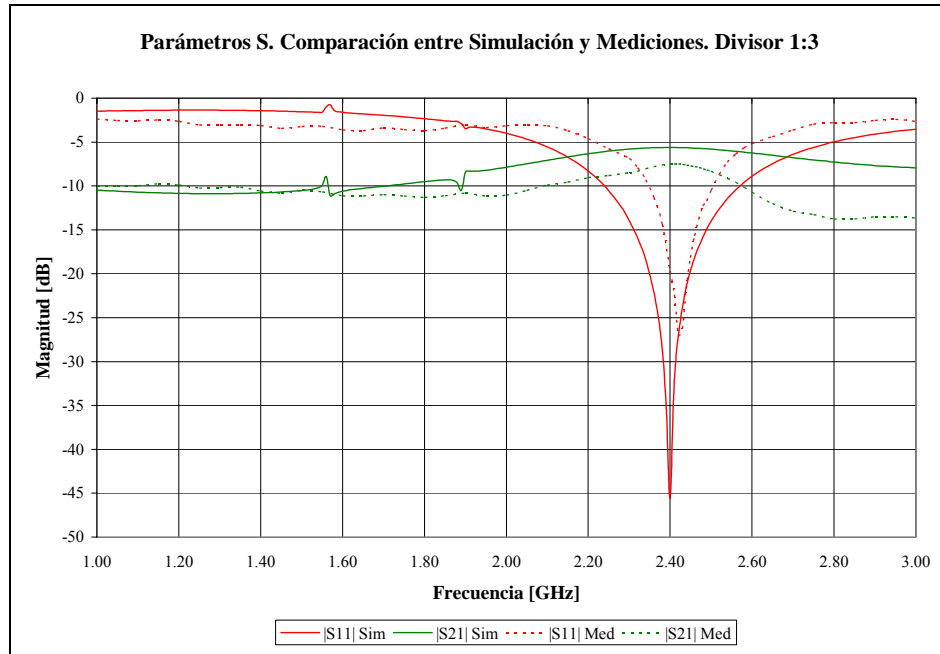
En las mediciones se obtiene un valor de ROE de 1.03 para la frecuencia de 2.42GHz, esta frecuencia es la considerada de resonancia, en la simulación se obtuvo un valor de 1.093 para la misma frecuencia. Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene una frecuencia de resonancia cercana a la frecuencia de trabajo esperada, el error relativo para esta medida es menor al 0.8%.

Para el criterio del ancho de banda se tomara lo indicado por Carver y Mink en su reporte experimental [6], para un dispositivo microondas se toma como ancho de banda al rango de frecuencias en el cual el ROE es menor a 2, este rango de frecuencia está entre 2.25GHz y 2.6GHz, por tanto el ancho de banda es 350MHz.

#### 3.1.4.4. Medición de los parámetros S para el divisor 1:3.

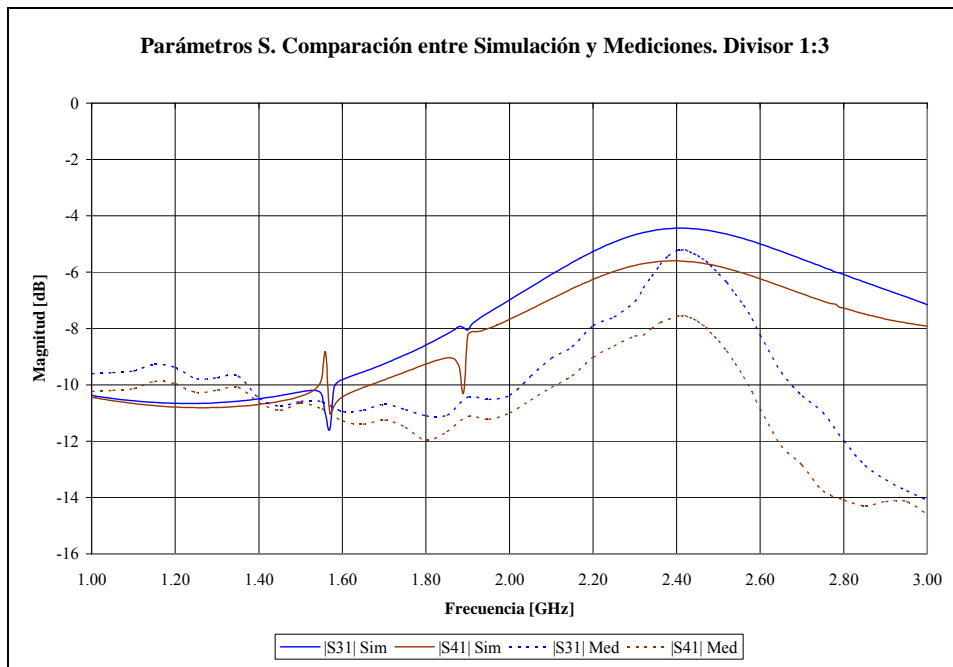
La medición de los parámetros S, en valor absoluto, se realizó utilizando los siguientes equipos: Hewlett Packard® 437B Vatímetro de RF para la medición de potencia, Agilent® 83711B para generar la señal de entrada que excitara el dispositivo

y el acoplador direccional Hewlett Packard® Directional Bridge 86205A para la medición de la señal reflejada. El esquema de conexión para realizar esta medición se presenta en las figuras 3.8 y 3.9. Los valores medidos y la simulación se presentan en la gráficas 3.9 y 3.10.



Gráfica 3.9. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3.

Primera Parte.



Gráfica 3.10. Parámetros S obtenidos en mediciones y simulación. Divisor 1:3.  
Segunda Parte.

Se presenta dos gráficas con el fin de visualizar mejor cada una de las curvas. El parámetro  $|S_{11}|$  más bajo obtenido en la medición es de  $-27.00\text{dB}$ , este valor se obtiene para la frecuencia resonancia que nos ofrece el ROE. En la simulación tenemos un  $|S_{11}|$  de  $-45.53\text{dB}$  para la frecuencia de  $2.4\text{GHz}$ . Tanto en la simulación como en las mediciones se obtiene la menor reflexión de señal para la frecuencia de trabajo.

El parámetro  $|S_{21}|$  más alto obtenido en medición es  $-7.51\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia  $2.42\text{GHz}$ , revisando la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-5.63\text{dB}$  para esa misma frecuencia. En esta frecuencia se tiene la mayor transferencia de potencia, la diferencia entre la simulación y la medición estriba en el hecho de que, en el dispositivo real, existen pérdidas en el divisor de potencia relacionadas a la irradiación y la discontinuidad que genera la soldadura de los

conectores. De igual manera se observa que en la frecuencia de resonancia existe la mayor transferencia de potencia.

El parámetro  $|S_{31}|$  más alto obtenido en medición es  $-5.21\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia, de  $2.42\text{GHz}$ , para la misma frecuencia en la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-4.44\text{dB}$ . El parámetro  $|S_{41}|$  más alto obtenido en medición es  $-7.55\text{dB}$  y se obtiene para la frecuencia de  $2.42\text{GHz}$ , para la misma frecuencia en la simulación tenemos que este parámetro tiene una magnitud de  $-5.60\text{dB}$ . Se observa una diferencia en las mediciones entre los puertos con una curvatura en sus pistas, puertos 2 y 4, y el puerto que sale de la cavidad resonante con una pista directa, puerto 3, estas diferencias son provocadas por la discontinuidad que genera una pista con trayectoria curva, lo cual es una desventaja ante una pista recta.

## **Conclusiones.**

En el transcurso del trabajo se procedió a diseñar un divisor de potencia, primero se estudiaron los diferentes modelos de divisores de potencia a fin de utilizar el más óptimo para nuestras necesidades, para tal fin se planteo realizar un divisor de potencia que fuese independiente de elementos externos, que nos permitiese colocar dos y/o tres puertos de salida y que sus puertos de entrada y salida tengan una impedancia característica de  $50\Omega$ . Luego se procedió a su caracterización teórica, su simulación y por ultimo se procedió a su elaboración.

Con el soporte de la teoría de cavidad resonante se procedió a caracterizar el divisor de potencia en cuanto a sus características de transmisión, es decir, parámetros S. Aun cuando los cálculos teóricos del divisor de potencia ubicaron al modelo en una frecuencia de trabajo mayor a la esperada, permitieron observar el comportamiento del dispositivo y ofreció una base para el diseño que se utilizó en la herramienta computacional de simulación.

Esta herramienta computacional permite estudiar el efecto de los cambios que se realizaron sobre estructura del divisor, por lo tanto, a través de un proceso iterativo se pudo ajustar el dispositivo a la frecuencia de trabajo deseada. Se logró así un ahorro de material y tiempo a la hora de diseñar e implementar criterios de diseño.

Los resultados muestran la funcionabilidad del divisor de potencia construido y sus características de transferencia de potencia hacia los puertos de salida. Los parámetros S medidos comprueban además, la propiedad de dividir señal solo para la frecuencia de trabajo, operando así como un filtro de señal que permite aislar la misma de otras señales a diferentes frecuencias.

## Referencias

[1] **Levine, E. et al.** *A Study of Microstrip Array Antennas with the Feed Network*, IEEE Transactions Antennas Propagation, 1989, vol. 37, No 4, pp. 426-434.

[2] **Wilkinson, E. J.** *An n-way hybrid power divider*. IRE Transactions Microwave Theory Tech., 1960, vol. MTT-8, pp 116-118.

[3] **Mohamed, D. A. y Kuldip, C. G.** *Multiport Power Divider-Combiner Circuits Using Circular Microstrip Disc Configurations*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., 1987, vol. MTT-35, pp 1296-1302.

[4] **Mohamed, D. A. y Kuldip, C. G.** *Multiport Power Divider-Combiner Circuits Using Circular-Sector Shaped Planar Components*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., 1988, vol. 36, No. 12, pp 1747-1751.

[5] **Wolf I. y Knoppik N.** *Rectangular and Circular Microstrip Disk Capacitors and Resonators*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., 1974, vol. MTT-22, No. 10, pp 857-864.

[6] **CARVER, K.R. y MINK, J.W.** *Microstrip Antenna Technology*, IEEE Transactions Antennas Propagation, 1981, vol. AP-29, No. 1, pp.2-24

## **Anexos.**