UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

TRABAJO FIN DE MASTER

ESTUDIO DE REDES DE MICROONDAS DIVISORAS DE POTENCIA

Raúl Haro Báez

DICIEMBRE 2013

Tesis presentada para el grado de:
Máster Oficial Universitario en Investigación e Innovación en TIC (i2-TIC)
Máster en Ciencias

ESTUDIO DE REDES DE MICROONDAS DIVISORAS DE POTENCIA

AUTOR: Raúl Haro Báez
TUTOR: Jorge A. Ruiz Cruz

RFCAS Circuitos, Antenas y Sistemas
Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Diciembre 2013

Departamento:	Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones Escuela Politécnica Superior Universidad Autónoma de Madrid
Título:	Estudio de Redes de Microondas Divisoras de Potencia
Autor:	**Raúl V. Haro Báez** Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones (Escuela Politécnica del Ejército de Ecuador)
Director:	**Prof. Jorge A. Ruiz Cruz** Doctor Ingeniero de Telecomunicación Universidad Autónoma de Madrid, ESPAÑA
Fecha:	25 de septiembre de 2013
Tribunal:	Presidente: Prof. José Luis Masa Campos Universidad Autónoma de Madrid, ESPAÑA Vocal 1: Prof. Jorge Alfonso Ruiz Cruz Universidad Autónoma de Madrid, ESPAÑA Vocal 2: Dr. Juan Córcoles Ortega Universidad Autónoma de Madrid, ESPAÑA Vocal 3: Prof. Bazil Taha Ahmed Universidad Autónoma de Madrid, ESPAÑA
Calificación:	

Dedicatoria

A mi amada Esposa Cris, A mi amado Hijo Raúl Sebastián y a mi amada Hija Emilia Alejandra que para mí son mi inspiración y felicidad. Gracias por ser esa columna vertebral que sostiene toda mi vida.

Agradecimientos

A Dios por bendecirme siempre, ayudarme a hacer siempre lo correcto y por guiar siempre mi camino.

A mi amada esposa Cris que con su amor ha ayudado a cristalizar este objetivo, a mis Preciosos hijos por brindarme su amor y hacerme feliz siempre.

A mis Amados Padres Gladys y Raúl ya que con su apoyo incondicional he logrado cumplir mi objetivo, gracias por creer en mí.

De manera muy especial a mi amada madre ya que en la vida para mí ha sido mi guía y ejemplo a seguir y además ha sido Amiga, Hermana, Madre e Hija.

A mi hermana Gabby por el apoyo y por ser un ejemplo para toda la familia.

Al Señor Dr. Jorge A. Ruiz Cruz, quien con su conocimiento, consejos y amistad supo orientar de buena manera la culminación con éxito de este proyecto.

A Sr. Dr. José Luis Masa, Sr. Dr. Bazil Taha Ahmed y Sr. Dr. Juan Córcoles Ortega y a Pablo S., Pablo P., Guille, Juan Pablo, y todos los miembros del grupo de Investigación RF CAS, que me han brindado su amistad.

A Fer por su amistad y apoyo, muchas gracias compadre.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 Capítulo 1: Introducción 1
1.1 Motivación 2
1.2 Objetivos 3
1.3 Organización de la memoria 3
2 Capítulo 2: Revisión de distintos tipos de Redes Divisoras de Potencia 5
2.1 Estado del Arte 5
2.1.1 Divisores de Potencia 5
2.1.1.1 Redes de Tres Puertos 6
2.1.1.2 Redes de Cuatro Puertos 10
2.1.2 Técnicas de División de Potencia 12
2.1.2.1 Combinadores/Divisores de Potencia de Múltiple Paso 12
2.1.2.2 Combinadores Corporativos 14
2.1.2.3 Estrategias de combinación de N-Vías 14
2.1.2.4 Divisores/Combinadores Radiales de Potencia 15
2.1.2.5 Propiedades de la Matriz S del Divisor de Potencia de N-vías sin pérdidas. 16
2.1.3 Divisores de Potencia en Guía de Onda Rectangular 19
2.1.3.1 Divisores en Guía de Onda Rectangular Plano E 19
2.1.3.2 Divisor de Potencia en guía de Onda Rectangular plano H 20
2.1.4 Acopladores Direccionales 21
2.1.4.1 Acoplador Direccional Tipo Riblet Plano E y Plano H 21
2.1.4.2 Diseño de onda completa y optimización 24
2.1.5 Acoplador Direccional Tipo Riblet de 6 Puertos en Guía de Onda Rectangular 27
2.1.5.1 Propiedades de la Matriz de Parámetros S de un acoplador de 6 puertos 28
2.1.5.2 Análisis De Redes De 6 Puertos Con Potencia De Salida En Un Solo Puerto 31
2.1.6 Acoplador Branch-Line 33
3 Capítulo 3: Diseño de distintos tipos de Redes Divisoras de Potencia clásicas 35
3.1 Divisores de Potencia 35
3.1.1 Divisores plano E 36
3.1.1.1 Divisor una etapa adaptadora 36
3.1.1.2 Divisor sin etapa de adaptación 37
3.1.1.3 Divisor Plano E con etapa adaptadora con menor ancho y menor altura en la guía de onda de la salida. 37
3.1.2 Divisor de Potencia plano H 38

3.1.2.1 Divisor plano H dos Etapas adaptadoras 38
3.1.2.2 Divisor de Potencia con dos etapas adaptadoras 39
3.2 Acopladores de Potencia Direccionales 40
3.2.1 Acoplador de Potencia Tipo Riblet plano H 41
3.2.2 Acoplador de Potencia Direccional Plano E 45
3.2.3 Acoplador Riblet de 6 puertos 49
4 Capítulo 4: Nuevos Diseños de Redes Divisoras de Potencia 51
4.1 Diseño 1 51
4.2 Diseño 2 56
4.3 Diseño 3 61
4.3.1 Propiedades De La Matriz De Parámetros S De Un Acoplador Direccional De Ocho Puertos con dos planos de simetría 61
4.3.1.1 Acoplador 8 Puertos 5 Secciones Adaptadoras 65
4.4 Diseño 4 73
4.4.1 Divisor Radial de 8 Puertos 73
4.5 Diseño 5 76
5 Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro 81
5.1 Conclusiones 81
5.2 Trabajo futuro 82
Referencias 83

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2. 1 Divisor de Potencia [1] 5

Figura 2. 2 Tipos de Circuladores [1] 8

Figura 2. 3 Red reciproca de tres puertos con el puerto 1 y puerto 2 adaptados [1]. 9

Figura 2. 4 Eficiencia en la División de Potencia de un Divisor 13

Figura 2. 6 Esquema general de un Divisor con cavidad resonante [25] 14

Figura 2. 7 Primer tipo de combinador/divisor con 12 vías microstrip, con puertos aislados por medio de elementos resistivos [25]. 16

Figura 2. 8 Divisor de Potencia en Guía de Onda Rectangular plano E 20

Figura 2. 9 Divisor en Guía de Onda Rectangular en plano H [5] 20

Figura 2. 11 Acoplador Direccional Riblet plano H, layout básico [22]. 22

Figura 2. 12 a) Acoplador Direccional Riblet plano H con relación arbitraria de potencia R = ∞ , b)R=2, c)R=1 y d)R=0.5 [22] 26

Figura 2. 13 a) Acoplador Riblet plano E con relación arbitraria de potencia R= ∞, b) R=2, c) R=1 y d) R=0.5 [22] 26

Figura 2. 14 Aplicación acoplador direccional de 6 puertos [23]. 27

Figura 2. 15 Funcionamiento Acoplador 1 28

Figura 2. 16 Etapa de amplificadores y desfase en puerto 2 29

Figura 2. 17 Comportamiento acoplador 2 29

Figura 2. 18 Comportamiento Acoplador Direccional 2 32

Figura 2. 19 Acoplador Branch_Line en guía de onda 33

Figura 2. 20 Geometría del Acoplador Branch_Line [1] 34

Figura 3. 1 Guía de onda estándar utilizada en los Diseños 35

FIGURA 3. 2 DIVISOR DE POTENCIA 36

FIGURA 3. 3 PARÁMETROS S DIVISOR DE POTENCIA PLANO E CON UNA ETAPA ADAPTADORA 36

FIGURA 3. 4 DIVISOR PLANO E SIN ETAPA ADAPTADORA 37

FIGURA 3. 5 PARÁMETROS S DEL DIVISOR DE POTENCIA PLANO E SIN ETAPA DE POTENCIA 37

FIGURA 3. 6 DIVISOR PLANO E CON ETAPA ADAPTADORA DE MENOR ANCHO Y CON PUERTOS DE SALIDA CON MENOR LONGITUD QUE EL DE ENTRADA 37

FIGURA 3. 7 PARÁMETROS S DEL DIVISOR PLANO E CON ETAPA ADAPTADORA DE MENOR ANCHO Y CON PUERTOS DE SALIDA CON MENOR LONGITUD QUE EL DE ENTRADA 38

FIGURA 3. 8 DIVISOR PLANO H CON DOS ETAPAS ADAPTADORAS 38

FIGURA 3. 9 PARÁMETROS S DIVISOR PLANO H CON DOS ETAPAS ADAPTADORAS. 39

FIGURA 3. 10 DIVISOR PLANO H 39

FIGURA 3. 11 PARÁMETROS S DEL DIVISOR DE POTENCIA PLANO H CON DOS ETAPAS ADAPTADORAS 40

FIGURA 3. 12 ACOPLADOR DIRECCIONAL PLANO H CON RELACIÓN DE POTENCIA R = 2 ... 41

FIGURA 3. 13 PARÁMETROS S ACOPLADOR RIBLET PLANO H CON RELACIÓN DE POTENCIA R =2 42

FIGURA 3. 14 FASES DE LOS PUERTOS DE SALIDA DE ACOPLADOR PLANO H R=2 42

FIGURA 3. 15 ACOPLADOR RIBLET PLANO H CON RELACIÓN DE POTENCIA R =1 43

FIGURA 3. 16 PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR RIBLET PLANO H CON RELACIÓN DE POTENCIA R = 1. 43

FIGURA 3. 17 FASES DE LOS PUERTOS DE SALIDA DE ACOPLADOR PLANO H R=1. 43

FIGURA 3. 18 ACOPLADOR RIBLET PLANO H CON RELACIÓN DE POTENCIA R = 0.5 44

FIGURA 3. 19 PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR PLANO H CON RELACIÓN DE POTENCIA R = 0.5 44

FIGURA 3. 20 FASES DE LOS PUERTOS DE SALIDA DE ACOPLADOR PLANO H R=0.5 44

FIGURA 3. 21 ACOPLADOR RIBLET PLANO E CON RELACIÓN DE POTENCIA R = 2. 45

Figura 3. 22 Parámetros S del Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 2. 45

Figura 3. 23 Fases de los Puertos de Salida de Acoplador plano E r=2. 46

Figura 3. 24 Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 1. 46

Figura 3. 25 Parámetros S del Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 1. 47

Figura 3. 26 Fases de los puertos de Salida del Acoplador. 47

Figura 3. 27 Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 0.5 47

Figura 3. 28 Parámetros S del Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 0.5. 48

Figura 3. 29 Fases de los puertos de salida de r = 0.5 48

Figura 3. 30 Acoplador plano H de 6 puertos configuración G2 49

Figura 3. 31 Parámetros S del Acoplador Riblet 6 puertos plano H, puertos de entrada. 50

Figura 3. 32 Parámetros S acoplador 6 puertos plano H, puertos de salida. 50

Figura 3. 33 Fases de salida del acoplador de 6 puertos. 50

Figura 4. 1 Layout acoplador plano H de 6 puertos diseño 1 52

Figura 4. 2 Parámetros S, Reflexión, acoplador 6 puertos diseño 1 53

Figura 4. 3 Parámetros S, Transmisión, acoplador 6 puertos diseño 1 53

Figura 4. 4 Fases puertos de Salida 53

Figura 4. 5 Vista frontal Acoplador con dimensiones en mm 54

Figura 4. 6 Vista superior Acoplador Direccional plano H de 6 puertos 54

Figura 4. 7 Diferencia de fase entre los puertos 6 y 4 55

Figura 4. 8 Red Pasiva sin Pérdidas 55

Figura 4. 9 Secciones Adaptadoras de un acoplador de 6 puertos diseño 1 56

FIGURA 4. 10 LAYOUT DEL ACOPLADOR DE 6 PUERTOS CON 4 SECCIONES ADAPTADORAS 57

FIGURA 4. 11 PARÁMETROS S, REFLEXIÓN EN EL ACOPLADOR 6 PUERTOS 4 SECCIONES ADAPTADORAS DISEÑO 2 57

FIGURA 4. 12 PARÁMETROS S, TRANSMISIÓN EN EL ACOPLADOR 6 PUERTOS 4 SECCIONES ADAPTADORAS DISEÑO 2 58

FIGURA 4. 13 FASES DE LOS PUERTOS DE SALIDA 58

FIGURA 4. 14 VISTA FRONTAL ACOPLADOR 6 PUERTOS 4 SECCIONES ADAPTADORAS 58

FIGURA 4. 15 VISTA SUPERIOR ACOPLADOR 6 PUERTOS 4 SECCIONES ADAPTADORAS 59

FIGURA 4. 16 DIFERENCIA DE FASES ACOPLADOR 6 PUERTOS 60

FIGURA 4. 17 RED PASIVA SIN PÉRDIDAS 60

FIGURA 4. 18 ACOPLADOR 8 PUERTOS CON DOS PLANOS DE SIMETRÍA 61

FIGURA 4. 19 LAYOUT ACOPLADOR 8 PUERTOS 66

FIGURA 4. 20 PARÁMETROS S DE AISLAMIENTO 67

FIGURA 4. 21 PARÁMETROS S DE ACOPLAMIENTO 67

FIGURA 4. 22 FASES DE PUERTOS DE SALIDA. 67

FIGURA 4. 23 VISTA FRONTAL DEL ACOPLADOR DE 8 PUERTOS. 68

FIGURA 4. 24 VISTA SUPERIOR ACOPLADOR 8 PUERTOS 69

FIGURA 4. 25 RED PASIVA SIN PÉRDIDAS 70

FIGURA 4. 26 DIFERENCIA DE FASE $|S_{81}-S_{51}|$ 70

FIGURA 4. 27 DIFERENCIA DE FASE $|S_{72}-S_{62}|$ 71

FIGURA 4. 28 DIFERENCIA DE FASE $|S_{71}-S_{61}|$ 71

FIGURA 4. 29 DIFERENCIA DE FASE $|S_{61}-S_{51}|$ 72

FIGURA 4. 30 DIFERENCIA DE FASE $|S_{62}-S_{61}|$ 72

FIGURA 4. 31 DIFERENCIA DE FASE $|S_{71}-S_{51}|$ 72

FIGURA 4. 32 LAYOUT DIVISOR RADIAL, PLACA METÁLICA. 74

Figura 4. 33 Layout divisor radial 8 puertos 74

Figura 4. 34 Parámetros S del divisor radial de 8 puertos 75

Figura 4. 35 Fases divisor radial 8 puertos 75

Figura 4. 36 Vista Superior divisor radial 8 puertos 76

Figura 4. 37 Vista Frontal Divisor radial 8 puertos 76

Figura 4. 38 Acoplador Branch-line con relación de potencia arbitraria 77

Figura 4. 39 Parámetros S Acoplador Branch-Line 78

Figura 4. 40 Fases Acoplador Branch-Line 78

Figura 4. 41 Vista superior Acoplador Branch-Line relación arbitraria 78

Figura 4. 42 Vista Frontal Acoplador Branch-Line 79

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3. 1 Datos del Divisor de Potencia Diseño 1[5] 36

Tabla 3. 2 Datos del Divisor de Potencia diseño 2 [5] 37

Tabla 3. 3 Datos Divisor de Potencia diseño 3 [5] 38

Tabla 3. 4 Dimensión secciones adaptadoras [5] 39

Tabla 3. 5 Dimensión secciones adaptadoras [5] 40

Tabla 3. 7 Parámetros y Especificaciones eléctricas del acoplador 41

Tabla 3. 8 Requerimientos Eléctricos Acoplador plano H 49

Tabla 4. 1 Requerimientos Eléctricos Acoplador plano H de 6 puertos 51

Tabla 4. 2 Requerimientos Eléctricos Acoplador 6 puertos 4 secciones adaptadoras plano H 56

Tabla 4. 3 Requerimientos Eléctricos Acoplador plano H 65

TABLA 4. 4 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL DIVISOR RADIAL 73

TABLA 4. 5 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS BRANCH-LINE 77

1 Capítulo 1: Introducción

Las REDES DIVISORES DE POTENCIA son dispositivos muy utilizados en comunicaciones satelitales, microondas, radares y sistemas de medición. La demanda de redes divisoras de potencia en estos sistemas se ha incrementado por la necesidad de tener sistemas eficientes con gran ancho de banda. Su principal función es dividir una señal de entrada y adaptarla hacia los puertos de salida, pudiendo incluir N puertos de entrada y salida.

Los principales tipos de redes divisoras de potencia son las Wilkinson, Branch-line, y Riblet [6-18].

Las tecnologías que se pueden utilizar para implementar redes divisoras de potencia son *microstrip*, *Sustrated Integrated Waveguide* (SIW) o guía de onda rectangular o circular. El uso de cada una de estas tecnologías dependerá de la aplicación. Por ejemplo en un satélite se busca una gran eficiencia en ancho de banda y potencia, pero se debe poner especial atención en el tamaño y peso del dispositivo, ya que será instalado en el satélite que tiene una carga útil limitada, por lo que se recomienda en estos casos utilizar guía de onda.

En una guía de onda rectangular el principio de operación es a través de aperturas o ramas, algunos estudios realizados [Y. Wu 2009], [Ruíz 2005], [Alessandri 2003], presentan diseños con un numero de 3 o 4 puertos en general y la relación de potencia preestablecida en los puertos de salida.

Al momento de hacer el análisis de las redes divisoras se las puede ver de dos maneras: la primera se tiene un puerto de entrada que divide la señal a los puertos de salida y la segunda, vista como un combinador que es la de unir las señales provenientes de todos los puertos de entrada en una sola. Cualquiera de los dos puntos de vista es válido en redes recíprocas.

Los parámetros más importantes que se deben tomar en cuenta en el diseño de las redes divisoras de potencia son:

- Ancho de banda de operación
- Frecuencia central
- Acoplamiento
- Aislamiento
- Manejo de alta potencia
- Perdidas de retorno
- Inserción.

Al diseñar se considera estos parámetros o especificaciones eléctricas que se deben cumplir, por lo que el propósito de esta investigación es plantear nuevos diseños de redes divisoras de potencia que cumplan con estas especificaciones pero con mayor número de puertos como 6, 8 y 9 puertos, tomando como base los diseños estudiados [6-23].

1.1 Motivación

La motivación de este proyecto se basa en lo expuesto anteriormente, en la necesidad de contar con redes divisoras de potencia con mayor número de puertos y con gran eficiencia que se puedan utilizar varias aplicaciones como en satélites y estaciones terrenas donde se necesite dividir y adaptar la señal de RF en varios puertos con relación de potencia establecida.

Por tal motivo esta Tesis de Fin de Master se pretende realizar un análisis y estudio profundo de los diferentes tipos de redes divisoras de potencia con diferente número de puertos.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es el estudio y análisis de acopladores y divisores de potencia de banda ancha en varias tecnologías, usando para ello redes de múltiples puertos. Este objetivo genérico se subdivide de la siguiente manera.

El objetivo inicial es el diseño de acopladores y divisores de banda ancha en tecnología de guía de onda de 4 puertos. Estos diseños servirán para realizar el primer acercamiento a los dispositivos a diseñar y desarrollar.

El siguiente objetivo es el diseño de acopladores y divisores de banda ancha en tecnología de guía de onda de 6 y 8 puertos.

1.3 Organización de la memoria

La estructura de la memoria consta de:

- El capítulo 1 es una breve introducción a los divisores y acopladores de potencia. Parámetros de diseño, motivación y contribución del trabajo fin de Master.
- El capítulo 2 presenta el estado del arte en divisores y acopladores de potencia y resume trabajos relacionados que se toman como base para el análisis y nuevos diseños presentados en las siguientes secciones.
- El capítulo 3 describe los tipos de divisores y acopladores diseñados, parámetros y resultados obtenidos de estos dispositivos.
- El capítulo 4 presenta y describe los nuevos diseños basados en los tipos de divisores y acopladores vistos en la sección anterior, así como también la deducción de la matriz de parámetros S de nuevos tipos de divisores.
- El capítulo 5 describe y analiza los resultados obtenidos en los nuevos diseños.

- El capítulo 6 presenta la conclusión del Trabajo Fin de Máster resumiendo los principales resultados obtenidos y donde se proponen trabajos futuros.

2 Capítulo 2: Revisión de distintos tipos de Redes Divisoras de Potencia

Este capítulo presenta principalmente los tipos de redes divisoras de potencia qua han sido estudiadas y redes que se están analizando en la actualidad. También se presenta un resumen de los trabajos más importantes y que han servido como base para los nuevos diseños que se abordan en capítulos posteriores.

2.1 Estado del Arte

En esta sección, se describen las redes divisoras de potencia, haciendo especial énfasis en los tipos de dispositivos que han servido de base para el trabajo y que han contribuido al actual estado del arte. Se presentan los dispositivos esenciales para guía de onda, sin entrar en otros divisores, que aunque también son muy importantes (como los Wilkinson), están más alejados de los objetivos de este trabajo.

2.1.1 Divisores de Potencia

Los divisores de potencia son componentes pasivos de microonda utilizados para dividir potencia, o combinar potencia, como se muestra en la figura para el caso más sencillo de dos puertas.

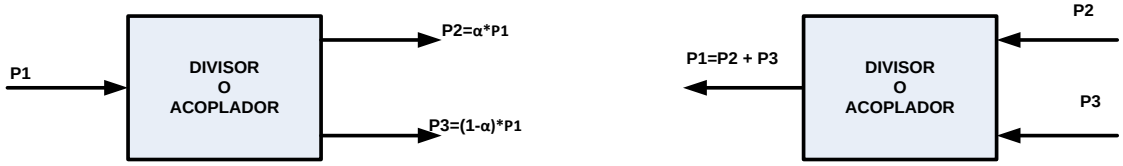

Figura 2. 1 Divisor de Potencia [1]

En división de potencia, una señal de entrada es dividida en señales de salida de menor potencia. Los divisores de potencia pueden tener dos o más puertos de salida (en total, contando la puerta común, serían redes de tres o más puertas).

Ahora se va a pasar a hacer un estudio de los principales casos, como las redes de tres puertos y cuatro puertos. Para luego ver los acopladores de 4 puertos, los Divisores circulares y por último los branch-line.

2.1.1.1 Redes de Tres Puertos

La matriz S de una red arbitraria de tres puertos tiene nueve elementos independientes [1].

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

Si el dispositivo es pasivo y no contiene material no isótropo, entonces esta red debe ser recíproca, y la matriz S va a ser simétrica ($S_{ij} = S_{ji}$). Usualmente, para evitar las pérdidas de potencia, se podría querer tener una unión que es libre de pérdidas y adaptada en todos los puertos. Se va a mostrar que es imposible conseguir todas estas restricciones a la vez: es no existen las redes reciprocas sin pérdidas que estén adaptada en todos los puertos.

Si todos los puertos son adaptados, entonces $S_{ii} = 0$, y si la red es recíproca, la matriz S se reduce a

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

Si la red es también sin perdidas, entonces la conservación de la energía requiere que la matriz S la propiedad unitaria, la cual establece las siguientes condiciones:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1,$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1,$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1,$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0,$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0,$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0,$$

Las expresiones muestran que al menos 2 de los tres parámetros deben ser 0. Sin embargo, esta condición va a ser inconsistente con una de las ecuaciones, lo que implica que una red de tres puertos no puede ser simultáneamente recíproca, sin pérdidas y adaptada todos los puertos. Si una de estas tres condiciones no se toma en cuenta, entonces un dispositivo es físicamente posible de construir.

Si una red de tres puertos no es reciproca $S_{ij} = S_{ji} \neq$ S, entonces la condición de adaptación en todos los puertos y la conservación de la energía pueden ser satisfechas. Un ejemplo es el circuito conocido como "circulador" y utiliza materiales no isótropos, como la ferrita.

La matriz S de una red de tres puertos no simétrica es

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix}$$

Si la red es sin pérdidas, la matriz [S] debe ser unitaria, la cual implica las condiciones:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1,$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1,$$

$$|S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1,$$

$$S_{31}^* S_{32} = 0,$$

$$S_{21}^* S_{23} = 0,$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0,$$

Estas ecuaciones se satisfacen de dos maneras.

$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0, \qquad |S_{21}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{13}|^2 = 1,$$

o

$$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 0, \qquad |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{31}|^2 = 1,$$

Estos resultados muestran que $S_{ij} = S_{ji}$ para i ≠ j, el cual implica que el dispositivo debe ser no reciproco. Las matrices S para las dos ecuaciones anteriormente descrita se muestran en la figura 2.2

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \qquad [S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 2. 2 Tipos de Circuladores [1]

La solución descrita anteriormente describen dos tipos de circuladores, la única diferencia entre ellos es el sentido de giro del flujo de potencia, existe dirección de flujo entre puerto 1 a 2, 2 a 3 o 3 a 1. El otro circulador es de giro contrario. [1]

Alternativamente, una red de tres puertos sin perdidas y reciproca pueden ser implementada si sólo dos de los puertos son adaptados. Si sólo dos puertos están adaptados, la matriz S de una red recíproca viene dada por:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix}$$

Para ser sin perdidas, las siguientes condiciones deben ser satisfechas:

$$S_{13}^{*}\, S_{23} = 0,$$

$$S_{12}^{*}\, S_{13} + S_{23}^{*}\, S_{33} = 0,$$

$$S_{23}^{*}\, S_{12} + S_{33}^{*}\, S_{13} = 0,$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1,$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1,$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 = 1,$$

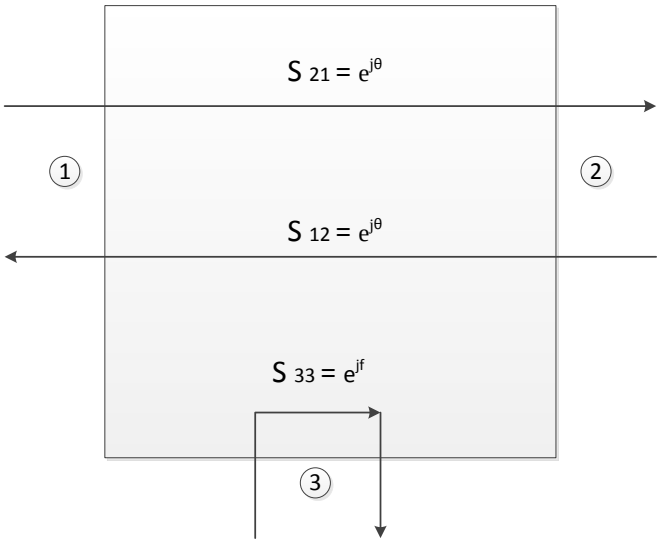

Figura 2. 3 Red reciproca de tres puertos con el puerto 1 y puerto 2 adaptados [1].

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\theta} & 0 \\ e^{j\theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\varphi} \end{bmatrix}$$

De las ecuaciones se demuestra que $|S_{13}| = |S_{23}| = 0$. Entonces $|S_{12}| = |S_{33}| = 1$. La matriz S y el flujo de potencia se muestran en la figura 3. Donde se visualiza a los dos puertos adaptados y el puerto tres no adaptado.

Si la red de tres puertos tiene perdidas, esta puede ser recíproca y adaptada todos los puertos, este se conoce como divisor resistivo.

2.1.1.2 Redes de Cuatro Puertos

La matriz S de una red de cuatro puertos reciproca adaptada todos los puertos es de la forma

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

Si la red es sin perdidas, 10 ecuaciones resultan desde la forma unitaria o conservación de le energía. Considerando la multiplicación de la fila 1 y la fila 2, y la multiplicación de la fila 4 y fila 3:

$$S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} = 0$$

$$S_{14}^* S_{13} + S_{24}^* S_{23} = 0$$

Si multiplicamos la primera ecuación por $S^*{}_{14}$ y la segunda ecuación por $S^*{}_{14}$ y si restamos las dos ecuaciones se obtiene que

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0,$$

Similarmente, la multiplicación de la fila 1 y fila 3, y la multiplicación de la fila 4 y la fila 2 da como resultado la siguiente expresión

$$S_{12}^* S_{23} + S_{14}^* S_{34} = 0$$

$$S_{14}^* S_{12} + S_{34}^* S_{23} = 0$$

Multiplicar la primera ecuación por S_{12} y la segunda ecuación por S_{34}, luego restando las dos ecuaciones se obtiene:

$$S_{23}(|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0,$$

Para satisfacer las ecuaciones se debe cumplir que $S_{14} = S_{23} = 0$, lo cual da como resultado una acoplador direccional.

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1,$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1,$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1,$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1,$$

Lo cual implica que $|S_{13}| = |S_{24}|$ y que $|S_{12}| = |S_{34}|$, se puede simplificar mas las expresiones si elegimos referencias de fase $S_{12} = S_{34} = \alpha$, $S_{13} = \beta\, e^{j\theta}$, y $S_{24} = \beta\, e^{j\phi}$, donde α y β son reales, y Θ y ϕ son fases constantes.

El producto punto de la fila 2 y fila 3 da como resultado

$$S_{12}^* S_{13} + S_{24}^*\, S_{34} = 0$$

Produce como resultado una relación entre las constantes de fase de

$$\theta + \phi = \pi \pm 2n\pi$$

Se escoge dos principales valores cuando:

1. Acoplamiento simétrico: $\theta = \phi = \pi/2$ Las fases de los términos en la matriz S que tiene de amplitud β se eligen iguales. Quedando como resultado la matriz S de la forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

2. Acoplamiento anti simétrico: $\theta = 0,\ \phi = \pi$ Las fases de los términos que tienen la amplitud β se escoge una fase de 180^o, quedando como resultado una matriz S de la forma;

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

2.1.2 Técnicas de División de Potencia

Existen varios tipos de métodos de combinación o división a nivel de circuito, como el Wilkinson, aunque a nivel de circuito el número de puertos de salida es limitado ya que la eficiencia de división baja [25].

Existe de varios enfoques pero el más común es llamarlos divisores o combinadores de N-vías. Los tipos de tecnologías que se utilizan para dividir o combinar estas señales son: microstrip, coaxial, o guía de onda. Otra forma de clasificar este tipo de redes divisoras de potencia es en estructuras resonantes o no resonantes [25].

Para el diseño de combinadores/divisores se deben considerar parámetros como:

- Ancho de Banda: parámetro importante para el diseño en dispositivos de banda ancha.
- Potencia de Salida: relación de potencia entre los puertos de salida.
- Eficiencia: Manteniendo bajas perdidas, puertos aislados.
- Tamaño: Va directamente relacionado con el medio, por ejemplo un dispositivo en *microsptrip* y uno en guía de onda.
- Aislamiento: Mas importante especificación en una red pasiva. Para un divisor/combinador se requiere llegar a tener -20 dB como parámetro de diseño [25].

En la sección siguiente se describe los tipos de combinadores y divisores, además de realizar un estudio de las especificaciones más importantes.

2.1.2.1 Combinadores/Divisores de Potencia de Múltiple Paso

Combinadores/Divisores en Cadena

La potencia en un Divisor/Combinador se divide de acuerdo al número de puertos de salida, por ejemplo si la red pasiva tiene 4 puertos de salida, entonces la potencia de salida para cada salida será:

$$Po = 10\log(\frac{1}{N})$$

Por lo tanto si se tiene un dispositivo de 10 puertos con 5 puertos de salida entonces la potencia de salida será -6.9897 dB.

Para el caso de un acoplador circular con 8 puertos de salida la potencia será -9.0309 dB, valor que se debe considerar de acoplamiento de la señal.

La ecuación (1) muestra la eficiencia de combinación de potencia para un combinador en cadena

$$E_c = \frac{1}{N}\left[10^{(N-1)L/10} + \sum_{k=0}^{N-2} 10^{(1+k)L/10}\right], \qquad (1)$$

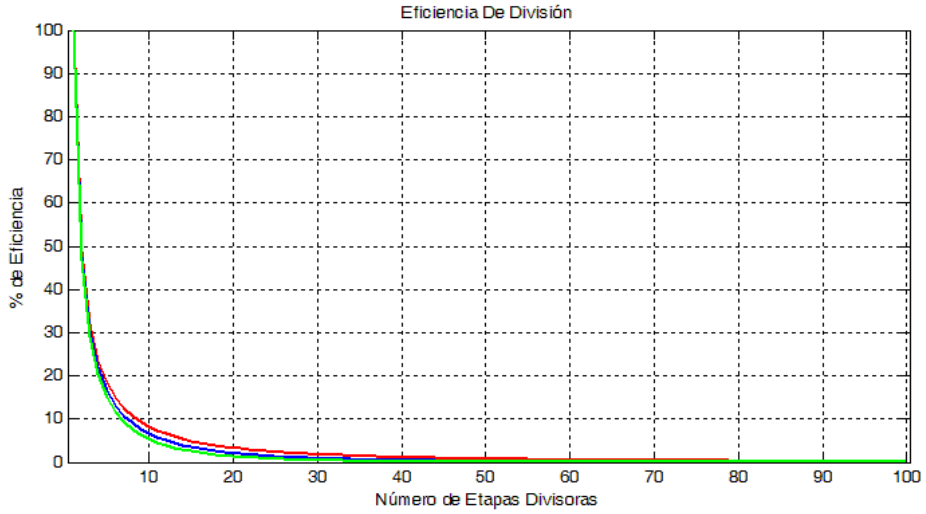

Figura 2. 4 Eficiencia en la División de Potencia de un Divisor

Donde L es la perdida en el combinador y N es el número de etapas del dispositivo.

La figura 2.4 se muestra la eficiencia al momento de distribuir la señal aumentando el número de puertos que tiene el dispositivo pasivo. Mientras mayor sea el número de puertos de salida menor será la eficiencia de división.

Para el diseño de los dispositivos pasivos se considerara este parámetro, debido a que se lo toma en cuenta para la función de coste en la optimización.

2.1.2.2 Combinadores Corporativos

El número de dispositivos individuales es igual a 2^N, donde N es el número de etapas. La eficiencia de combinación es $E_c = L^N$, donde L es la perdida de inserción en cada etapa. Las últimas etapas de este tipo de combinadores poseen longitudes de las líneas de transmisión muy largas lo que implica no poder fabricar. Esto imposibilita incrementar las etapas a un número N mayor [25].

Las estructuras de este tipo de combinadores pueden implementarse en diferentes medios como *microstrip*, coaxial o guía de onda. Se escoge el medio dependiendo del tamaño y las perdidas [25].

2.1.2.3 Estrategias de combinación de N-Vías

Altas perdidas combinado con esquemas de combinación o división se pueden evitar en esquemas de N-vías.

Sumar la potencia en estructuras de N-vías combinando/dividiendo directamente en una cavidad o técnicas espaciales en medios de bajas pérdidas o en el espacio sin perdidas se pueden utilizar para realizar este tipo de dispositivos, tal y como se muestra en la figura 2.6 [25].

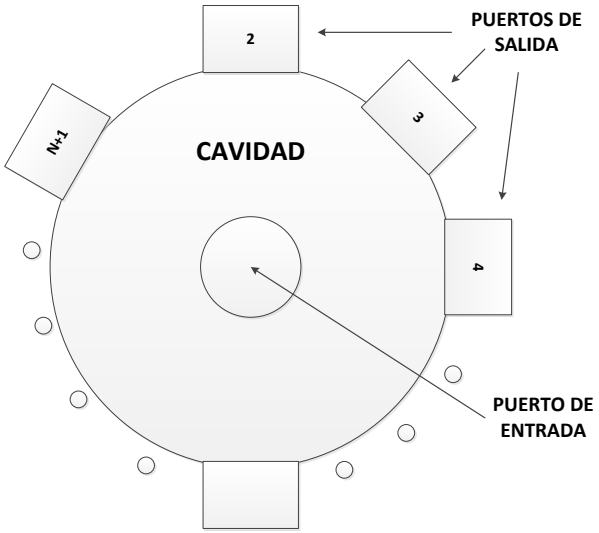

Figura 2. 5 Esquema general de un Divisor con cavidad resonante [25]

Este tipo de dispositivos tienen una ventaja con respecto a los otros tipos de divisores, la eficiencia de combinación o división es mayor, con respecto a los que presentan a los que utilizan líneas de transmisión como lo son los Wilkinson. Los divisores que utilizan una cavidad resonante lastimosamente tienen ancho de banda angosto, en este caso el medio que utilizan este tipo de combinadores puede ser coaxial o guía de onda. En ambos casos un puerto excita a los N-puertos [25].
Por lo que expuesto anteriormente, en este trabajo únicamente se orientara a analizar y diseñar divisores de potencia con cavidad resonante.

2.1.2.4 Divisores/Combinadores Radiales de Potencia

En este tipo de redes, N puertos de salida se colocan simétricamente alrededor de un puerto central, el cual divide la potencia en la cavidad resonante como se muestra en la figura 2.6. En esta estructura la señal recorre cortas distancias, con bajas perdidas en combinación, y este método ayuda a mejorar el ancho de banda de diseño [25].
Se clasifican en dos categorías cavidad resonante o no resonante. Otra manera de clasificar a los divisores radiales puede ser el medio de transmisión. En guía de onda los modos de propagación se propagan modos no TEM, a además de los TEM, disminuyendo el ancho de banda disponible [25].
Un claro ejemplo de este tipo de divisores son los Wilkinson, como se muestra en la figura 2.7 muestra líneas de transmisión sectorizadas separadas y divididas por un dieléctrico. Para el aislamiento de los puertos se utilizan elementos resistivos consiguiendo en algunos casos 13 dB hasta 22 dB dependiendo de la posición de los puertos [25].

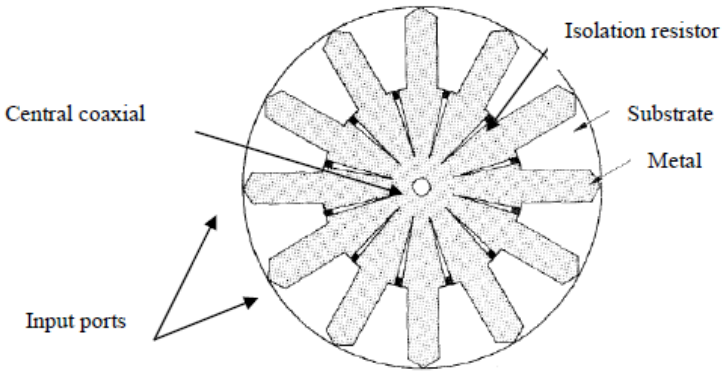

Figura 2. 6 Primer tipo de combinador/divisor con 12 vías *microstrip*, con puertos aislados por medio de elementos resistivos [25].

2.1.2.5 Propiedades de la Matriz S del Divisor de Potencia de N-vías sin pérdidas.

En general un Divisor de Potencia de N-vías es una red de N+1 puertos con N puertos de salida. Si se asume que los N puertos de salida son simétricos y el puerto de entrada está completamente adaptado, entonces la matriz de parámetros S viene definida por:

$$s = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{12} & S_{12} & \dots & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{23} & \dots & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{23} & S_{22} & \dots & S_{23} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{23} & S_{23} & \dots & S_{22} \end{bmatrix}$$

La red se considera sin pérdidas, y $S_{23} = S_{ij}$ por lo tanto:

$$N|S_{12}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + (N-1)|S_{23}|^2 = 1$$

$$S_{12}\,{S_{22}}^* + (N-1)S_{12}\,{S_{23}}^* = 0$$

Estas ecuaciones dan como resultado:

$$|S_{12}|^2 = \frac{1}{N}$$

$$|S_{23}|^2 = \frac{1}{N^2}$$

$$|S_{22}| = \frac{N-1}{N}$$

El aislamiento queda definido como:

$$Aislamiento_{MN} = 10log\frac{1}{|S_{23}|^2} = 20logN$$

Y el acoplamiento queda definido como:

$$Acoplamiento_{1N} = 10log\frac{1}{|S_{23}|^2} = 20log\ N$$

Un caso general no considera $S_{23} = S_{ij}$, y utiliza el método de ecuación de Autovalores para encontrar los parámetros S en un divisor/combinador general, utilizando simetrías geométricas del divisor para reducir el número de parámetros desconocidos [25].

En general en un combinador/divisor de potencia radial, los puertos de salida son simétricamente espaciados 360/N grados [25].

Este tipo de divisor puede ser implementado en varios tipos de medios, microstrip, coaxial o guía de onda. Considerando esta simetría el método antes mencionado proporciona los parámetros S del divisor en función de los autovalores [25].

En un divisor de potencia radial, se asume que:

$$S_{11} = \alpha,\ S_{1n} =\ \ S_{n1} = \beta, S_{ii,i\neq 1} = \gamma$$

Y los otros elementos de la matriz se denotaran como η, entonces la matriz de parámetros S para un divisor radial de N-vías puede ser escrita como:

$$S=\begin{bmatrix}
\alpha & \beta & \beta & \beta & \cdots & \beta & \cdots & \beta & \cdots & \beta & \beta \\
\beta & \gamma & \eta_m & \eta_{m-1} & \cdots & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-1} & \eta_m \\
\beta & \eta_m & \gamma & \eta_m & \cdots & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} \\
\beta & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \cdots & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-3} & \eta_{m-2} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\beta & \eta_3 & \cdots & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \eta_m & \eta_{m-1} & \cdots & \eta_1 & \eta_2 \\
\beta & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \eta_m & \cdots & \eta_2 & \eta_1 \\
\beta & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-3} & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \cdots & \eta_3 & \eta_2 \\
\beta & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-4} & \eta_{m-3} & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} & \eta_m & \cdots & \eta_4 & \eta_3 \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\beta & \eta_{m-1} & \eta_{m-2} & \cdots & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \cdots & \eta_m & \gamma & \eta_m \\
\beta & \eta_m & \eta_{m-1} & \cdots & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma
\end{bmatrix}$$

Para una red pasiva con número de puertos par.

Y para una un divisor con número de puertos impar.

$$S=\begin{bmatrix}
\alpha & \beta & \beta & \beta & \cdots & \beta & \cdots & \beta & \cdots & \beta & \beta \\
\beta & \gamma & \eta_m & \eta_{m-1} & \cdots & \eta_1 & \eta_1 & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-1} & \eta_m \\
\beta & \eta_m & \gamma & \eta_m & \cdots & \eta_2 & \eta_1 & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} \\
\beta & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \cdots & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-3} & \eta_{m-2} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\beta & \eta_3 & \cdots & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \eta_m & \eta_{m-1} & \cdots & \eta_1 & \eta_2 \\
\beta & \eta_2 & \cdots & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \eta_m & \cdots & \eta_1 & \eta_1 \\
\beta & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-3} & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma & \cdots & \eta_2 & \eta_1 \\
\beta & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-4} & \eta_{m-3} & \eta_{m-2} & \eta_{m-1} & \eta_m & \cdots & \eta_3 & \eta_2 \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\beta & \eta_{m-1} & \eta_{m-2} & \cdots & \eta_1 & \eta_1 & \eta_2 & \cdots & \eta_m & \gamma & \eta_m \\
\beta & \eta_m & \eta_{m-1} & \cdots & \eta_2 & \eta_1 & \eta_1 & \cdots & \eta_{m-1} & \eta_m & \gamma
\end{bmatrix}$$

Cuando N es par, m=N/2, y cuando N es impar m=(N-1)/2.

Si N es igual a 8, entonces la matriz de parámetros S para un divisor de potencia radial viene dado por [25]:

$$S = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \beta & \beta & \beta & \beta & \beta & \beta & \beta \\ \beta & \gamma & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 \\ \beta & \eta_4 & \gamma & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 \\ \beta & \eta_3 & \eta_4 & \gamma & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 \\ \beta & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 & \gamma & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 \\ \beta & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 & \gamma & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 \\ \beta & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 & \gamma & \eta_4 & \eta_3 \\ \beta & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 & \gamma & \eta_4 \\ \beta & \eta_4 & \eta_3 & \eta_2 & \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 & \gamma \end{bmatrix}$$

El método de la Ecuación de los autovalores se analizará y estudiará posteriormente a profundidad para generalizarlo a otro tipo de dispositivos pasivos como en acopladores en guía de onda rectangulares, los resultados obtenidos se mencionarán en trabajos futuros.

2.1.3 Divisores de Potencia en Guía de Onda Rectangular

En esta sección se describe a los divisores de potencia en guía de onda en plano E y plano H, considerando estudios realizados anteriormente y estudios que actualmente se están realizando.

2.1.3.1 Divisores en Guía de Onda Rectangular Plano E

Un divisor de potencia plano E es aquel que la variación se produce en la altura de la guía de onda, la anchura se mantiene constante a lo largo del divisor. Este tipo de divisores ofrecen varias ventajas comparadas a otros divisores básicos de guía de onda [6].

1.- Las paredes que separan las salidas son perpendiculares al modo fundamental de propagación del campo eléctrico, limitando la cantidad de distorsión introducida [6].

2.- La operación de banda ancha se logra con relativamente bajo número de secciones de transformación [6].

3.- La división en plano E es más eficiente en términos de espacio y peso [6].

4.- Como resultado de la primera ventaja, este tipo de divisor puede ser diseñado por un equivalente de elementos concentrados [6].

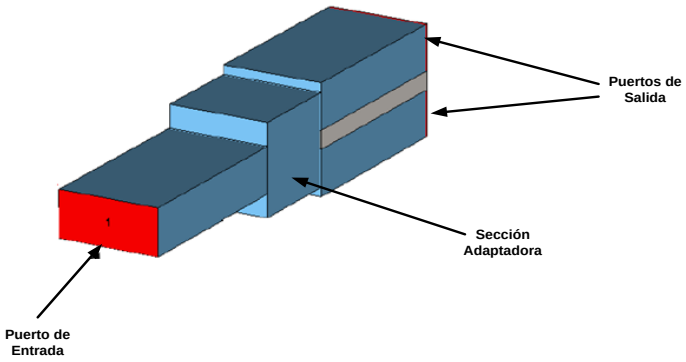

Figura 2. 7 Divisor de Potencia en Guía de Onda Rectangular plano E

La figura 2.8 muestra un ejemplo de un Divisor en guía de onda rectangular, como se puede observar utiliza una sección para la adaptación entre la guía de entrada y la guía de salida.

2.1.3.2 Divisor de Potencia en guía de Onda Rectangular plano H

Un divisor de potencia plano H es aquel en que la variación se produce en la anchura de la guía de onda, mientras que la altura se mantiene constante a lo largo de todo el divisor [6]. El procedimiento para el diseño del divisor en plano E se puede utilizar para encontrar la sección de adaptación la impedancia del modo debe ser cambiada a

$$Z_{TE_{10}} = \frac{\omega\mu_0}{\beta_{TE_{10}}}$$

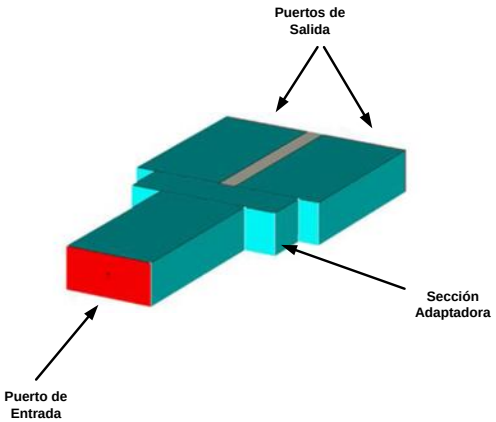

Figura 2. 8 Divisor en Guía de Onda Rectangular en plano H [5]

donde β es la constante de propagación, la bifurcación en el plano H no puede ser incorporada en este procedimiento de diseño. Debido a que la bifurcación representa un máximo del campo eléctrico, así la respuesta del divisor es extremadamente pobre, por lo que se utilizan otras secciones de adaptación para compensar y mejorar el desempeño [6].

La figura 2.9 muestra ejemplo de un divisor de potencia de guía de onda en plano H.

2.1.4 Acopladores Direccionales

En esta sección se estudia los tipos de Acopladores Direccionales en plano H y plano E, basado en estudios realizados en la actualidad. Una vez hecho el estudio se implementará algunos ejemplos de acopladores de 4 puertos, para luego aumentar el número de puertos en el dispositivo.

2.1.4.1 Acoplador Direccional Tipo Riblet Plano E y Plano H

El acoplador tipo Riblet presenta un muy interesante compromiso. Es muy compacto en comparación con otros tipos de acopladores tales como branch-line, acopladores que proveen igual amplitud y fase a las salidas en la banda de frecuencia deseada. Se utilizan generalmente en amplificadores balanceados y mixers para lograr una buena perdida de retorno así como rechazo a señales espurias [23] o acopladores con configuraciones múltiple slot. Por lo tanto es muy utilizada para aplicaciones en comunicaciones satelitales debido a su tamaño y peso. El acoplador short-slot es utilizado para implementar la unión hibrida de 3 dB, empleado en muchos circuitos de microonda, con gran aislamiento y bajas perdidas de retorno en una pequeño y moderado ancho de banda [23]. Este tipo de acopladores pueden ser implementados en plano E y plano H.

Los puertos de salida pueden estar adaptados a 3 dB de la potencia de entrada o pueden tener una relación arbitraria de acuerdo a la aplicación del circuito. El comportamiento de los puertos de salida depende de los parámetros de diseño. Lo que implica que si se desea una mayor potencia en uno de los puertos de salida la estructura de diseño cambiara [22].

La configuración básica de un Acoplador Riblet short-slot H o E con cualquier relación en la división de potencia se muestra en la figura 2.11. Los puertos son guías de onda rectangulares de dimensión a x b, aunque otra posibilidad sería con interface coaxial o con curvatura [22]. El acoplador se basa en una guía de onda normal con una pequeña cavidad (abertura short slot) entre los puertos, la cual permite la interacción entre los diferentes modos de excitación en la estructura [22].

La figura 2.11 muestra los planos de simetría y los principios de operación del acoplador con arbitraria relación de potencia, incluyendo el caso de 3 dB.

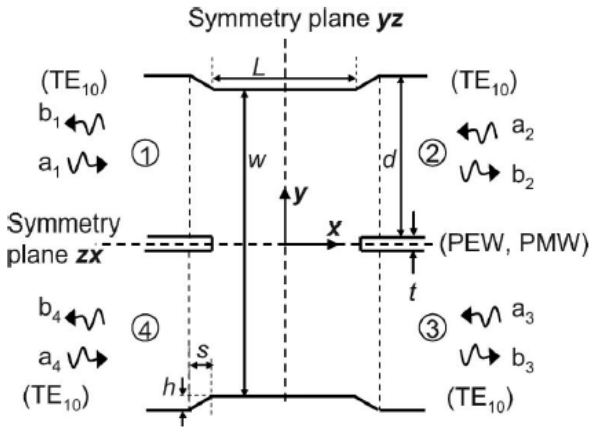

Figura 2. 9 Acoplador Direccional Riblet plano H, layout básico [22].

La matriz S de un acoplador con dos planos de simetría, reciproco y con 4 puertos viene dada por:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix}$$

Si el acoplador no tiene perdidas y utilizamos las ecuaciones y la condición donde el acoplador tiene los puertos perfectamente adaptados y aislados la matriz S queda definida por [22]:

$$S = e^{j\varphi_{31}} \begin{bmatrix} 0 & c_i e^{j\Delta_{23}} & c_d & 0 \\ c_i e^{j\Delta_{23}} & 0 & 0 & c_d \\ c_d & 0 & 0 & c_i e^{j\Delta_{23}} \\ 0 & c_d & c_i e^{j\Delta_{23}} & 0 \end{bmatrix}$$

La magnitud de transmisión de los puertos 2 y 3 vienen dados por [22]:

$$c_i = |S_{21}|, \; c_d = |S_{31}| = \sqrt{1 - {c_i}^2}$$

Y la diferencia entre sus fases es 90, independientemente de la relación de potencias el [22].

$$\Delta_{23} = \varphi_{21} - \varphi_{31} = (2n+1)\pi/2$$

La matriz S del acoplador tomando en cuenta los planos de simetría que se muestran en la figura 2.11 queda definida como [22]:

$$S = e^{j\frac{\varphi_e + \varphi_o}{2}} \begin{bmatrix} 0 & \cos\delta_{eo} & j\sin\delta_{eo} & 0 \\ \cos\delta_{eo} & 0 & 0 & j\sin\delta_{eo} \\ j\sin\delta_{eo} & 0 & 0 & \cos\delta_{eo} \\ 0 & j\sin\delta_{eo} & \cos\delta_{eo} & 0 \end{bmatrix}$$

donde $\delta_{eo} = (\varphi_e - \varphi_o)/2$, este análisis se puede aplicar a otros circuitos acopladores siempre y cuando se mantengan los planos de simetría [22]. Como objetivo de diseño se pretende tener una relación de potencia r dada, para lo cual la relación viene dada por [22]:

$$\frac{S_{31}}{S_{21}} = j\tan\frac{\varphi_e - \varphi_o}{2}, \quad r = \frac{|S_{31}|}{|S_{21}|} = \left|\tan\frac{\varphi_e - \varphi_o}{2}\right| = \frac{c_d}{c_i}$$

Dependiendo de la diferencia de fase entre el modo par e impar el acoplador tendrá una relación de potencia de [22]:

Tabla 2. 1 Relación de Potencias en un Acoplador tipo Riblet [22]

Relación de Potencia r	
r < 1	Mayor potencia en el puerto 2
r = 1	Igual relación de potencia
r > 1	Mayor potencia al puerto 3

De acuerdo al acoplador de la figura 2.11. Por lo tanto con $|\varphi_e - \varphi_o| = \frac{\pi}{2}$, r=1 y para una relación de potencia arbitraria se debe cumplir que: $|\varphi_e - \varphi_o| = 2\tan^{-1} r$ [22].

2.1.4.2 Diseño de onda completa y optimización

2.1.4.2.1 Diseño de Acopladores short-slot en plano H y plano E

Para los acopladores short-slot, el análisis par se determina por el modo de propagación TE10 en la región de acoplamiento (guía de onda con dimensiones w x b), mientras que el modo TE20 es el modo dominante en el análisis impar. Ambos modos de propagación tienen diferentes constantes de propagación [22]:

$$\beta_e = \sqrt{w^2\mu\varepsilon - k_{c,TE10,(wxb)}^2} = \sqrt{w^2\mu\varepsilon - \frac{\pi^2}{w^2}}$$

$$\beta_o = \sqrt{w^2\mu\varepsilon - k_{c,TE20,(wxb)}^2} = \sqrt{w^2\mu\varepsilon - \frac{\pi^2}{(w/2)^2}}$$

La condición se cumple mediante la sección de adaptación que se muestra en la figura 2.10, donde también se muestran las dimensiones h y s. La adaptación en S11,o el modo de propagación TE10 se convierte fácilmente en el modo TE20 en la región de acoplamiento. Sin embargo adaptar el S11,e es más complicado y, dependiendo del ancho de banda más secciones de acoplamiento pueden ser requeridas [22]. Asumiendo que las condiciones se pueden alcanzar $S_{11,o} \approx 0$, $S_{11,e} \approx 0$, logrando un pequeño a moderado ancho de banda, y dejando de lado las discontinuidades de adaptación, se puede escribir que:

$$\delta_{eo} = \frac{\varphi_e - \varphi_o}{2} = -(\beta_e - \beta_o), \qquad \frac{L}{2} = -\tan^{-1} r$$

El retraso de propagación de fase eo es controlado por la diferencia entre el retardo de propagación del modo TE10 y TE20. El retardo en la propagación es determinado por la longitud L y el ancho w de la región de acoplamiento la cual debe ser igual a la frecuencia de diseño a -tan-1 r [22].

Un ejemplo se muestra en la figura 2.12 para un diseño de r = 2, con una potencia a la salida del puerto 2 a 1 dB y en el puerto 3 a 7 dB de la potencia de entrada,
La figura 2.12 muestra los resultados de acopladores plano H con una relación de potencia de 7 dB en el puerto 2 y a 1 dB del puerto 3.

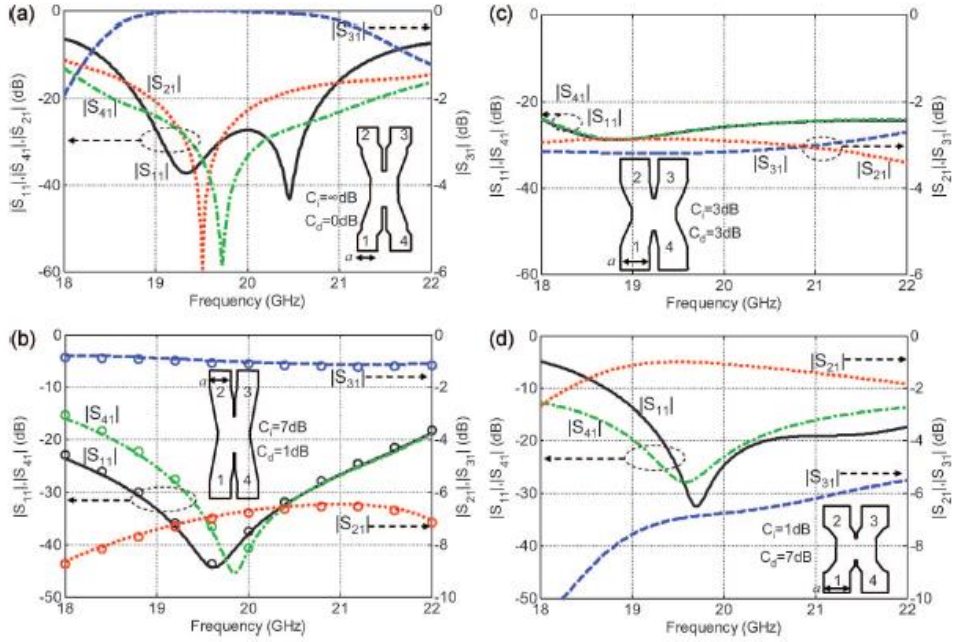

Figura 2. 10 a) Acoplador Direccional Riblet plano H con relación arbitraria de potencia r = ∞ , b)r=2, c)r=1 y d)r=0.5 [22]

En la figura 2.13 se muestra los resultados 4 diseños con relación arbitraria de potencia en plano E

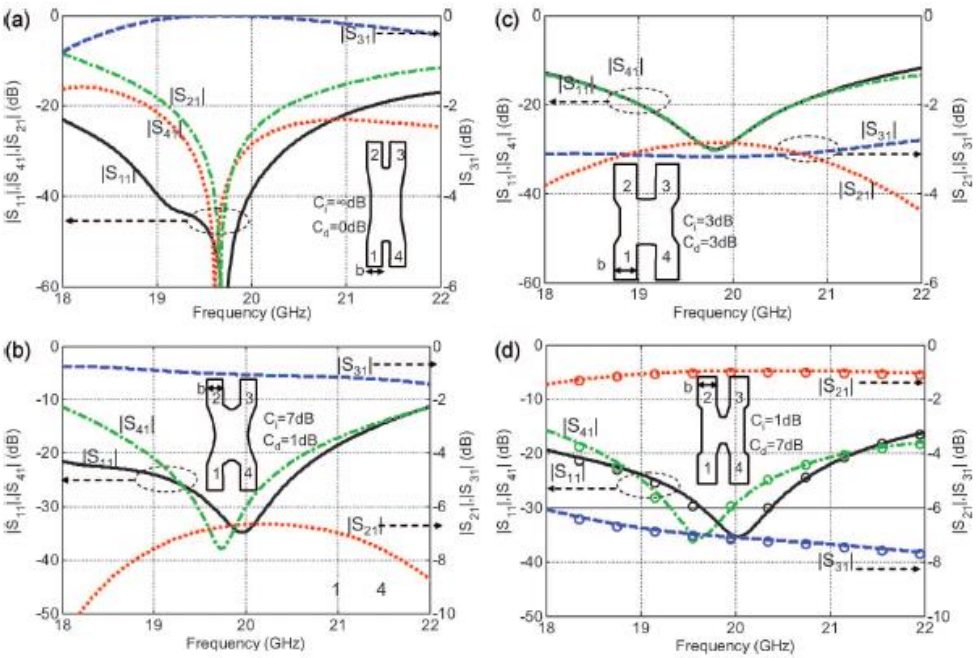

Figura 2. 11 a) Acoplador Riblet plano E con relación arbitraria de potencia r= ∞, b) r=2, c) r=1 y d) r=0.5 [22]

2.1.5 Acoplador Direccional Tipo Riblet de 6 Puertos en Guía de Onda Rectangular

Las redes de divisores/combinadores son requeridos en muchas aplicaciones; redes de Antenas con formación de haz, y redes de entrada y salida de amplificadores de estado sólido.

En la figura 2. 14 se muestra dos acopladores en cascada el primero divide la señal en tres luego son después individualmente amplificadas y recombinadas en el segundo acoplador, teniendo en cuenta las relaciones de fase entre las salidas.

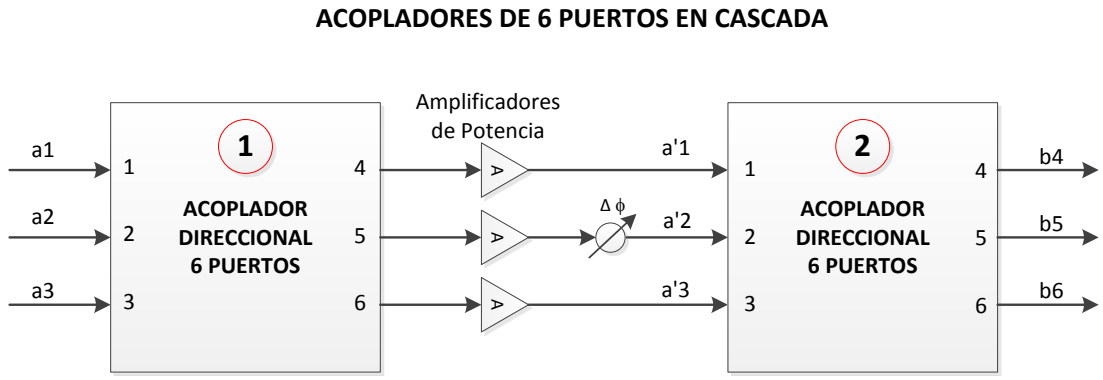

Figura 2. 12 Aplicación acoplador direccional de 6 puertos [23].

Este particular arreglo se utiliza para diseño de amplificadores de potencia de estado sólido en banda de frecuencia Ku. Si se toma en cuenta la eficiencia, el aislamiento y las pérdidas se escogen como tecnología para implementar en guía de onda. Además uno de los principales problemas con las guías de onda es su tamaño pero en la banda de frecuencia trabajo Ku las dimensiones son aceptables.

En la aplicación que se muestra en la figura 2.14 la señal se divide en partes iguales, imponiendo las condiciones de simetría, acoplamiento y que la red sea sin pérdidas se debe cumplir que:

$$S_{61} - S_{41} = 120°$$

2.1.5.1 Propiedades de la Matriz de Parámetros S de un acoplador de 6 puertos

Tal y como se describe en [23] cada acoplador individualmente responde a la matriz ideal que viene dada por:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & S_{41} & S_{51} & S_{61} \\ 0 & 0 & 0 & S_{42} & S_{52} & S_{62} \\ 0 & 0 & 0 & S_{43} & S_{53} & S_{63} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 & 0 & 0 \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & 0 & 0 & 0 \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Que de acuerdo a los planos de simetría que se asumen las fases quedan definidas como:

$$S = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & e^{j\varphi_{41}} & e^{j\varphi_{51}} & e^{j\varphi_{61}} \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\varphi_{51}} & 1 & e^{j\varphi_{51}} \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\varphi_{61}} & e^{j\varphi_{51}} & e^{j\varphi_{41}} \\ e^{j\varphi_{41}} & e^{j\varphi_{51}} & e^{j\varphi_{61}} & 0 & 0 & 0 \\ e^{j\varphi_{51}} & 1 & e^{j\varphi_{51}} & 0 & 0 & 0 \\ e^{j\varphi_{61}} & e^{j\varphi_{51}} & e^{j\varphi_{41}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En base a la matriz anteriormente descrita el comportamiento de un posible uso práctico de dos acopladores direccionales de 6 puertos en cascada, primero se parte de que:

La señal ingresa en la entrada 2 del acoplador 1, de acuerdo a la figura 2. 15

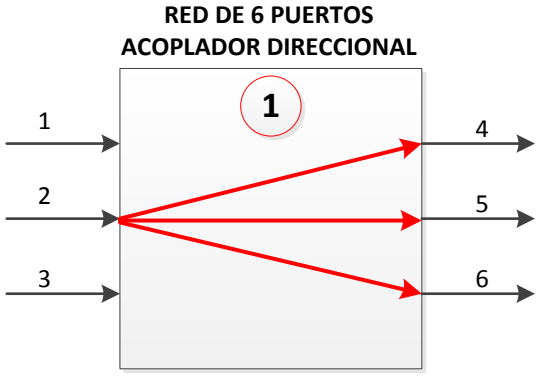

Figura 2. 13 Funcionamiento Acoplador 1

Entonces en las salidas del acoplador 1 tomando en cuenta las fases, se tiene:

$$S_{24} = e^{jv}/\sqrt{3}$$

$$S_{25} = 1/\sqrt{3}$$

$$S_{26} = e^{jv}/\sqrt{3}$$

De acuerdo a [23], y basándose en la matriz de parámetros S, las salidas del primer acoplador ingresan a la etapa de amplificadores la salida viene dada por:

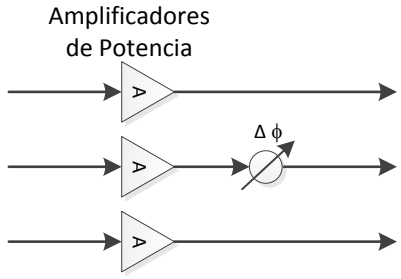

Figura 2. 14 Etapa de amplificadores y desfase en puerto 2

Las señales de entrada para el segundo acoplador, pero aumentando el desfase $\Delta\phi$ a la señal número 2, que para la aplicación es, e^{j2v} y teniendo en cuenta que $\Delta\phi = 2\phi$, y $\phi = e^{jv}$, serian:

$$S_{24} = \frac{A}{\sqrt{3}} e^{jv}$$

$$S_{25} = \frac{A}{\sqrt{3}} e^{j2v}$$

$$S_{26} = \frac{A}{\sqrt{3}} e^{jv}$$

Las señales de entrada en el acoplador 2 se comportarían de acuerdo a la figura 2.17

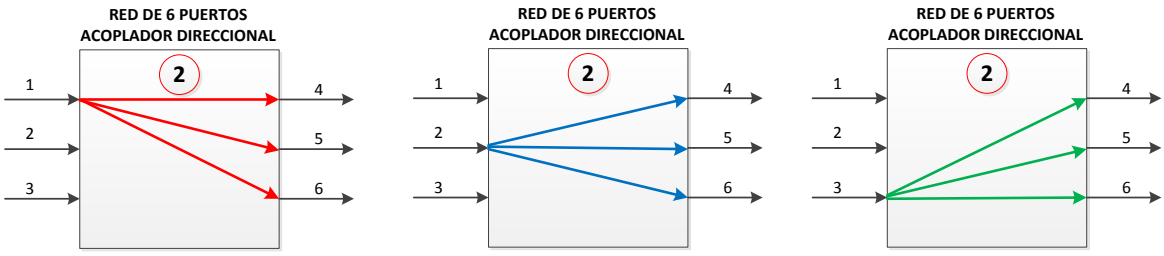

Figura 2. 15 Comportamiento acoplador 2

Las salidas serían en este caso iguales a:

$$b4 = S_{14} + S_{24} + S_{34}, (1)$$

$$b5 = S_{15} + S_{25} + S_{35}, (2)$$

$$b6 = S_{16} + S_{26} + S_{36}, (3)$$

Entonces de acuerdo a la ecuación (2), b5 vendría dada por:

$$b5 = \frac{A}{3}e^{jv}.e^{jv} + \frac{A}{3}e^{j2v} + \frac{A}{3}e^{jv}.e^{jv}$$

$$\mathrm{b5} = A\,.e^{j2v}$$

para encontrar b4 se debe utilizar las expresiones [23]:

$$e^{j\varphi_{41}} = -\frac{e^{j2\varphi_v}}{1 + e^{-j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}}, (4)$$

Y

$$e^{j\varphi_{61}} = -\frac{e^{j2\varphi_v}}{1 + e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}}, (5)$$

Entonces b4 es igual a:

$$b4 = S_{14} + S_{24} + S_{34}$$

Y

$$b4 = \frac{A}{3}e^{jv}.e^{j41} + \frac{A}{3}e^{2jv}.e^{jv} + \frac{A}{3}e^{jv}.e^{j61}$$

Reemplazando (4) en b4

$$b4 = \frac{A}{3}e^{jv}.\left(-\frac{e^{j2\varphi_v}}{1+e^{-j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}}\right) + \frac{A}{3}e^{2jv}.e^{jv} + \frac{A}{3}e^{jv}.\left(-\frac{e^{j2\varphi_v}}{1+e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}}\right)$$

$$b4 = -\frac{A}{3}e^{j3v}.\left(1 + e^{\frac{j2\pi}{3}}\right) + \frac{A}{3}e^{3jv}.\left(1 + e^{\frac{j2\pi}{3}}\right).\left(1 + e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right) - \frac{A}{3}e^{3jv}.\left(1 + e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right)$$

$$b4 = -\frac{A}{3}e^{j3v} - \frac{A}{3}e^{j3v}.e^{\frac{j2\pi}{3}} + \frac{A}{3}e^{3jv}.\left(2 + e^{\frac{j2\pi}{3}} + e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right) - \frac{A}{3}e^{3jv}.e^{-\frac{j2\pi}{3}} - \frac{A}{3}e^{3jv}$$

$$b4 = 0.$$

Y para b6 se repite el proceso anteriormente descrito para b4, por lo tanto:

$$b6 = S_{16} + S_{26} + S_{36}$$

$$b6 = \frac{A}{3}e^{jv}.\left(-\frac{e^{j2\varphi_v}}{1+e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}}\right) + \frac{A}{3}e^{2jv}.e^{jv} + \frac{A}{3}e^{jv}.\left(-\frac{e^{j2\varphi_v}}{1+e^{-j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}}\right)$$

$$b6 = -\frac{A}{3}e^{j3v}.\left(1+e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right) + \frac{A}{3}e^{3jv}.\left(1+e^{\frac{j2\pi}{3}}\right).\left(1+e^{-\frac{j2\pi}{3}}\right) - \frac{A}{3}e^{3jv}.\left(1+e^{\frac{j2\pi}{3}}\right)$$

$$b6 = 0.$$

Por lo que se demuestra en la aplicación que se ingresa una señal en el puerto a2 en el primer acoplador y su salida es amplificada y desfasada 2ϕ, obteniéndose como resultado $A.e^{j2v}$en el puerto 5 del secundo acoplador.

2.1.5.2 Análisis De Redes De 6 Puertos Con Potencia De Salida En Un Solo Puerto

Partiendo del análisis de la matriz para una red de 6 puertos con igual división de potencia en los tres puertos de salida de la forma:

$$S = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & S_{41} & S_{51} & S_{61} \\ 0 & 0 & 0 & S_{42} & S_{52} & S_{62} \\ 0 & 0 & 0 & S_{43} & S_{53} & S_{63} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 & 0 & 0 \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & 0 & 0 & 0 \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz que resultaría si se quiere únicamente que a un puerto vaya toda la potencia quedaría de la forma:

$$S = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{61} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{52} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{43} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{43} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{52} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{61} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Si hacemos que:

$$S * S' = U$$

Siendo la U la matriz unitaria y S' la matriz de parámetros S conjugada, entonces la matriz que se obtiene es:

$$S * S' = \begin{bmatrix} |S_{61}|^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & |S_{52}|^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & |S_{43}|^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & |S_{43}|^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & |S_{52}|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & |S_{61}|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Lo que implica que se cumpliría la condición de la red sin pérdidas, que viene dado por:

$$|S_{61}|^2 = 1$$

$$|S_{52}|^2 = 1$$

$$|S_{43}|^2 = 1$$

Comprobando que es posible ingresar señal por un puerto de entrada y tener señal únicamente en el puerto de salida, de acuerdo a la figura 2. :

Figura 2. 16 Comportamiento Acoplador Direccional 2

Lo que significa que si se ingresa señal en el puerto 1 únicamente de acuerdo a la matriz tendré señal en el puerto 6, si se ingresa señal en el puerto 2 únicamente de acuerdo a la matriz tendré señal en el puerto 5 y si se ingresa señal en el puerto 3 se tiene señal en el puerto 4.

2.1.6 Acoplador Branch-Line

Para la operación básica del Acoplador *branch – line*, se asume que están perfectamente acoplados todos los puertos y la señal se divide de acuerdo en los puertos 2 y 3, con una diferencia de fase de 90 º entre los puertos de salida.

La relación de potencia arbitraría en las salidas del acoplador depende del ancho de la guía de onda como se muestra en la figura 2. 19.

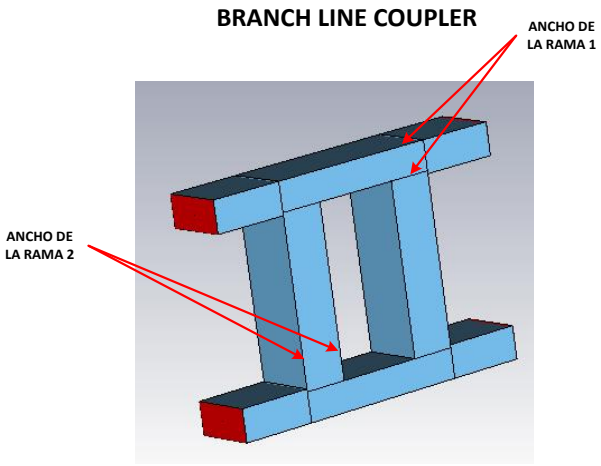

Figura 2. 17 Acoplador Branch_Line en guía de onda

El ancho de la rama viene dado por:

$$b = ancho\ de\ la\ guía$$

Como se muestra en la figura 2.20 el ancho depende de la impedancia característica de la línea, en este caso b es el ancho de Z_0, para una relación de potencia arbitraria el ancho de las ramas será:

$$b1 = Z_0$$

$$b2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$$

Entonces de acuerdo a las expresiones anteriores y de acuerdo a la figura 2.20

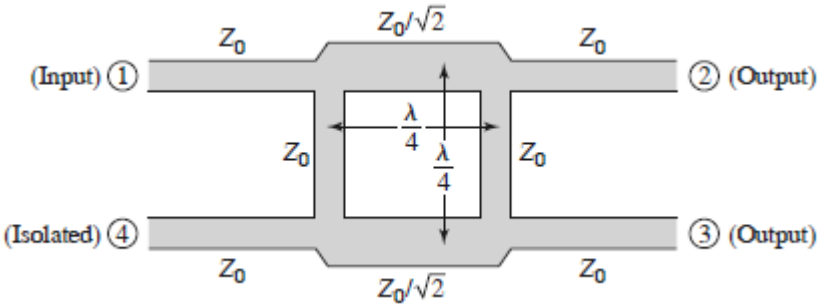

Figura 2. 18 Geometría del Acoplador Branch_Line [1]

3 Capítulo 3: Diseño de distintos tipos de Redes Divisoras de Potencia clásicas

En este capítulo se va a proceder a realizar diseños concretos de algunas de las estructuras estudiadas en el capítulo anterior. En el capítulo siguiente se abordarán también diseños de redes divisoras, pero utilizando topologías más novedosas.

3.1 Divisores de Potencia

Un divisor de potencia en guía de onda se puede hacer en estructuras en las que la variación de dimensiones se produce en la altura o en el ancho de la guía de onda. En este apartado se presentaran divisores de potencia de los dos tipos.

La guía de onda que se utiliza para todos los diseños es la WR-42 que se muestra en la figura 3.1:

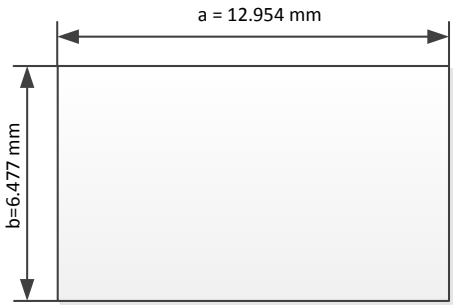

Figura 3. 1 Guía de onda estándar utilizada en los Diseños

El rango de frecuencia de trabajo de la guía de onda es de 18 a 26 GHz.

Para la división de la señal se utiliza una sección adaptadora como se muestran en la figura 3.2.

3.1.1 Divisores plano E

3.1.1.1 Divisor una etapa adaptadora

Divisor con una etapa adaptadora y misma dimensión en los puertos de salida, como es un divisor plano E se conserva la misma longitud en b.

Para realizar las pruebas con divisores de potencia se tomaron como referencia ancho y alto arbitrarios, para después escalar a guía de onda estándar.

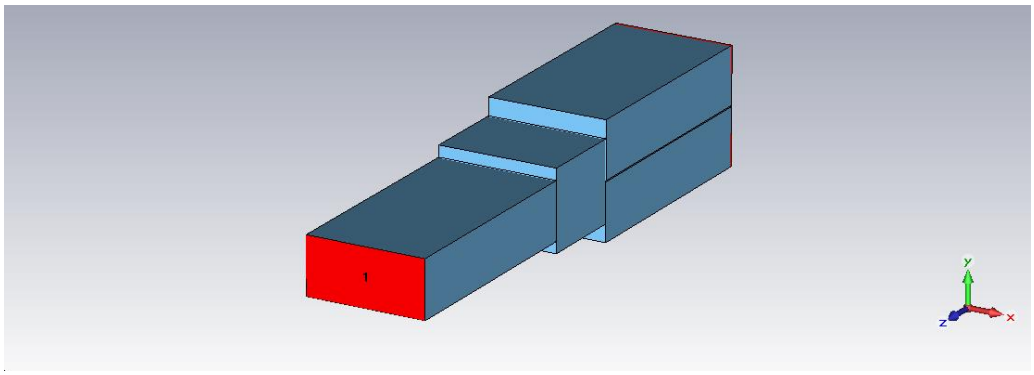

Figura 3. 2 Divisor de Potencia

Tabla 3. 1 Datos del Divisor de Potencia Diseño 1[5]

Guía de Entrada	Sección Adaptadora	Guía de Salida
a = 10.5 mm	Longitud = 7.7 mm	10.5 mm
b = 5 mm	Alto = 7 mm	5.0 mm

Resultados

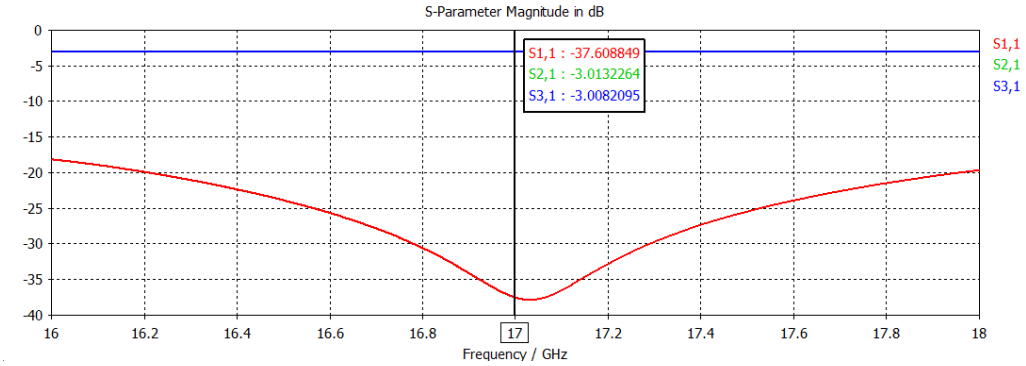

Figura 3. 3 Parámetros S Divisor de potencia plano E con una etapa adaptadora

3.1.1.2 Divisor sin etapa de adaptación

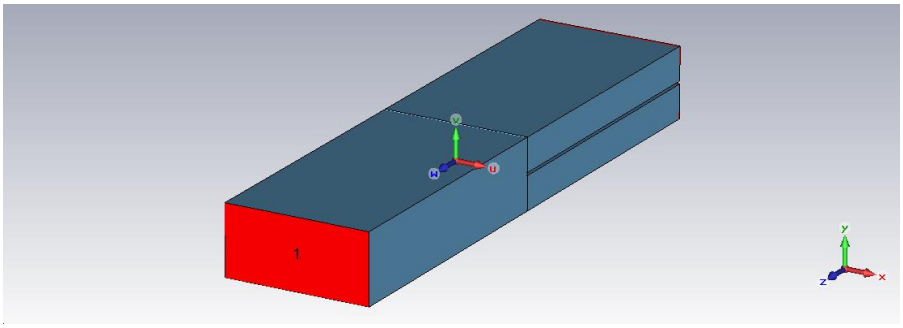

Figura 3. 4 Divisor plano E sin etapa adaptadora

Tabla 3. 2 Datos del Divisor de Potencia diseño 2 [5]

Guía de Entrada	Sección Adaptadora	Guía de Salida
a = 10.50 mm	Longitud = 0	10.50 mm
b = 5.00 mm	Alto = 0	2.5 mm

Resultados

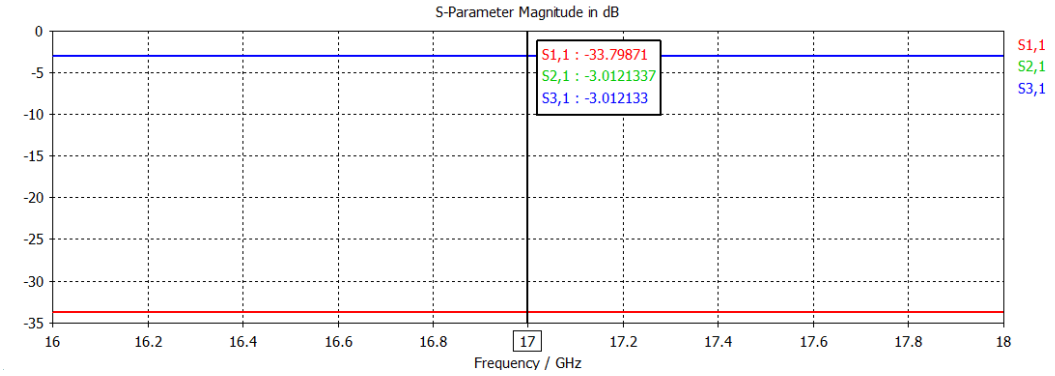

Figura 3. 5 Parámetros S del Divisor de Potencia plano E sin etapa de potencia

3.1.1.3 Divisor Plano E con etapa adaptadora con menor ancho y menor altura en la guía de onda de la salida.

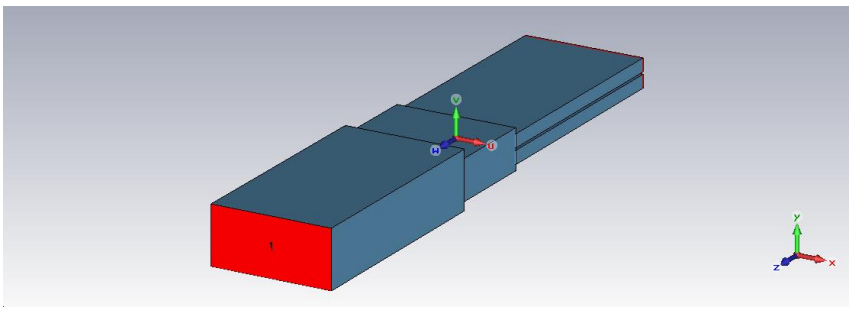

Figura 3. 6 Divisor plano E con etapa adaptadora de menor ancho y con puertos de salida con menor longitud que el de entrada

Tabla 3. 3 Datos Divisor de Potencia diseño 3 [5]

Guía de Entrada	Sección Adaptadora	Guía de Salida
a = 10.50 mm	Longitud = 7.88	10.50 mm
b = 5.00 mm	Alto = 3.50	1.25 mm

Resultados

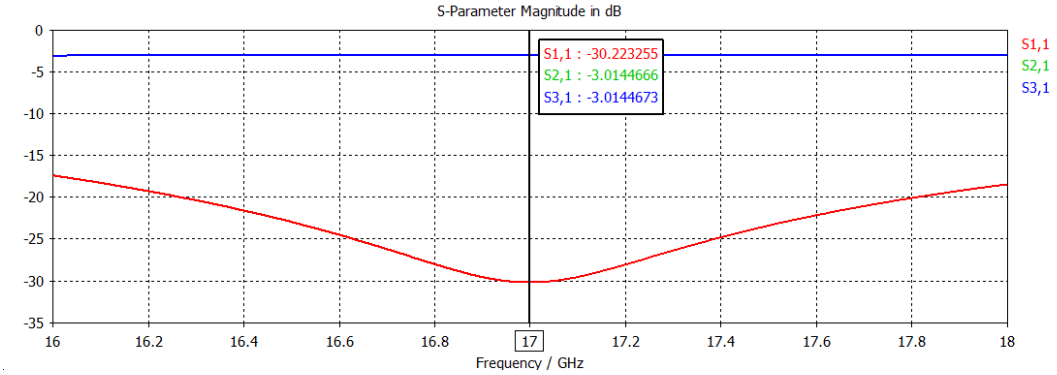

Figura 3. 7 Parámetros S del Divisor plano E con etapa adaptadora de menor ancho y con puertos de salida con menor longitud que el de entrada

Comparando los tres diseños de divisores de potencia, una red de tres puertos, el divisor que se adapta mejor y tiene mejor desempeño es el de una etapa adaptadora con mayor altura a la guía de onda de entrada.

3.1.2 Divisor de Potencia plano H

Un divisor plano H es aquel que la variación se produce en la anchura de la guía de onda, mientras que la altura se mantiene constante a lo largo de todo el divisor tal como se observa en la figura 3.8

3.1.2.1 Divisor plano H dos Etapas adaptadoras

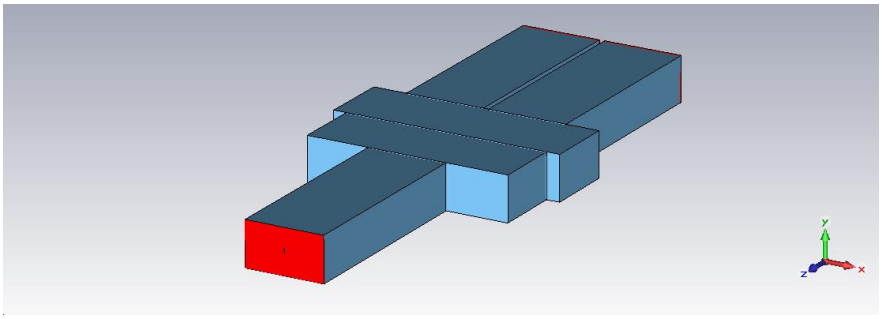

Figura 3. 8 Divisor plano H con dos etapas adaptadoras

Tabla 3. 4 Dimensión secciones adaptadoras [5]

Sección Adaptadora	1	2
Ancho (mm)	17.40	19.80 mm
Largo (mm)	2.40	7.70 mm

Resultados

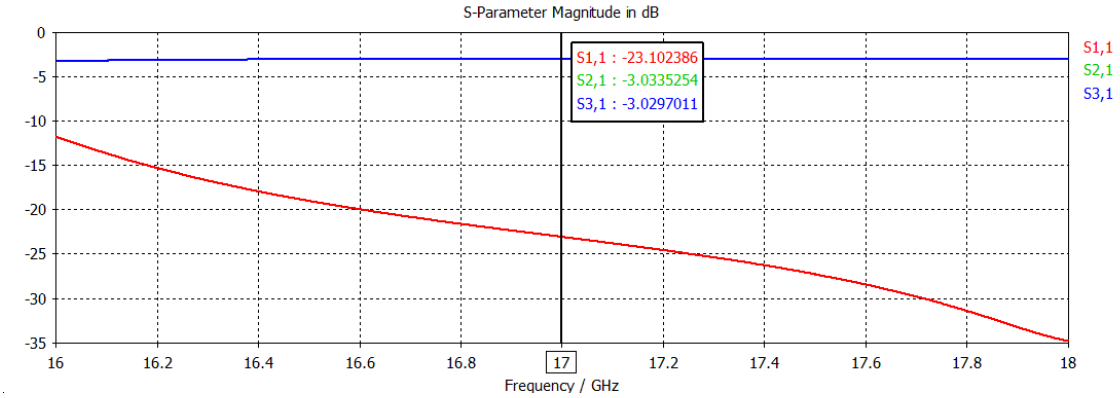

Figura 3. 9 Parámetros S Divisor Plano H con dos etapas adaptadoras.

Como se observa en la figura 3.9 el aislamiento entre 16.6 y 18 GHz es menor a -20 dB. Una característica importante en estos dispositivos es que la fase en los puertos de salida es la misma.

3.1.2.2 Divisor de Potencia con dos etapas adaptadoras

En esta sección se presenta un divisor de potencia de plano H con guías tendrán una dimensión 1.5748 mm y un ancho de 10.5 mm.

En la figura 3.10 se muestra el divisor plano H implementado.

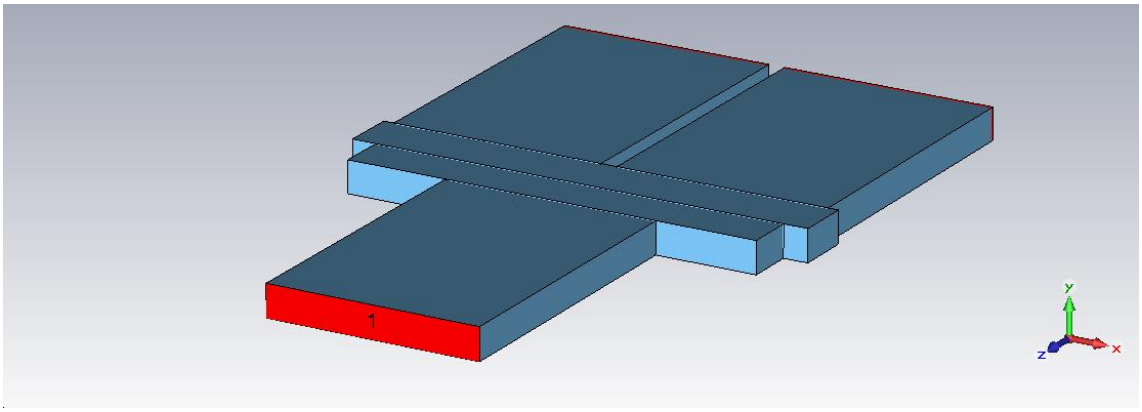

Figura 3. 10 Divisor plano H

Las dimensiones de las secciones adaptadoras del Divisor de potencia se muestran en la Tabla 3.5,

Tabla 3. 5 Dimensión secciones adaptadoras [5]

Sección Adaptadora	1	2
Ancho (mm)	17.94	20.34 mm
Largo (mm)	2.40	7.70 mm

Resultados

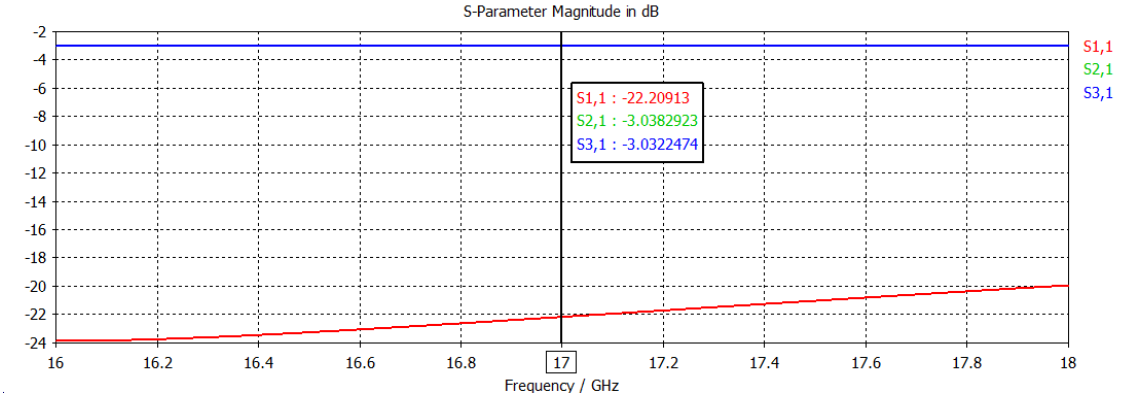

Figura 3. 11 Parámetros S del Divisor de Potencia plano H con dos etapas adaptadoras

La figura 3.11 muestra el aislamiento conseguido en el acoplador que es menor a -20 dB en todo el rango de frecuencia. El acoplamiento en el divisor es igual a -3dB. Las dimensiones que se utilizaron son de guías de onda estándar como la WR-62 o el ancho de un sustrato como ejemplo el de la implementación.

3.2 Acopladores de Potencia Direccionales

En este apartado se diseñara los acopladores direccionales de 4 puertos con relación de potencia arbitraria, o igual en plano H y plano E, cabe recalcar que este tipo de dispositivos tienen una diferencia de fase en los puertos de salida de 90º.

3.2.1 Acoplador de Potencia Tipo Riblet plano H

De acuerdo a [22] la figura 3.12 muestra el diseño de un acoplador Riblet plano H con relación de potencia arbitraria.

La tabla 3.7 muestra los parámetros y especificaciones eléctricas del acoplador diseñado [22]

Tabla 3. 6 Parámetros y Especificaciones eléctricas del acoplador

Banda de Frecuencia	18.5 a 19.5 GHz
Aislamiento	30 dB
Pérdidas de retorno de entrada y salida	30 dB
Acoplamiento (Diagonal y Directo)	3 dB ± 0.2 dB
Variación de fase	90 ° ± 0.5 °
Distancia entre las entradas	> 0.5 mm
Interfaces	WR51

Relación de Potencia r = 1.

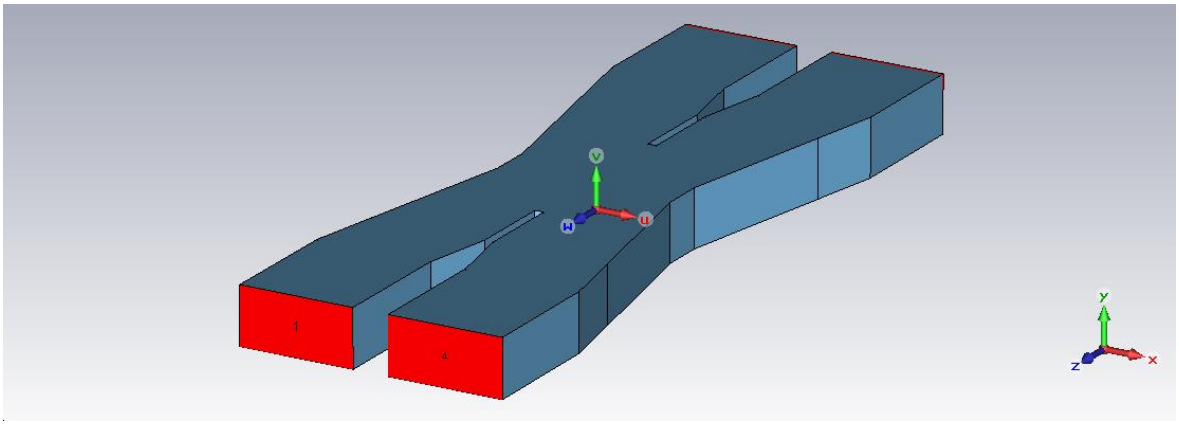

Figura 3. 12 Acoplador Direccional plano H con relación de potencia r = 2

Resultados

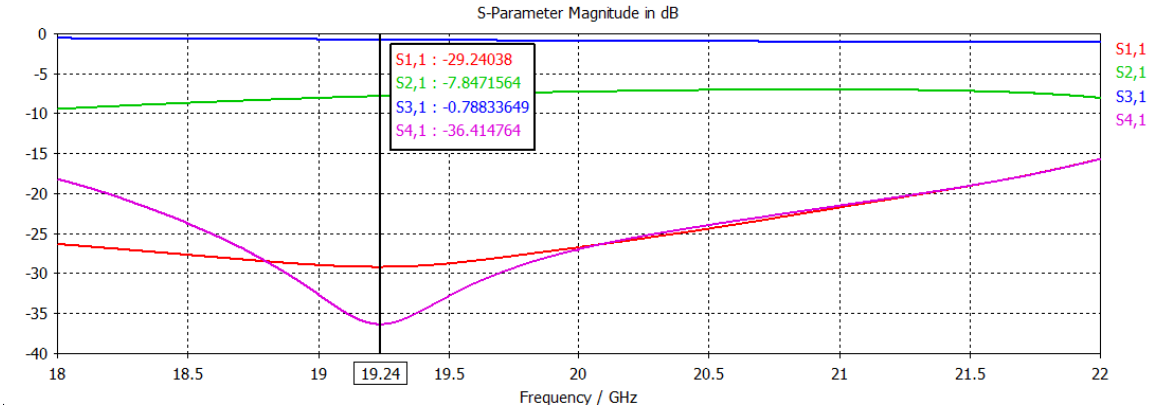

Figura 3. 13 Parámetros S Acoplador Riblet plano H con relación de potencia r =2

Como se muestra en la figura 3.21 la reflexión tanto en el puerto 1 y 4 son igual o menores a -30 dB como especificación eléctrica. Similar a las respuestas presentadas en [22].

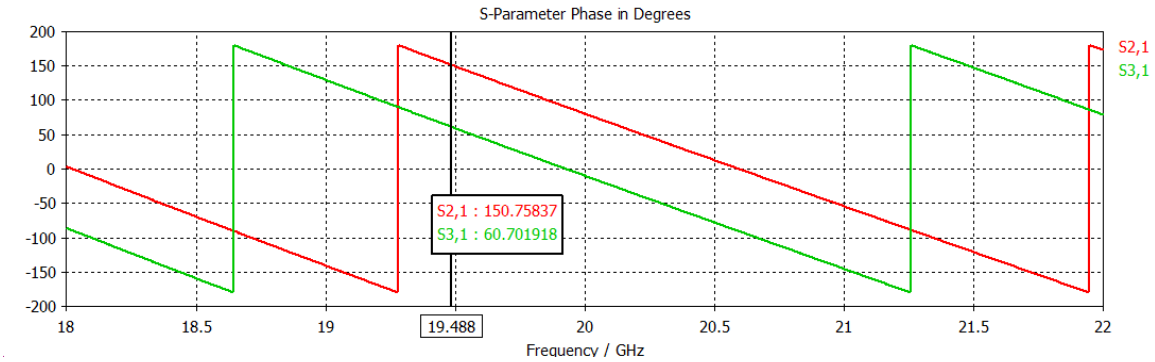

Figura 3. 14 Fases de los Puertos de Salida de Acoplador plano H r=2

Como se muestra en la figura 3.14 las fases tienen una diferencia de 90º entre si comprobándose [22]. A diferencia de los divisores de potencia en la sección anterior tenían una diferencia de fase igual a 0º.

Relación de Potencia r = 1.

En la figura 3.15 se muestra los resultados de un acoplador direccional con relación de potencia r = 1. Las especificaciones técnicas del acoplador están basadas en la tabla 3.7.

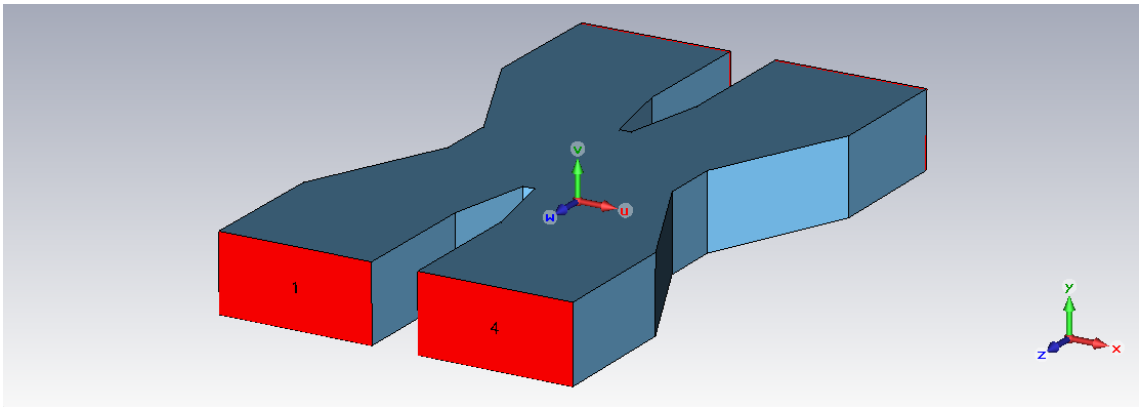

Figura 3. 15 Acoplador Riblet plano H con relación de Potencia r =1

Resultados

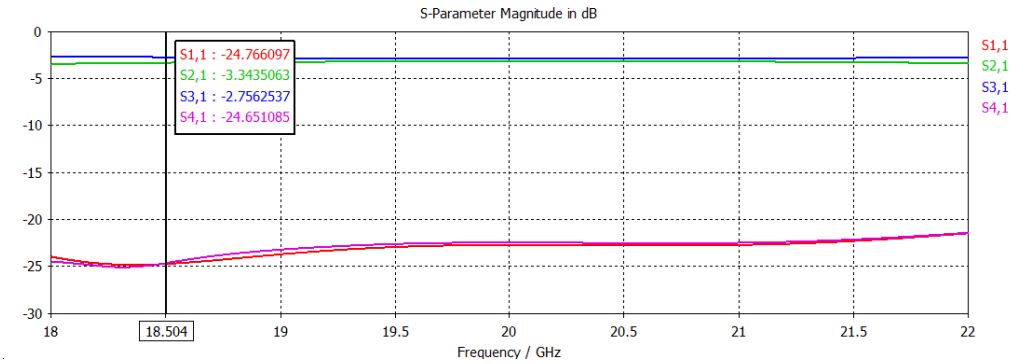

Figura 3. 16 Parámetros S del Acoplador Riblet plano H con relación de potencia r = 1.

Como se observa en la figura 3.14 el acoplamiento es menor a – 20 dB en todo el rango de frecuencia sin embargo el acoplador que con relación de potencia r = 2 tiene mejor acoplamiento.

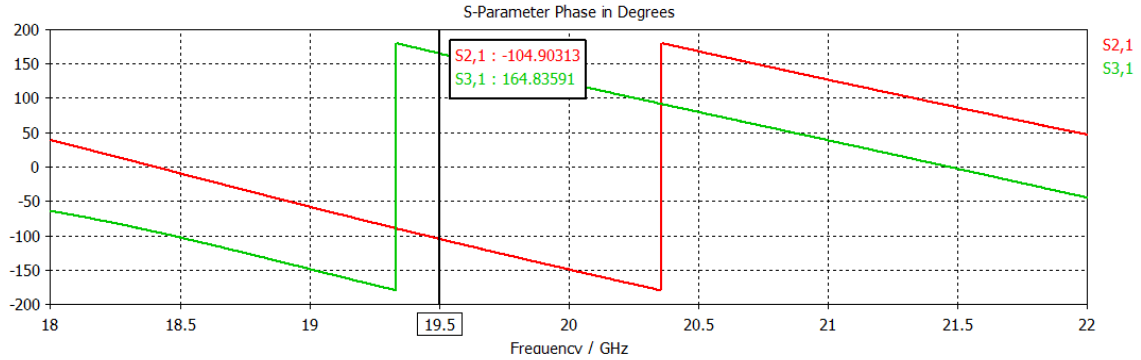

Figura 3. 17 Fases de los Puertos de Salida de Acoplador plano H r=1.

En la figura 3.15 se muestra la diferencia de fase en las salidas del acoplador. Resultados que se cumplen de acuerdo a los parámetros eléctricos de diseño establecidos en la tabla 3.7

Relación de Potencia r = 0.5

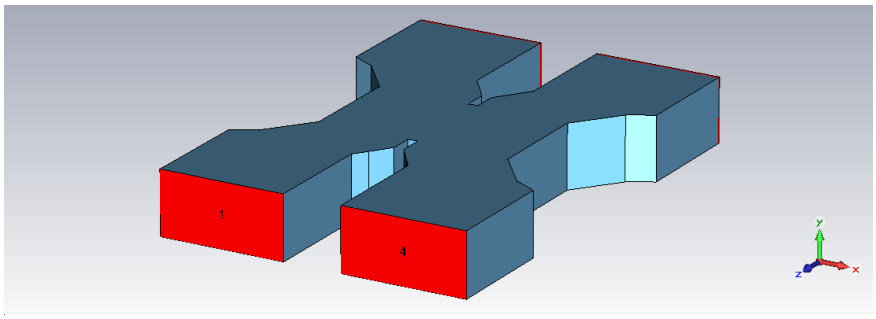

Figura 3. 18 Acoplador Riblet plano H con relación de potencia r = 0.5

Resultados

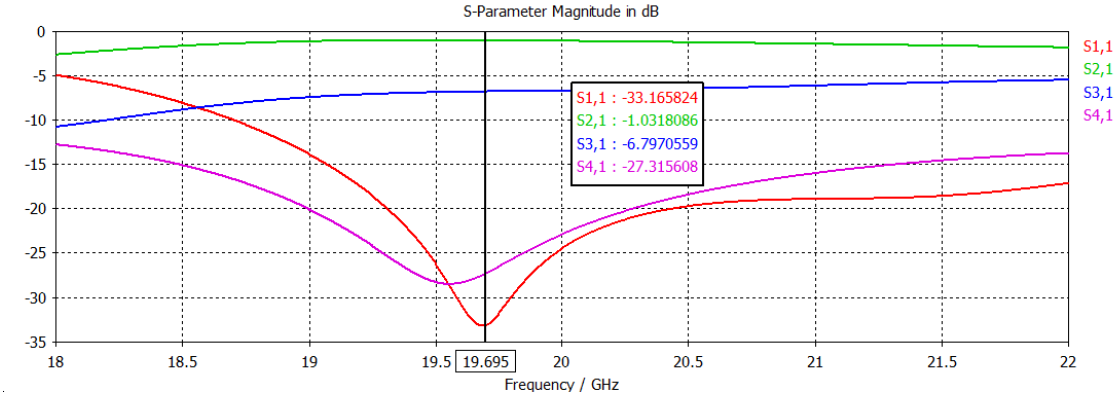

Figura 3. 19 Parámetros S del Acoplador plano H con relación de potencia r = 0.5

Las figuras 3.18 y 3.19 muestras respectivamente los parámetros S del acoplador y las fases de los puertos de salida 2 y 3 con una diferencia de 90º.

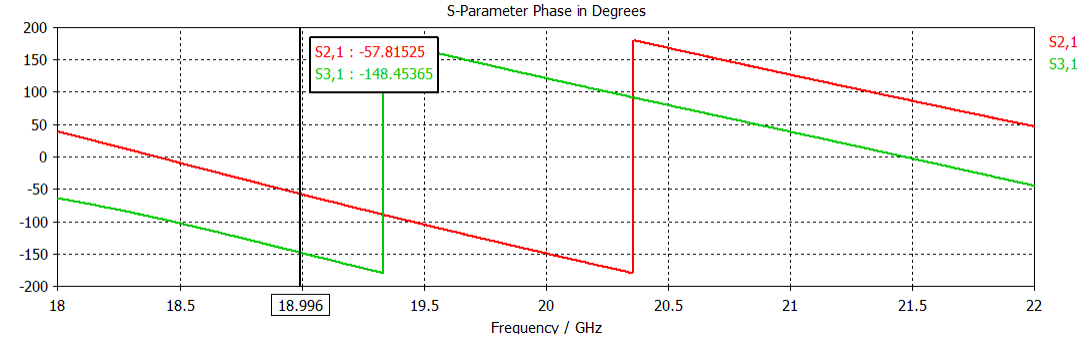

Figura 3. 20 Fases de los Puertos de Salida de Acoplador plano H r=0.5.

Como se observa en la figura 3.20 la diferencia de fases entre S_{21} y S_{31} es de 90º, cumpliéndose las especificaciones establecidas en el diseño.

3.2.2 Acoplador de Potencia Direccional Plano E

En esta sección se presentan diseños de acopladores plano E que a diferencia con el de plano H la variación se realiza en la altura de la guía b. El diseño de los acopladores se basa en la tabla 3.7

Relación de Potencia r = 2.

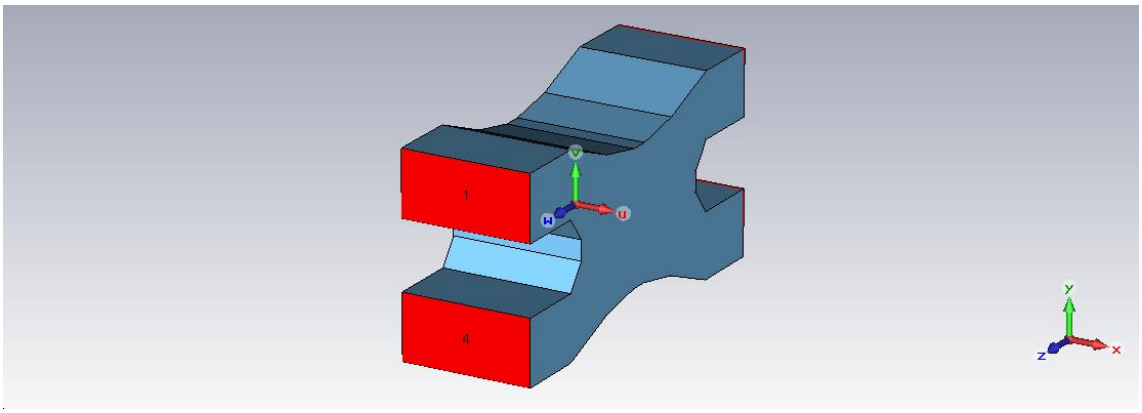

Figura 3. 21 Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 2.

Como se muestra en la figura 3.20 la respuesta del acoplamiento en el puerto 1 es menor a -20 dB en el rango de 18 hasta 20.7 GHz y para el puerto 4 desde 19 hasta 20.5 GHz.

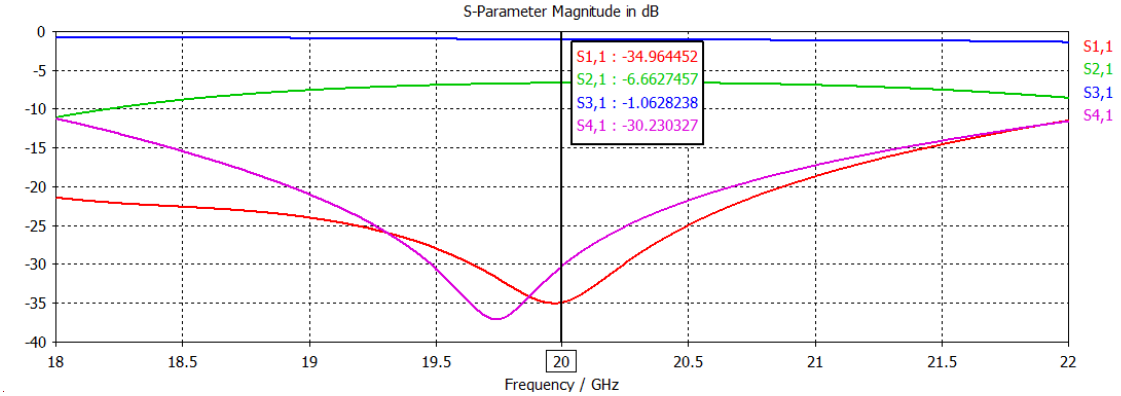

Figura 3. 22 Parámetros S del Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 2.

Como en los acopladores plano H la diferencia de fase en los puertos de salida de la red pasiva es igual a 90 º tal como se muestra en la figura 3.22.

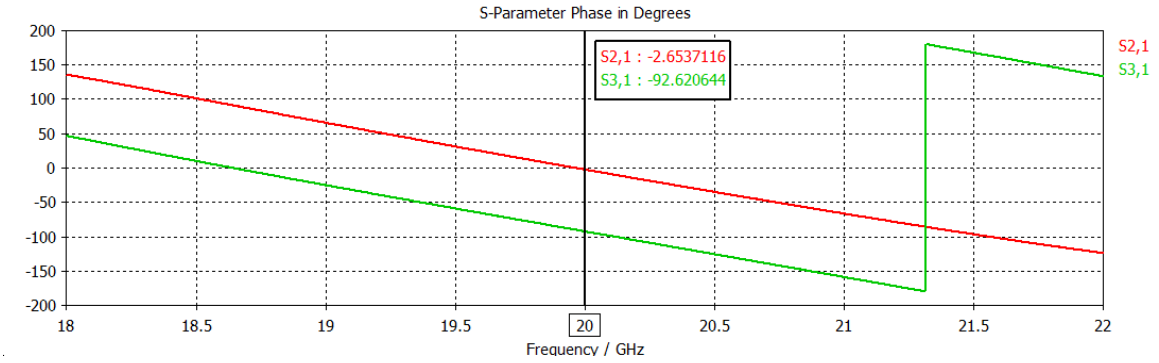

Figura 3. 23 Fases de los Puertos de Salida de Acoplador plano E r=2.

Relación de Potencia r = 1

La figura 3.24 muestra el layout del acoplador plano E en base a la tabla 3.7 con referencia [22].

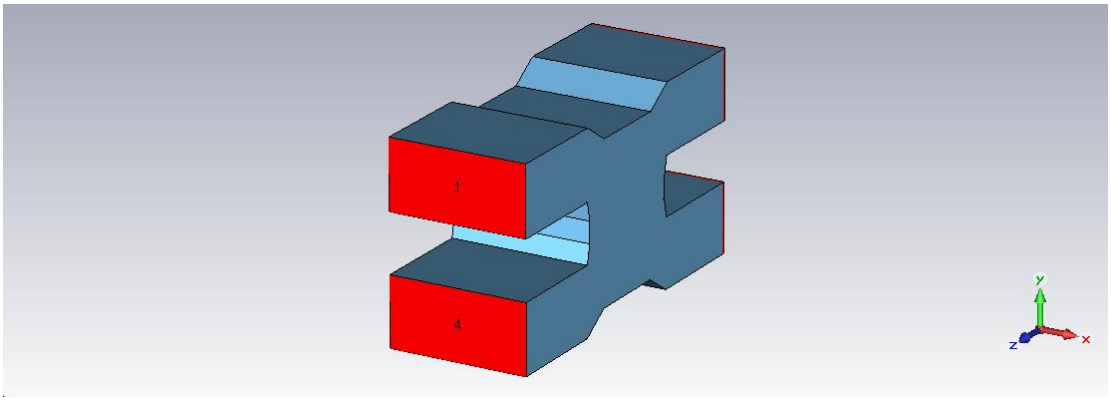

Figura 3. 24 Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 1.

Resultados

La figura 3.25 muestra los parámetros S obtenidos obteniendo un aislamiento menor a -20 dB en el rango de frecuencia de 19 hasta 20.7 GHz en el puerto 1 y 4 de entrada.

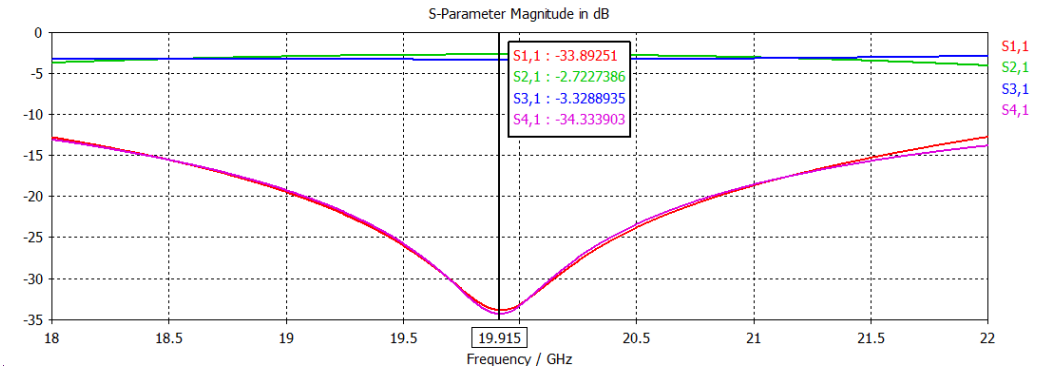

Figura 3. 25 Parámetros S del Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 1.

La figura 3.26 muestra la diferencia de fases entre los puertos de salida 2 y 3.

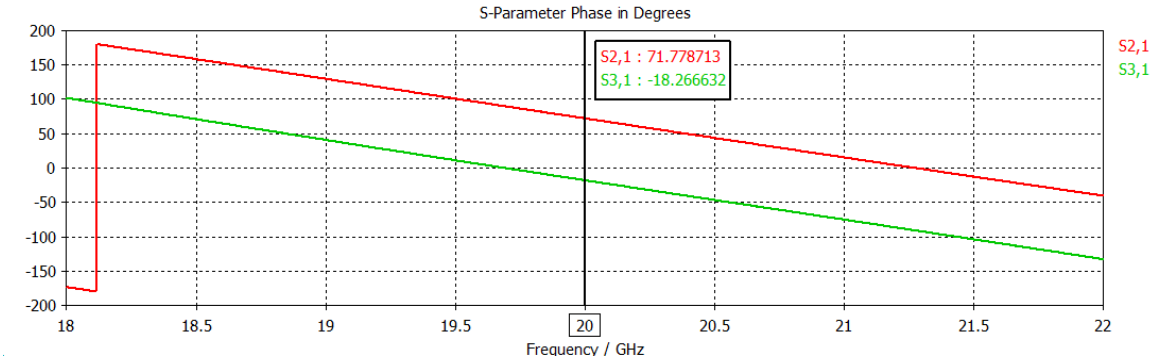

Figura 3. 26 Fases de los puertos de Salida del Acoplador.

Relación de Potencia r = 0.5

La figura 3.27 muestra el layout del acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 0.5 basado en la tabla 3.7 de [22].

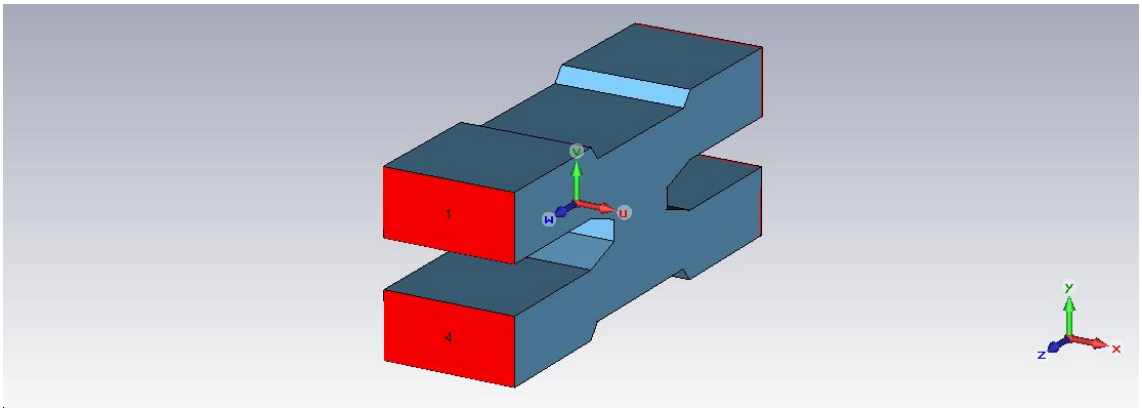

Figura 3. 27 Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 0.5

Resultados

Los resultados del Acoplador plano E con relación de potencia r = 0.5 se muestran en la figura 3.26, se observa que el aislamiento es menor a -20 dB en el rango de frecuencia de 18.5 GHz hasta 21 GHz. También se observa que el acoplador se puede utilizar en aplicaciones de banda ancha.

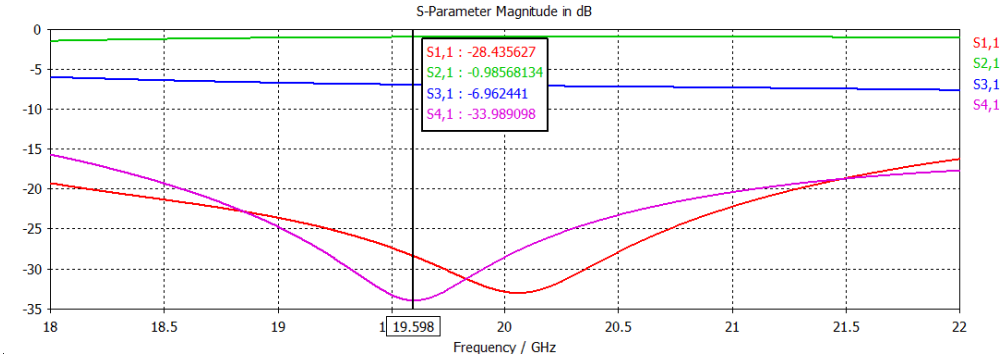

Figura 3. 28 Parámetros S del Acoplador Riblet plano E con relación de potencia r = 0.5.

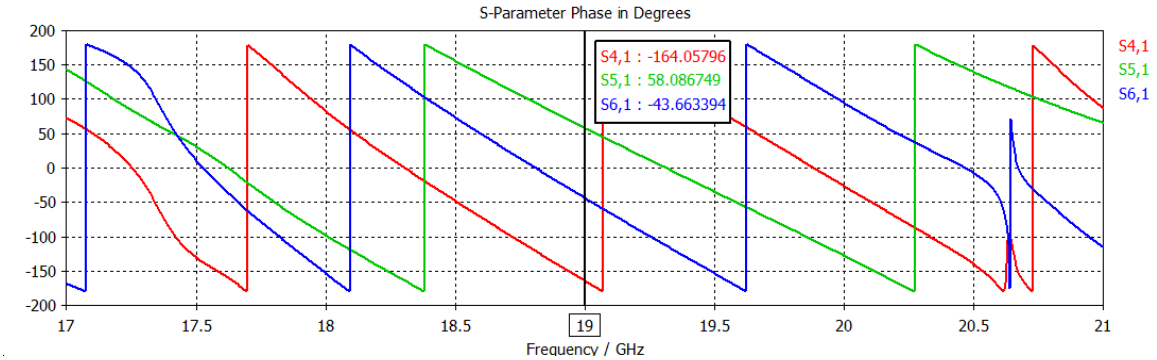

Figura 3. 29 Fases de los puertos de salida de r = 0.5

Tal como se observa en la figura 3.29 la diferencia de fases en el acoplador al igual que en los anteriores diseños es de 90 º.

Con lo que se cumple con el análisis teórico de la matriz de parámetros S que se impone como componente la diferencia de fase de 90º entre los puertos de salida 2 y 3.

Para una relación de potencia arbitraria r = 2 la sección de acoplamiento de los acopladores es más larga, la adaptación también mejora siendo menor a -25 dB en el rango de frecuencia de diseño.

3.2.3 Acoplador Riblet de 6 puertos

Los parámetros de diseño y las especificaciones eléctricas del Acoplador Riblet plano H de 6 puertos se describen en la tabla 3.8

Tabla 3. 7 Requerimientos Eléctricos Acoplador plano H

ÍTEM	Requerimiento
Tecnología	Guía de onda rectangular metálica
Numero de puertos	6 (3 de entrada, 3 de salida)
Layout	Perspectiva en 3D
Frecuencia central	19 GHz
Banda de frecuencia operativa	18.5 hasta 19.5 GHz
Perdidas de retorno	< - 20 dB
Aislamiento	< - 20 dB
Valores de Acoplamiento	Puerto 4: -4.77 dB ± 0.5 Puerto 5: - 4.77 dB ± 0.5 Puerto 6: -4.77 dB ± 0.5
Interfaces	WR-51

De acuerdo al análisis realizado en [23] y en la sección anterior (capítulo 2: Estado del Arte) se implementó uno de los diseños de [23] tal como se muestra en la figura 3.30. Se consigue un acoplamiento menor a -20 dB. en los puertos de entrada, y un acoplamiento de -4.77 dB.

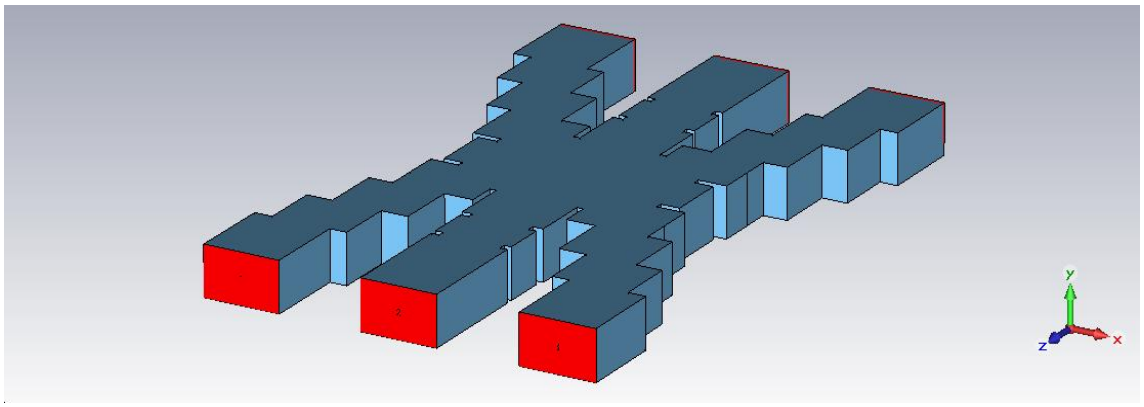

Figura 3. 30 Acoplador plano H de 6 puertos configuración G2

Resultados

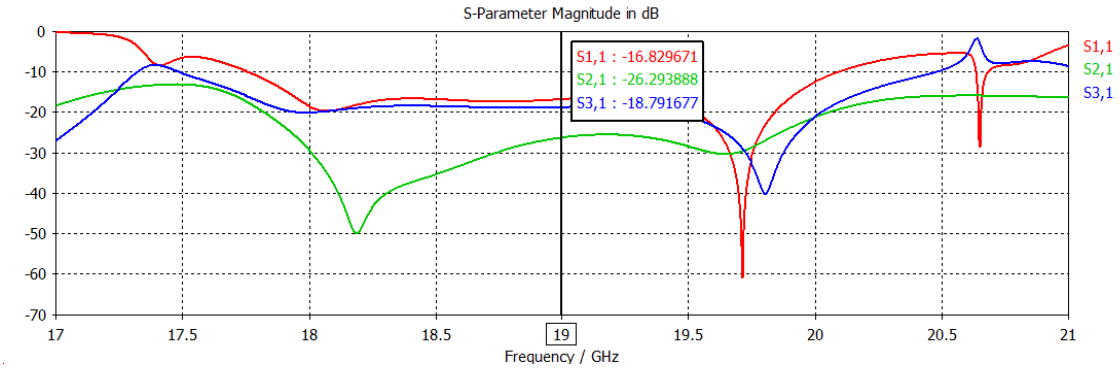

Figura 3. 31 Parámetros S del Acoplador Riblet 6 puertos plano H, puertos de entrada.

En la figura 3.31 se muestra el aislamiento en los puertos de entrada menor a -20 dB ± 1. El acoplamiento en los puertos de salida se cumple con lo impuesto como parámetros de diseño.

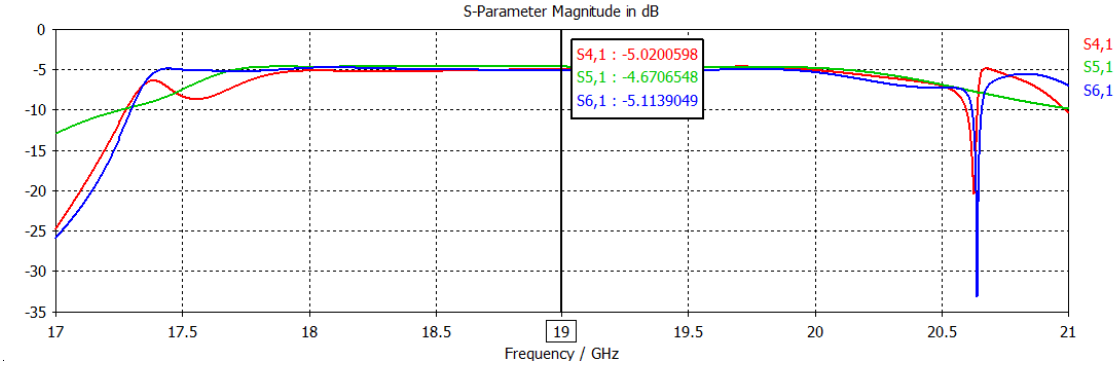

Figura 3. 32 Parámetros S acoplador 6 puertos plano H, puertos de salida.

En la figura 3.32 se muestra la diferencia de fase de los puertos 4 y 6 que de acuerdo al análisis realizado en la anterior sección es igual a 120º.

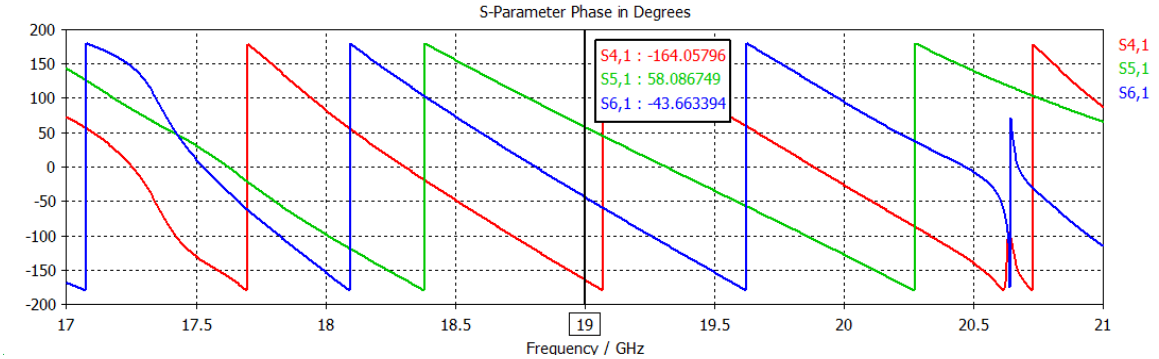

Figura 3. 33 Fases de salida del acoplador de 6 puertos.

4 Capítulo 4: Nuevos Diseños de Redes Divisoras de Potencia

Este capítulo presenta nuevos diseños de redes divisoras de potencia de diferentes tipos en guía de onda rectangular. Estos diseños se han hecho específicamente en este trabajo, aunque se basan en los conceptos de los diseños descritos en el capítulo 2 y capítulo 3.

Más en concreto, se proponen nuevos diseños y la deducción de la matriz de parámetros S de un acoplador direccional de 8 puertos con algunas consideraciones. Primero se presenta el diseño de un acoplador de 6 puertos con 3 secciones acopladoras, luego se presentan un acoplador con 6 puertos con 4 secciones acopladoras, además se presenta un nuevo acoplador de 8 puertos con su respectivo análisis de matriz de parámetros S. Por último se presenta el diseño de un acoplador circular con 9 puertos.

Las funciones de optimización se presentan en cada uno de los diseños, adicionalmente se presenta las dimensiones que se encontraron mediante la optimización.

4.1 Diseño 1

Se propone el diseño de un acoplador de 6 puertos con 3 secciones adaptadoras, tomando en cuenta la tabla 4.1 como especificaciones eléctricas.

Tabla 4. 1 Requerimientos Eléctricos Acoplador plano H de 6 puertos

ÍTEM	Requerimiento
Tecnología	Guía de onda rectangular metálica
Número de puertos	6 (3 de entrada, 3 de salida)
Layout	Perspectiva en 3D, Vista Superior

Frecuencia central	19 GHz
Banda de frecuencia operativa	18.5 hasta 19.5 GHz
Perdidas de retorno	< - 20 dB
Aislamiento	< - 20 dB
Valores de Acoplamiento	Puerto 4: -4.5 dB ± 1 Puerto 5: - 4.5dB ± 1 Puerto 6: -4.5 dB ± 1
Distancia entre entradas	1 mm
Interfaces	WR-51

El valor de la función coste viene dado por la suma de los pesos multiplicados por el valor del parámetro S en ese instante, quedando definida la función como:

$$f(x) = \sum_{i=1}^{Nfreq} (w1i|S_{11}|^2 + w1i|S_{21}|^2 + w1i|S_{21}|^2 + w1i|S_{31}|^2 + w1i|S_{41}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{41}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{51}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{51}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{52}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{52}|_{3dB}{}^2)$$

Una vez realizada la optimización la figura 4.1 muestra acoplador (diseño 1), con tres puertos a la entrada y tres puertos a la salida, con igual relación de potencia a -4.5 dB.

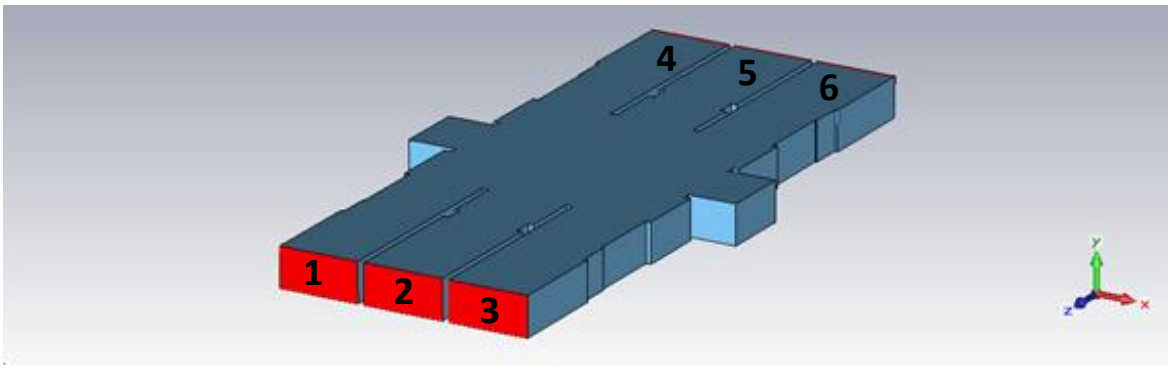

Figura 4. 1 Layout acoplador plano H de 6 puertos diseño 1

Resultados

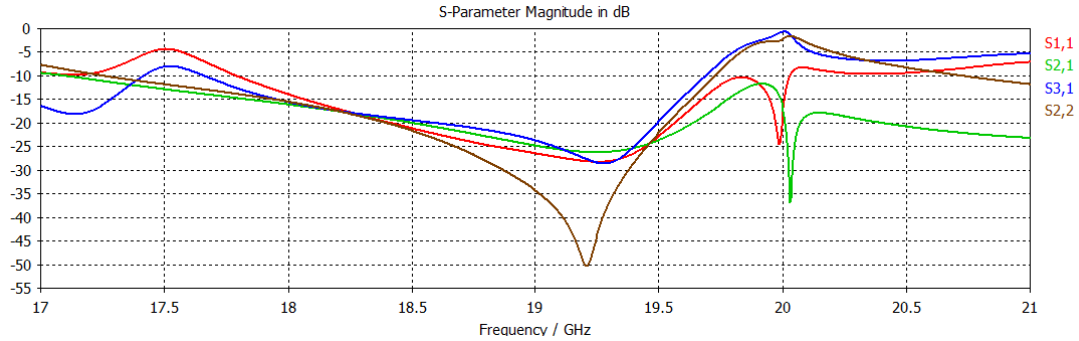

Figura 4. 2 Parámetros S, Reflexión, acoplador 6 puertos diseño 1

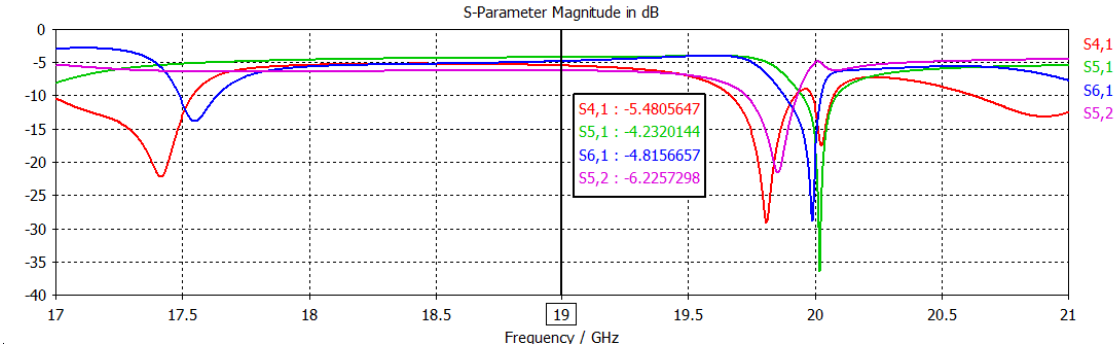

Figura 4. 3 Parámetros S, Transmisión, acoplador 6 puertos diseño 1

Como se muestra en la figura 4.3 y la figura 4.4 la reflexión y transmisión respectivamente cumplen con las especificaciones eléctricas establecidas con una reflexión menor al -20 dB, y un acoplamiento de -4.5 dB.

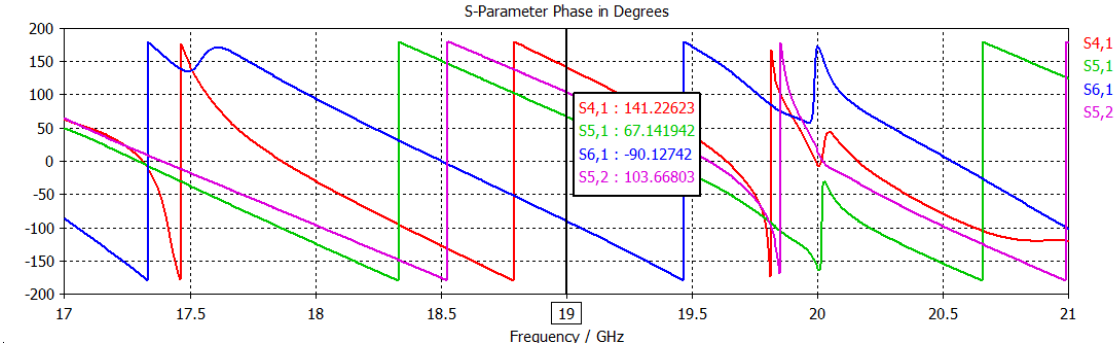

Figura 4. 4 Fases puertos de Salida

La diferencia de fase entre los puertos 6 y 4 tal como se muestra en la figura 4.4 es igual a 128.66º.

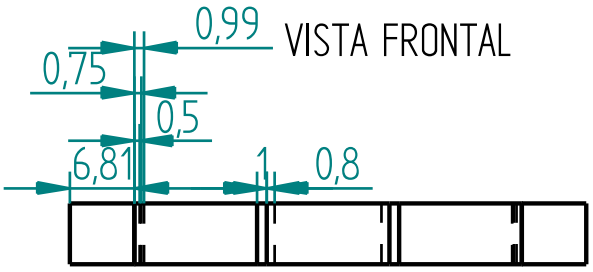

Figura 4. 5 Vista frontal Acoplador con dimensiones en mm

La figura 4.6 muestra las dimensiones que se deben considerar para la construcción del acoplador de 6 puertos tomando como base las dimensiones de la guía WR-42.

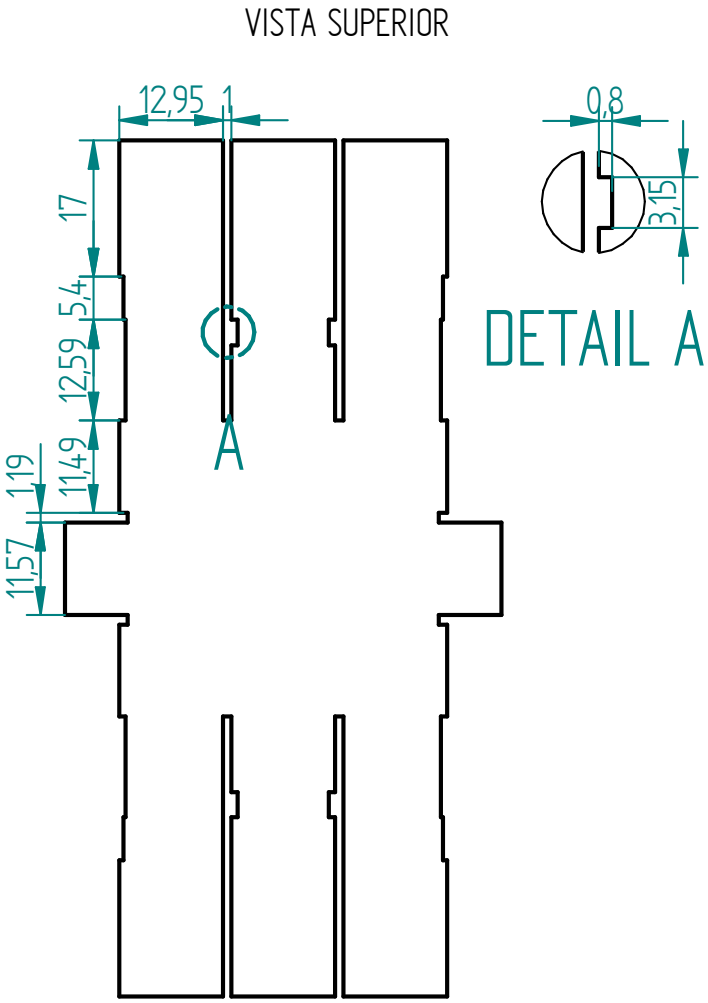

Figura 4. 6 Vista superior Acoplador Direccional plano H de 6 puertos

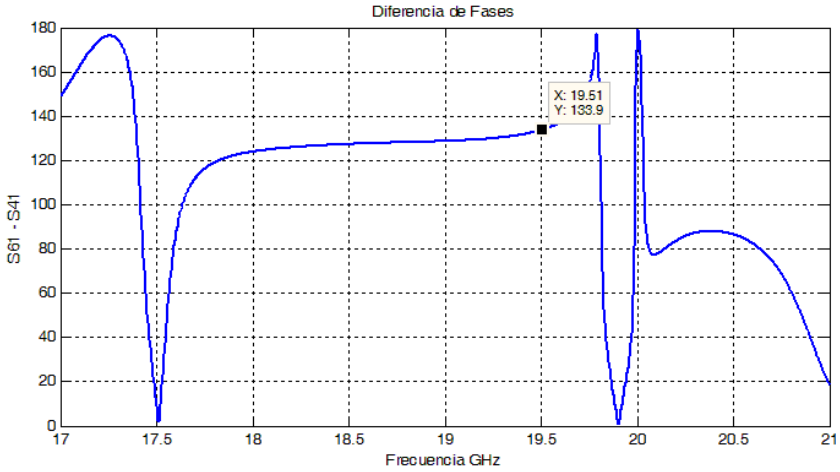

Figura 4. 7 Diferencia de fase entre los puertos 6 y 4

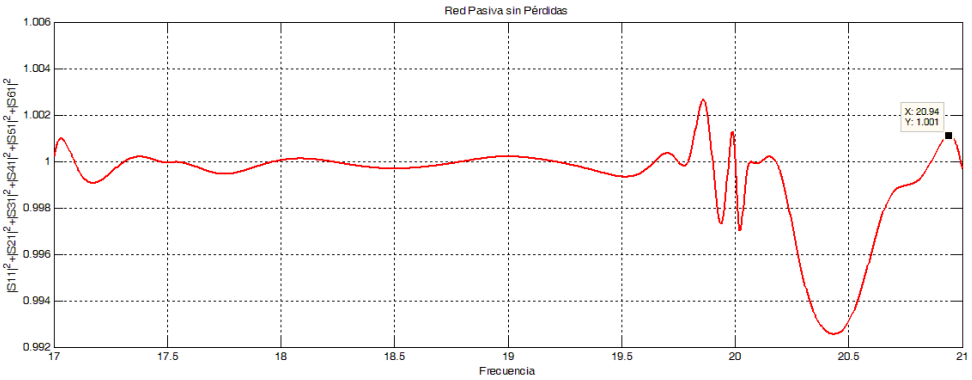

Figura 4. 8 Red Pasiva sin Pérdidas

En la figura 4.7 y la figura 4.8 se muestran los resultados de los experimentos del primer diseño, se verifica que se cumple con las especificaciones eléctricas establecidas en el diseño. Además se puede observar que se cumple con la propiedad de sin perdidas de una red pasiva.

Al realizar la implementación, la longitud de las secciones adaptadoras como se muestra en la figura 4.9, se varían. Al cambiar la longitud se controla la relación de potencia. Para el Diseño 1 se presenta un acoplador con igual relación de potencia a la salida.

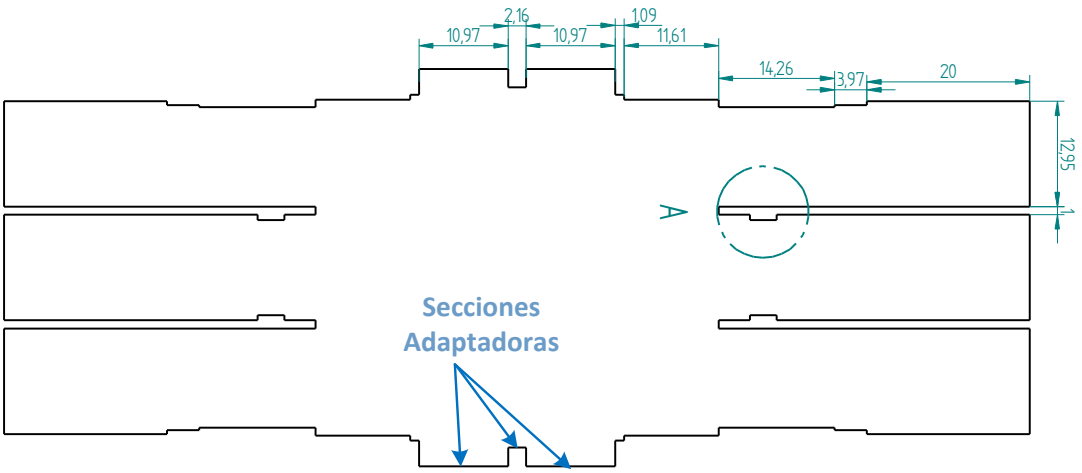

Figura 4. 9 Secciones Adaptadoras de un acoplador de 6 puertos diseño 1

4.2 Diseño 2

Se propone un diseño de acoplador de 6 puertos con 4 secciones adaptadoras de acuerdo a las especificaciones que se detallan en la tabla 4.2. Se aumenta una sección adaptadora entre los puertos de entrada y de salida para comparar la adaptación entre un adaptador de 3 y 4 secciones.

Tabla 4. 2 Requerimientos Eléctricos Acoplador 6 puertos 4 secciones adaptadoras plano H

ÍTEM	Requerimiento
Tecnología	Guía de onda rectangular metálica
Número de puertos	6 (3 de entrada, 3 de salida)
Layout	Perspectiva en 3D, Vista Superior
Frecuencia central	19 GHz
Banda de frecuencia operativa	18.5 hasta 19.5 GHz
Perdidas de retorno	< - 20 dB
Aislamiento	< - 20 dB
Valores de Acoplamiento	Puerto 4: -6 dB ± 1 Puerto 5: - 3 dB ± 1 Puerto 6: -6 dB ± 1
Distancia entre entradas	1 mm
Interfaces	WR-51

La función de coste para la optimización viene dada por:

$$f(x) = \sum_{i=1}^{Nfreq} (w1i|S_{11}|^2 + w1i|S_{21}|^2 + w1i|S_{21}|^2 + w1i|S_{31}|^2 + w1i|S_{41}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{41}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{51}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{51}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{52}|_{3dB}{}^2 + w1i|S_{52}|_{3dB}{}^2)$$

La figura 4.7 muestra una vista en perspectiva del acoplador, como se puede observar se adiciona una sección adaptadora a diferencia del diseño 1.

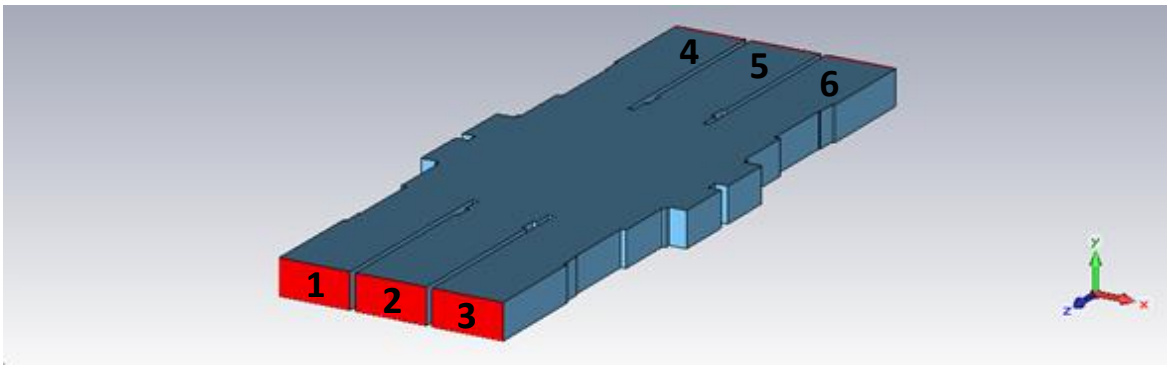

Figura 4. 10 Layout del acoplador de 6 puertos con 4 secciones adaptadoras

Resultados

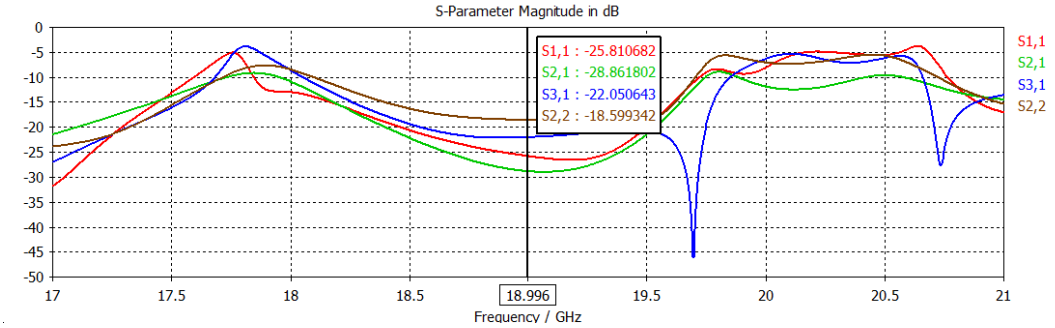

Figura 4. 11 Parámetros S, reflexión en el acoplador 6 puertos 4 secciones adaptadoras diseño 2

Como se observa en la figura 4.11 en el rango de frecuencia de 18.5 hasta 19.5 GHz la reflexión en los puertos de entrada es menos a -20 dB. lo que implica un buen aislamiento cumpliéndose la especificación de la tabla 4.2.

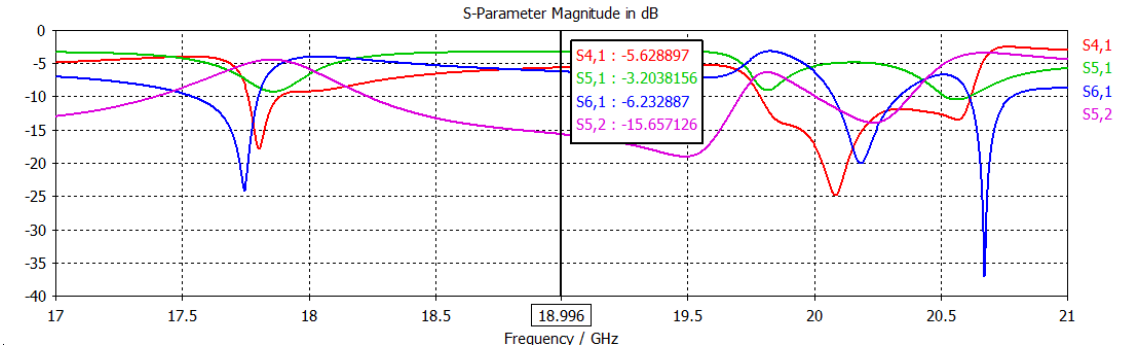

Figura 4. 12 Parámetros S, transmisión en el acoplador 6 puertos 4 secciones adaptadoras diseño 2

La figura 4.12 muestra los parámetros de transmisión, la salida en los puertos 4 y 6 tienen un nivel de potencia de 6 dB y el puerto 5 un nivel de potencia de 3 dB. por lo tanto el acoplador tiene una relación de potencia arbitraria a diferencia del Diseño 1 que tenía un nivel de potencia igual en todas las salidas.

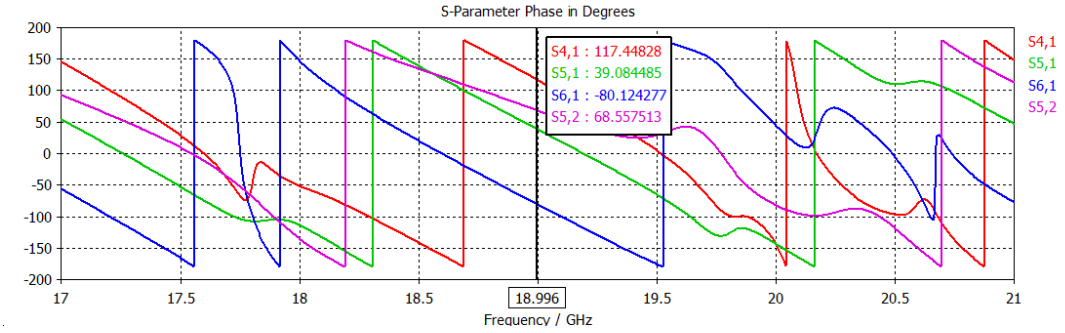

Figura 4. 13 Fases de los puertos de Salida

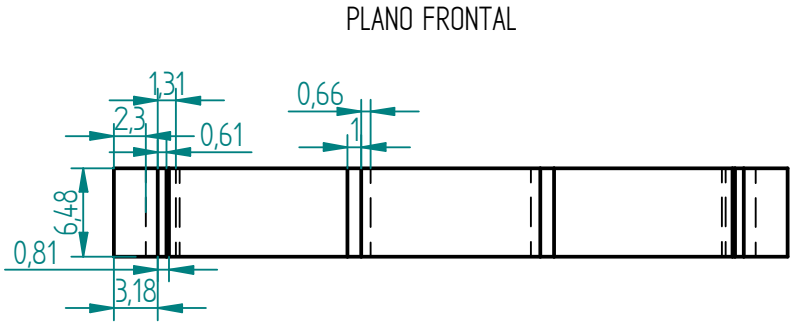

Figura 4. 14 Vista Frontal acoplador 6 puertos 4 secciones adaptadoras

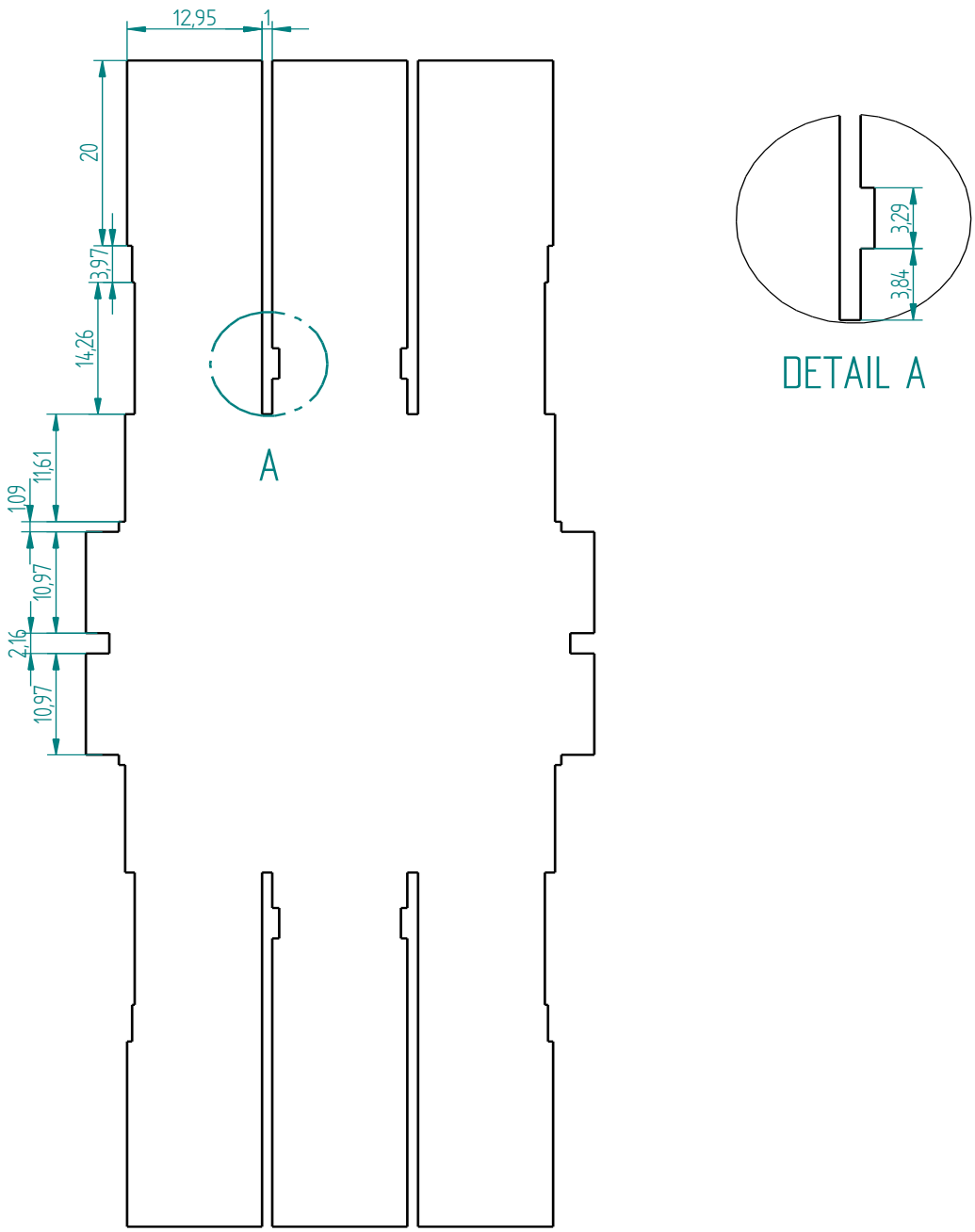

Figura 4. 15 Vista Superior acoplador 6 puertos 4 secciones adaptadoras

Como se puede observar en las figuras 4.14 y 4.15 se propone un diseño con una distancia entre los puertos igual a 1 mm, y con 4 secciones adaptadoras, con la variación de la longitud de estas secciones se puede modificar la relación de potencia entre los puertos de salida.

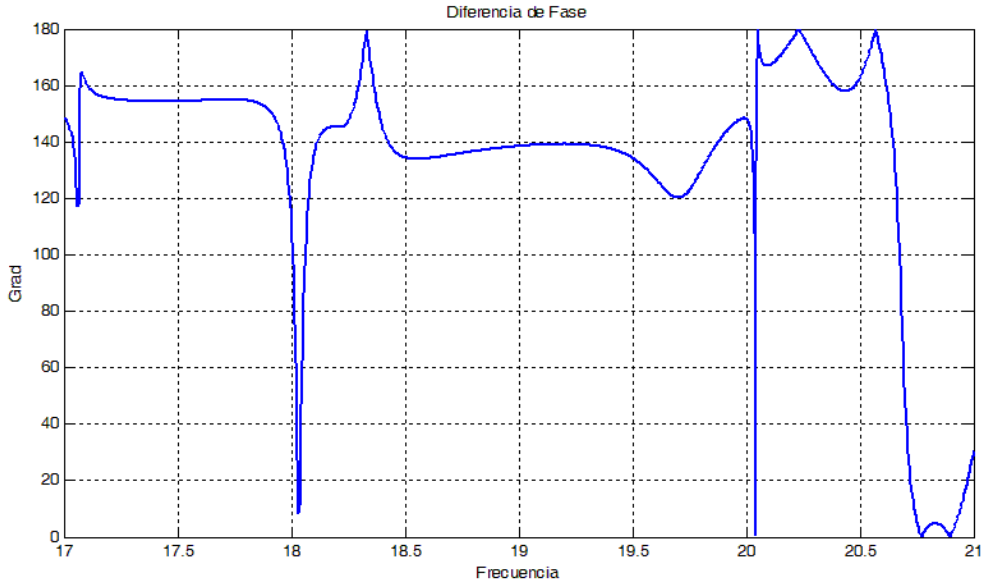

Figura 4. 16 Diferencia de Fases Acoplador 6 puertos

La figura 4.16 muestra la diferencia de fase que se consigue luego de la optimización, existe una diferencia de 20º, esto se debe al desacoplo y asilamiento que existe en los puertos de entrada. sin embargo se mantiene la diferencia se mantiene en todo el rango de diseño.

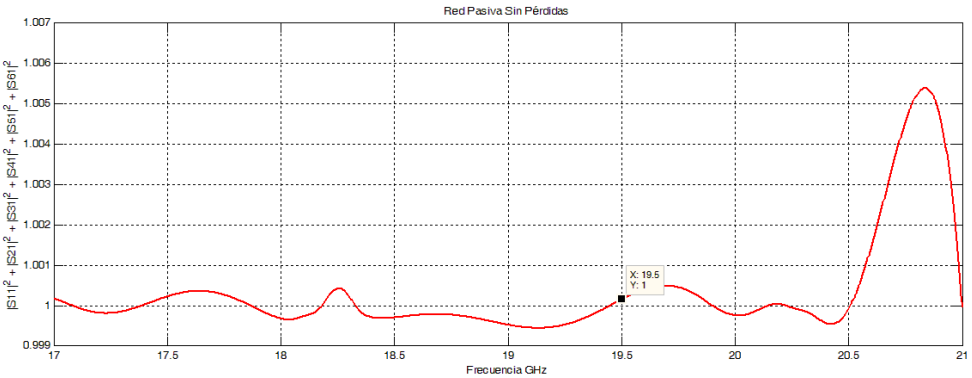

Figura 4. 17 Red Pasiva sin Pérdidas

Para realizar la optimización en este tipo de dispositivos se debe considerar más parámetros de la matriz S. Al considerar más parámetros la optimización se complica y se tarda más, por lo que se recomienda verificar la reflexión en los puertos de entrada y el acoplamiento en los puertos de salida. Para la función de optimización para una red pasiva divisora de potencia de 6 puertos se debe considerar a S_{22} y a S_{52}, con valores de acoplamiento y reflexión igual a los demás parámetros.

Al aumentar las secciones de adaptación entre los puertos de entrada y salida la reflexión y acoplamiento en los puertos se empeora por lo que implica que la función de optimización va a tener un coste más alto que la función de adaptación de un acoplador con menos secciones adaptadoras.

4.3 Diseño 3

El diseño 3 propone un acoplador de 8 puertos con 5 secciones adaptadoras, adicionalmente se realiza el análisis de la matriz de parámetros S, para dispositivos de este tipo, tomando en cuenta los planos de simetría que se muestra en la figura 4.18

4.3.1 Propiedades De La Matriz De Parámetros S De Un Acoplador Direccional De Ocho Puertos con dos planos de simetría

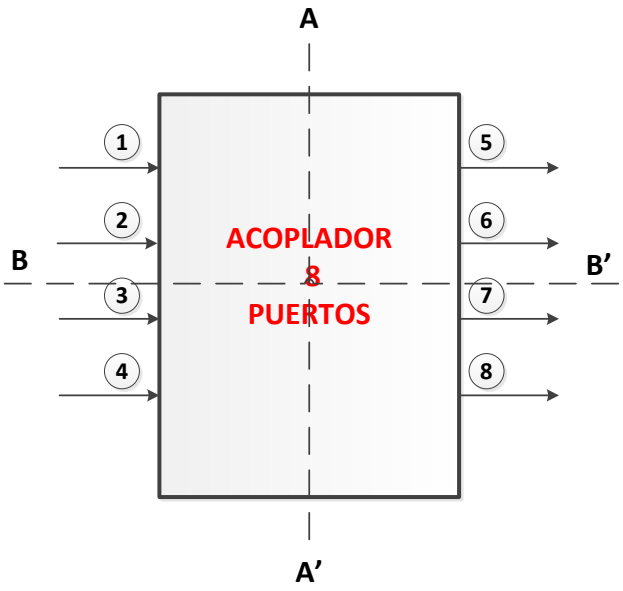

Figura 4. 18 Acoplador 8 puertos con dos planos de simetría

Para un acoplador de 8 puertos como el que se muestra la figura 4.18 la matriz S viene definida por:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} & S_{17} & S_{18} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} & S_{27} & S_{28} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} & S_{37} & S_{38} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} & S_{47} & S_{48} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} & S_{57} & S_{58} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} & S_{67} & S_{68} \\ S_{71} & S_{72} & S_{73} & S_{74} & S_{75} & S_{76} & S_{77} & S_{78} \\ S_{81} & S_{82} & S_{83} & S_{84} & S_{85} & S_{86} & S_{87} & S_{88} \end{bmatrix}$$

Si la red está adaptada y todos los puertos están aislados entonces se cumple que:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{55} = S_{66} = S_{77} = S_{88} = 0$$

Si las entradas están perfectamente aisladas entre si entonces se define que:

$$S_{12} = S_{13} = S_{14} = S_{23} = S_{24} = S_{34} = 0$$

Si las salidas están perfectamente aisladas entre si entonces se asume que:

$$S_{56} = S_{57} = S_{58} = S_{67} = S_{68} = S_{78} = 0$$

Tomando en cuenta estas condiciones la matriz de parámetros S queda definida por:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & S_{15} & S_{16} & S_{17} & S_{18} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{25} & S_{26} & S_{27} & S_{28} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{35} & S_{36} & S_{37} & S_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{45} & S_{46} & S_{47} & S_{48} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{71} & S_{72} & S_{73} & S_{74} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{81} & S_{82} & S_{83} & S_{84} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Si se considera que la red pasiva es recíproca entonces se cumple que:

$$S_{ij} = S_{ji}$$

Considerando los planos de simetría entonces se cumplen las siguientes igualdades:

$$S_{15} = S_{51} \; ; \; S_{16} = S_{61}$$

$$S_{17} = S_{71} \; ; \; S_{18} = S_{81}$$

$$S_{52} = S_{61} \; ; \; S_{83} = S_{74}$$

$$S_{74} = S_{61}$$

$$S_{82} = S_{71} = S_{53} = S_{46}$$

$$S_{27} = S_{36}\ ;\ S_{54} = S_{81}$$

$$S_{37} = S_{26}$$

Tomando en cuenta las igualdades la matriz de parámetros S para un acoplador de 8 puertos quedaría definida por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{S_{51}} & \boldsymbol{S_{61}} & \boldsymbol{S_{71}} & \boldsymbol{S_{81}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{S_{61}} & \boldsymbol{S_{62}} & \boldsymbol{S_{72}} & \boldsymbol{S_{71}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{S_{71}} & \boldsymbol{S_{72}} & \boldsymbol{S_{62}} & \boldsymbol{S_{61}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{S_{81}} & \boldsymbol{S_{71}} & \boldsymbol{S_{47}} & \boldsymbol{S_{51}} \\ \boldsymbol{S_{51}} & \boldsymbol{S_{61}} & \boldsymbol{S_{71}} & \boldsymbol{S_{81}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{S_{61}} & \boldsymbol{S_{62}} & \boldsymbol{S_{72}} & \boldsymbol{S_{71}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{S_{71}} & \boldsymbol{S_{72}} & \boldsymbol{S_{62}} & \boldsymbol{S_{61}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{S_{81}} & \boldsymbol{S_{71}} & \boldsymbol{S_{61}} & \boldsymbol{S_{51}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

Si aplicamos la condición de una red pasiva sin pérdidas se debe cumplir que:

$$S * S' = U$$

El cual se utiliza para derivar el sistema de ecuaciones:

$$e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 51} + e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 72}.e^{-j\varphi 71} + e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 81} = 0, \quad (1)$$

$$e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 51} + e^{j\varphi 72}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 71} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 81} = 0, \quad (2)$$

$$e^{j\varphi 81}.e^{-j\varphi 51} + e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 71} + e^{j\varphi 51}.e^{-j\varphi 81} = 0, \quad (3)$$

$$e^{j\varphi 51}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 62} + e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 72} + e^{j\varphi 81}.e^{-j\varphi 71} = 0, \quad (4)$$

$$e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 72}.e^{-j\varphi 62} + e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 72} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 71} = 0, \quad (5)$$

$$e^{j\varphi 81}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 62} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 72} + e^{j\varphi 51}.e^{-j\varphi 71} = 0, \quad (6)$$

Para que se cumpla que es una red pasiva sin pérdidas se asume que:

$$\varphi_{62} = \varphi_{72}$$

De (5)

$$e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 72}.e^{-j\varphi 62} + e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 72} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 71} = 0, \quad (5)$$

$$e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 61}+1+1+e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 71}=0,$$
$$e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 61}+e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 71}=-2,$$
$$\frac{e^{j(\varphi 71-\varphi 61)}+e^{-j(\varphi 71-\varphi 61)}}{2}=-1,$$
$$\cos(\varphi 71-\varphi 61)=-1$$
$$\varphi 71=\pi+\varphi 61$$

De acuerdo a (5) entonces se cumple que la diferencia de fase entre $\varphi 71-\varphi 61$, debe ser igual a π. Condición que se debe cumplir para que sea una red pasiva sin pérdidas.

De (3)

$$e^{j\varphi 81}.e^{-j\varphi 51}+e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 61}+e^{-j\varphi 71}.e^{j\varphi 61}+e^{-j\varphi 81}.e^{j\varphi 51}=0, \quad (3)$$
$$e^{j(\varphi 81-\varphi 51)}+e^{j(\varphi 71-\varphi 61)}+e^{-j(\varphi 71-j\varphi 61)}+e^{-j(\varphi 81-\varphi 51)}=0$$
$$e^{j(\varphi 81-\varphi 51)}+e^{-j(\varphi 81-\varphi 51)}-2=0$$
$$cos(\varphi 81-\varphi 51)=1$$
$$\varphi 81-\varphi 51=0$$
$$\varphi 81=\varphi 51$$

En (3) se deduce que entre el puerto 5 y 8 no existe desfase a la salida, a diferencia de los puertos 6 y 7.

De (1)

$$e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 51}+e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 61}+e^{j\varphi 72}.e^{-j\varphi 71}+e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 81}=0, \quad (1)$$
$$e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 51}+e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 51}+e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 61}+e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 71}=0$$
$$e^{-j\varphi 51}(e^{j\varphi 61}+e^{j\varphi 71})+e^{j\varphi 62}(e^{-j\varphi 61}+e^{-j\varphi 71})=0$$
$$e^{-j\varphi 51}(e^{j\varphi 61}+e^{j(\varphi 61+\pi)})+e^{j\varphi 62}(e^{-j\varphi 61}+e^{-j(\varphi 61+\pi)})=0$$
$$e^{-j\varphi 51}.e^{j\varphi 61}\left(1+e^{j\pi}\right)+e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 61}(1+e^{-j\pi})=0$$
$$e^{-j\varphi 51}.e^{j\varphi 61}+e^{j\varphi 62}.e^{-j\varphi 61}=0$$
$$e^{j(\varphi 61-j\varphi 51)}+e^{j(\varphi 62-\varphi 61)}=0$$
$$e^{j(\varphi 61-j\varphi 51)}=-e^{j(\varphi 62-\varphi 61)}$$

De (4)

$$e^{j\varphi 51}.e^{-j\varphi 61} + e^{j\varphi 61}.e^{-j\varphi 62} + e^{j\varphi 71}.e^{-j\varphi 72} + e^{j\varphi 81}.e^{-j\varphi 71} = 0, \quad (4)$$

$$e^{-j(\varphi 61-\varphi 51)} - e^{j(\varphi 61-\varphi 51)} + e^{j(\varphi 71-\varphi 62)} + e^{-j(\varphi 71-\varphi 51)} = 0$$

$$e^{-j(\varphi 61-\varphi 51)} - e^{j(\varphi 61-\varphi 51)} + e^{j(\pi+\varphi 61-\varphi 62)} + e^{-j(\varphi 71-\varphi 51)} = 0$$

$$e^{-j(\varphi 61-\varphi 51)} - e^{j(\varphi 61-\varphi 51)} + e^{j(\varphi 61-\varphi 51)} + e^{-j(\varphi 71-\varphi 51)} = 0$$

$$e^{-j(\varphi 61-\varphi 51)} = -e^{-j(\varphi 71-\varphi 51)}$$

Del análisis de la matriz S se puede concluir que para un caso particular se debe asumir que las fases entre S_{62} y S_{72} deben ser iguales.

De acuerdo a la matriz de parámetros S de una red pasiva de 8 puertos, se define las siguientes especificaciones eléctricas para el acoplador

4.3.1.1 Acoplador 8 Puertos 5 Secciones Adaptadoras

La tabla 4.3 muestra las especificaciones eléctricas del acoplador de 8 puertos plano H propuesto como diseño 3.

Tabla 4. 3 Requerimientos Eléctricos Acoplador plano H

ÍTEM	Requerimiento
Tecnología	Guía de onda rectangular metálica
Número de puertos	8 (4 de entrada, 4 de salida)
Layout	Perspectiva en 3D, Vista Superior Vista Frontal
Frecuencia central	19 GHz
Banda de frecuencia operativa	18.5 hasta 19.5 GHz
Perdidas de retorno	< - 20 dB
Aislamiento	< - 20 dB
Acoplamiento	- 4.7 dB
Valores de Acoplamiento	Puerto 5: -6.02 dB ± 0.5 Puerto 6: - 6.02 dB ± 0.5 Puerto 7: -6.02 dB ± 0.5 Puerto 8: -6.02 dB ± 0.5
Distancia entre entradas	1 mm
Interfaces	WR-51

Para la optimización se emplea una función de coste de la forma:

$$f(x) = \sum_{i=1}^{Nfreq} \left(w1i|S_{11}|^2 + w1i|S_{21}|^2 + w1i|S_{31}|^2 + w1i|S_{41}|^2 + w1i|S_{22}|^2 \right.$$
$$+ w1i|S_{51}|_{6dB}{}^2 + w1i|S_{51}|_{7dB}{}^2 + w1i|S_{61}|_{6dB}{}^2 + w1i|S_{61}|_{7dB}{}^2$$
$$+ w1i|S_{71}|_{6dB}{}^2 + w1i|S_{71}|_{7dB}{}^2 + w1i|S_{73}|_{6dB}{}^2 + w1i|S_{73}|_{7dB}{}^2 \Big)$$
$$+ w1i|S_{62}|_{6dB}{}^2 + w1i|S_{62}|_{7dB}{}^2$$

De acuerdo a las especificaciones eléctricas y de acuerdo a la función de coste de optimización se presenta el layout del acoplador.

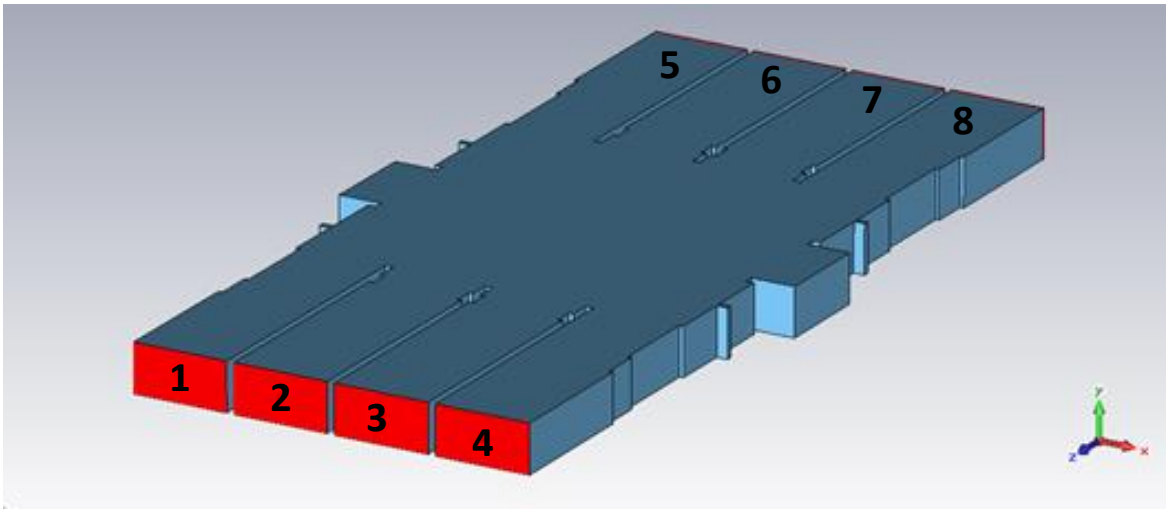

Figura 4. 19 Layout acoplador 8 puertos

Resultados

La figura 4.15 muestra el aislamiento conseguido en el acoplador con 5 secciones es menor a -13 dB en S_{21} y S_{41}, pero en S_{11} y S_{31} es menor a -20 dB.

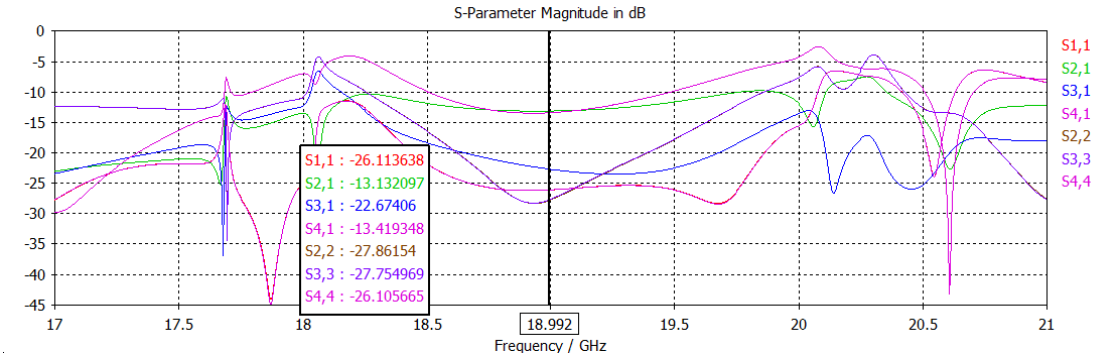

Figura 4. 20 Parámetros S de Aislamiento

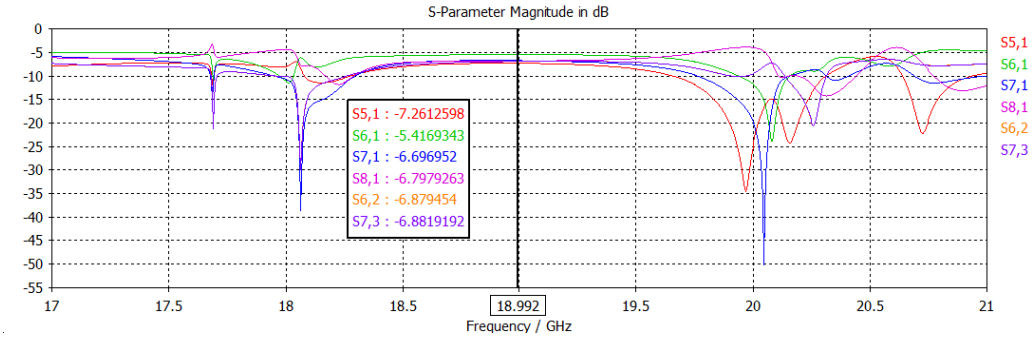

Figura 4. 21 Parámetros S de Acoplamiento

De acuerdo a las especificaciones eléctricas fijadas para el diseño de la figura 4.19 se muestra el acoplamiento conseguido en los puertos de salida, que de acuerdo al número de puertos en este caso N igual a 4, se debe conseguir -6.02 dB. Para la optimización se consideró parámetros de transmisión tales como el S_{62} y S_{73}, consiguiendo un acoplamiento de -6.88 dB.

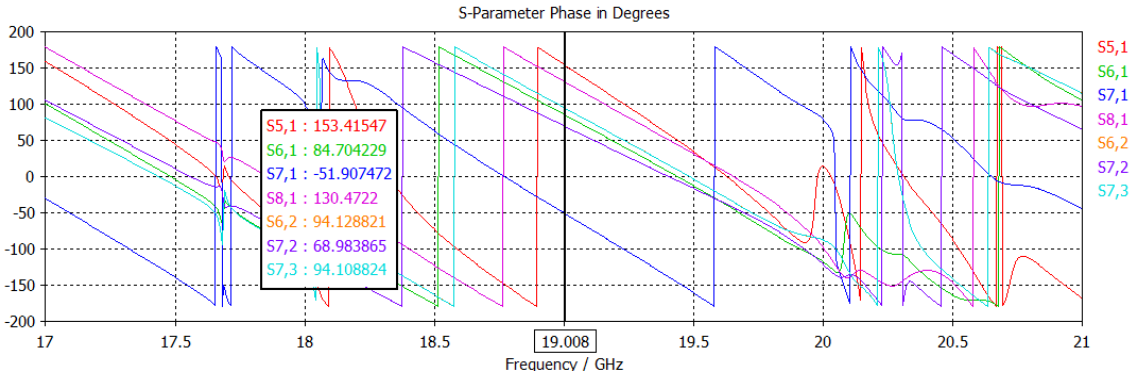

Figura 4. 22 Fases de puertos de Salida.

De acuerdo a los planos de simetría impuestos y a los parámetros de diseño fijados las fases S_{62} y S_{72} tienen una diferencia de 0º, para el caso del diseño tienen 30º,

debido al aislamiento de -13 dB en el puerto 2. Las otras condiciones se analizaran en la sección 5 de resultados. Cabe recalcar que el acoplamiento se cumple en los 4 puertos.

La figura 4.23 y la figura 4.24 muestran las dimensiones en el acoplador una vez realizada la optimización. Las figuras sirven de base para futuras construcciones del acoplador.

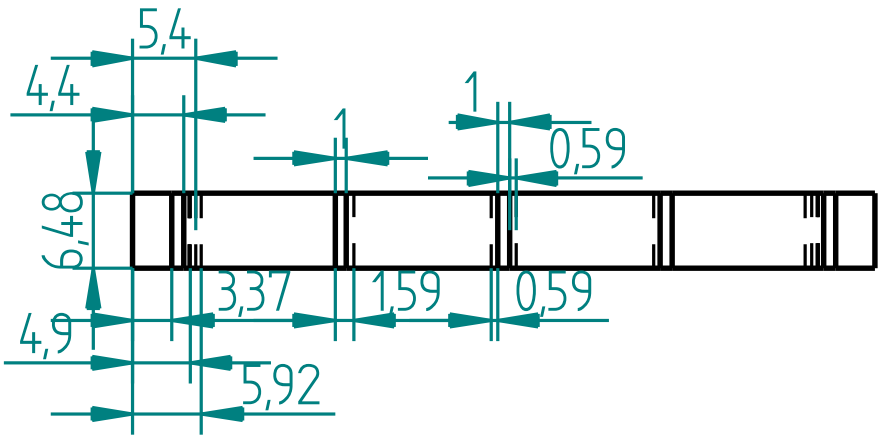

Figura 4. 23 Vista Frontal del Acoplador de 8 puertos.

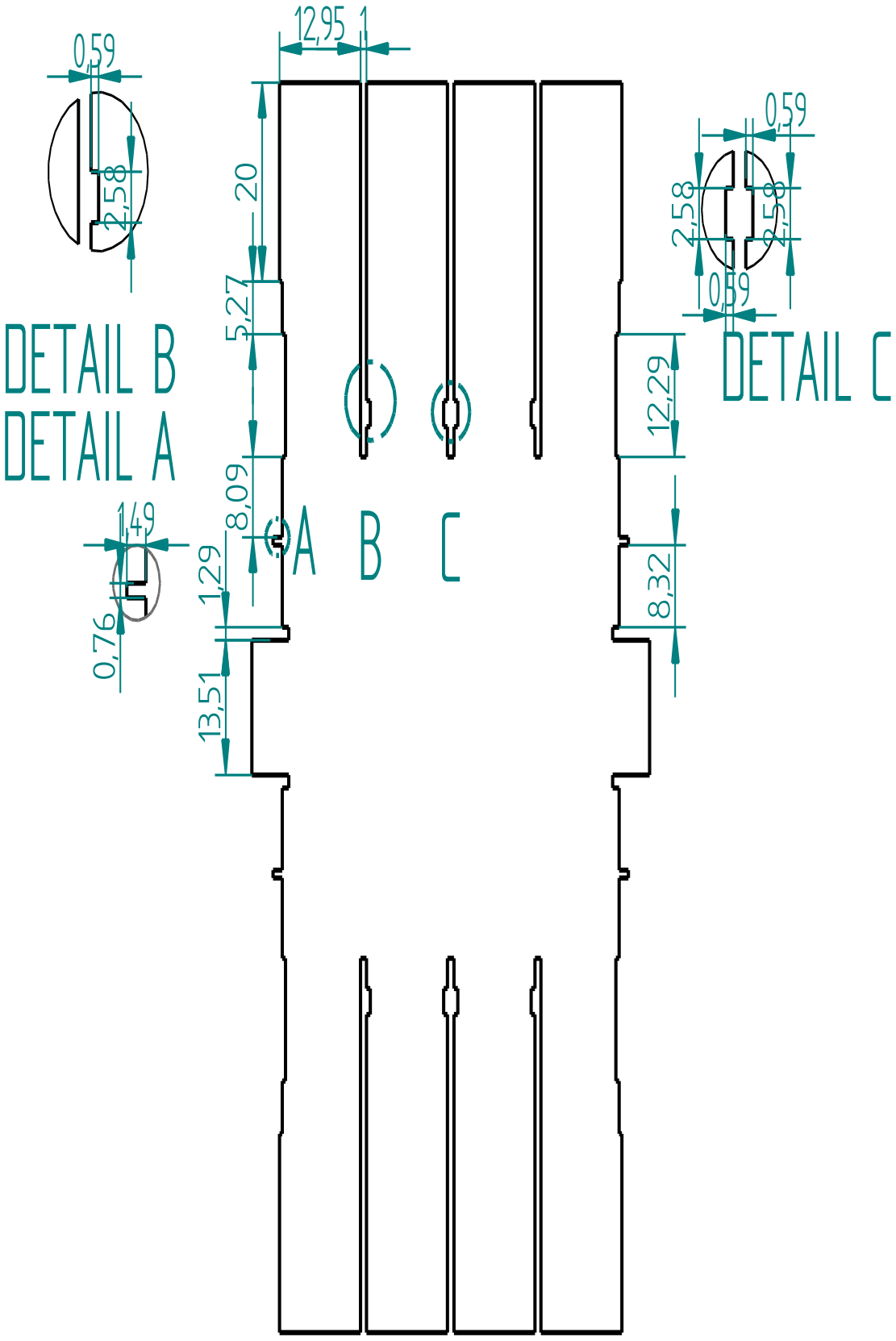

Figura 4. 24 Vista Superior Acoplador 8 puertos

De acuerdo al número de secciones de adaptación que se utilice, el aislamiento es más difícil de conseguir ya que existen más grados de libertad al momento de acoplar.

Si se aumenta el número de puertos al dispositivo pasivo, mayor número de parámetros debo tomar en cuenta al momento de optimizar la señal y la función de coste tendrá inicialmente un valor muy alto.

Si aumento el número de puertos en el dispositivo el aislamiento en los puertos será más difícil de conseguir tal como se observa en los en los resultados.

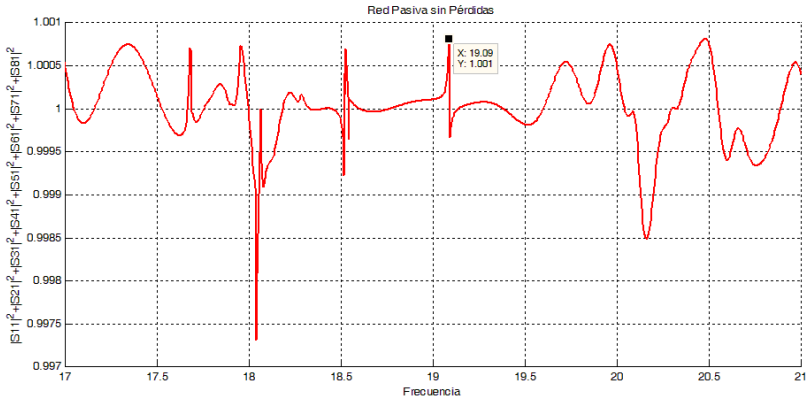

Figura 4. 25 Red Pasiva sin Pérdidas

En la figura 4.25 se muestra que es una red pasiva sin perdidas. Se verifica además la condición que debe ser igual a uno la suma al cuadrado de todos los parámetros de una Fila de la matriz.

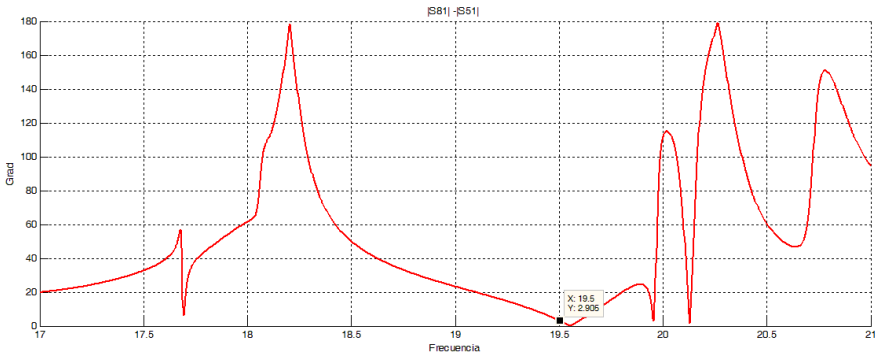

Figura 4. 26 Diferencia de Fase $|S_{81}-S_{51}|$

Una de las condiciones que debía cumplir fue la diferencia entre $|S_{81}-S_{51}|$, debe ser igual a cero, de acuerdo al análisis realizado en la sección 4.4, como se muestra en la figura la diferencia es cero en la frecuencia de 19.5 GHz, pero en la frecuencia de 18.5 GHz es igual a 40º. Esta diferencia se debe a la falta de aislamiento que existe entre las puertas 2 y 4.

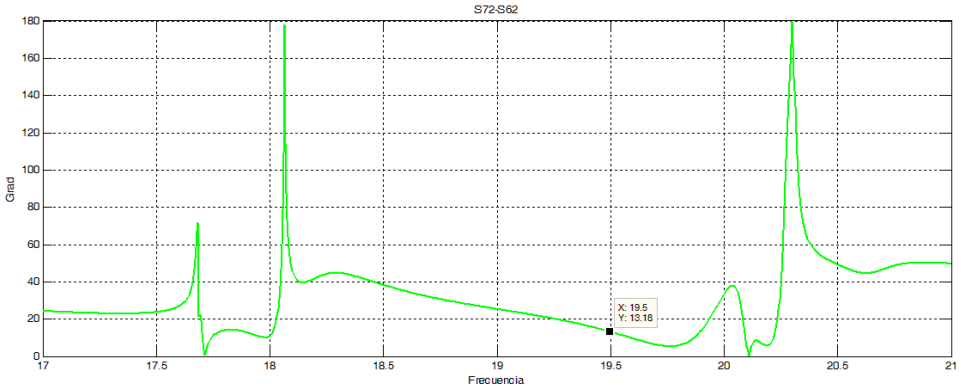

Figura 4. 27 Diferencia de Fase $|S_{72}-S_{62}|$

Entre $|S_{72}-S_{62}|$ debe existir un desfase de 0º, parámetro que se impone al inicio del diseño debido a que si no se considera igual a 0, la red pasiva tendría y no se cumpliría la propiedad de S x S^{*} = I, siendo I la matriz unitaria de 8 x 8. La figura 4.27 muestra la diferencia entre $|S_{72}-S_{62}|$.

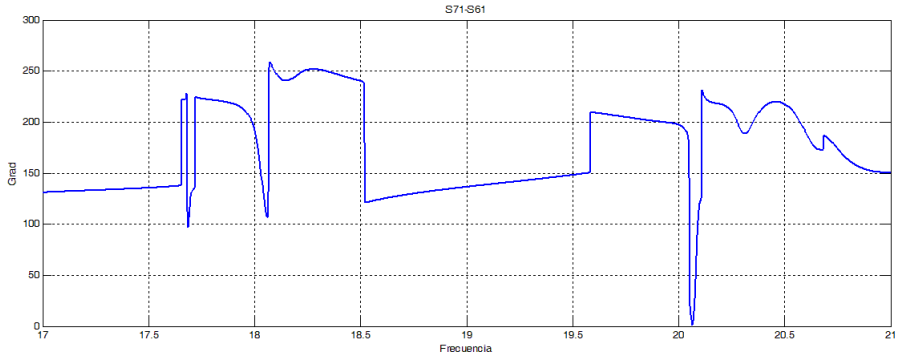

Figura 4. 28 Diferencia de Fase $|S_{71}-S_{61}|$

La figura 5.8 muestra la diferencia de fase en $|S_{71}-S_{61}|$, que por lo expuesto en 4.3.1 debe ser 180º. Existe una diferencia de 150º.

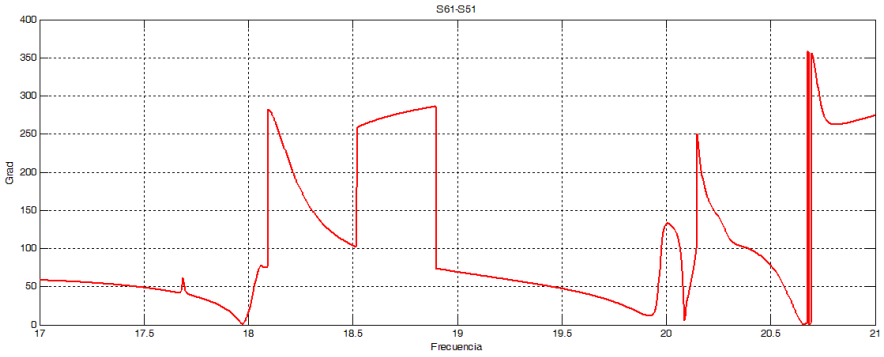

Figura 4. 29 Diferencia de Fase $|S_{61}\text{-}S_{51}|$

La figura 4.29 muestra la diferencia de fase entre $|S_{61}\text{-}S_{51}|$, teniendo valores entre 0 y 90º.

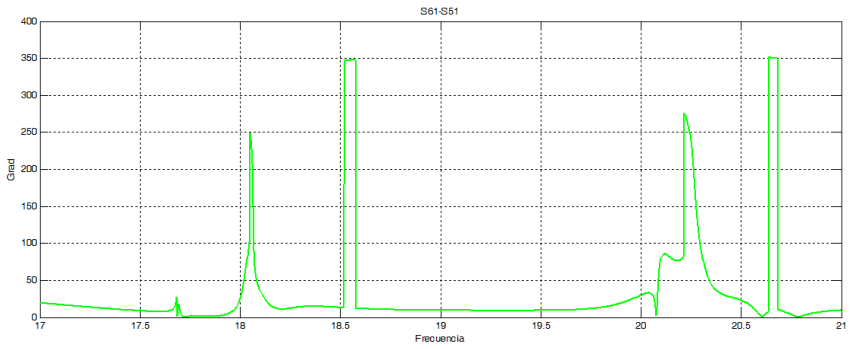

Figura 4. 30 Diferencia de Fase $|S_{62}\text{-}S_{61}|$

La diferencia entre $|S_{62}\text{-}S_{61}|$ es aproximadamente 0º, por lo tanto el puerto 6, ingresada una señal en el puerto 1 y 2, las fases son las mismas.

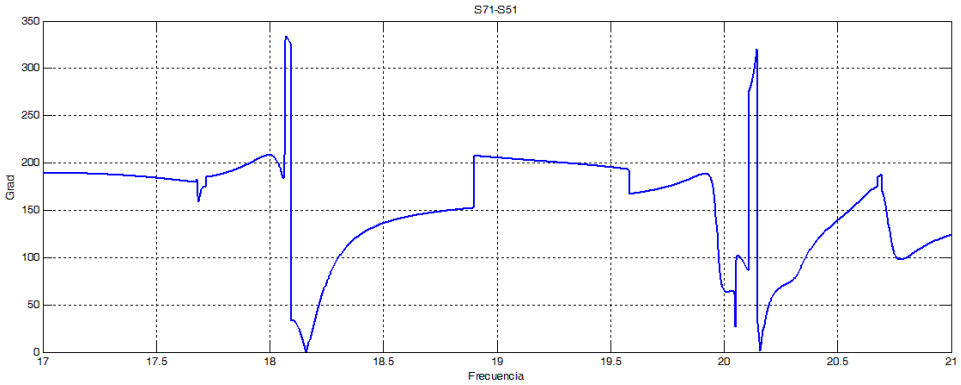

Figura 4. 31 Diferencia de fase $|S_{71}\text{-}S_{51}|$

La diferencia de fase entre $|S_{71}\text{-}S_{51}|$ va entre 150 hasta 200º.

El acoplador de 8 puertos con dos planos de simetría es un acoplador con una relación de potencia igual a 1 en todos los puertos, se considera entonces que es igual la relación de potencia entre los puertos de salida.

Si se deseara diseñar un acoplador de 8 puertos con relación de potencia arbitraria se debe cambiar las longitudes de las secciones adaptadoras.

4.4 Diseño 4

En esta sección se propone un diseño de un acoplador circular de 8 puertos de salida con igual relación de potencia en todos los puertos. Para el diseño se inicia con el ángulo entre los puertos igual a 360/N, siendo N el número de puertos de salida. Siendo N = 8, entonces las salidas están espaciadas 45º.

4.4.1 Divisor Radial de 8 Puertos

La tabla 4.4 muestra las especificaciones eléctricas del divisor radial, el diseño incluye una placa metálica para mejorar el aislamiento, la figura 4.20 muestra la posición de dicha placa.

Tabla 4. 4 Especificaciones Eléctricas del Divisor Radial

ÍTEM	Requerimiento
Tecnología	Guía de onda rectangular metálica
Número de puertos	9 (1 de entrada, 8 de salida)
Layout	Perspectiva en 3D, Vista Superior Vista Frontal
Frecuencia central	19 GHz
Banda de frecuencia operativa	18.5 hasta 19.5 GHz
Perdidas de retorno	< - 20 dB
Aislamiento	< - 20 dB
Acoplamiento	- 9.54 dB
Valores de Acoplamiento	Puerto 2 hasta Puerto 9: -9.03 dB ± 1

Distancia entre entradas	45 º
Interfaces	WR-51

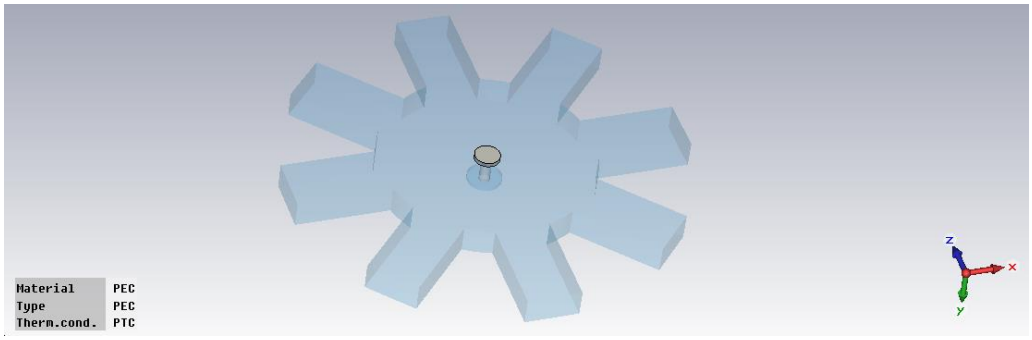

Figura 4. 32 Layout divisor radial, placa metálica.

Al añadir esta placa el aislamiento se mejora notablemente llegando a tener -35 dB en la frecuencia central, y en el rango de frecuencia deseado mayor.

La figura 4.32 muestra el diseño del divisor con puerto de entrada coaxial SMA en la parte superior.

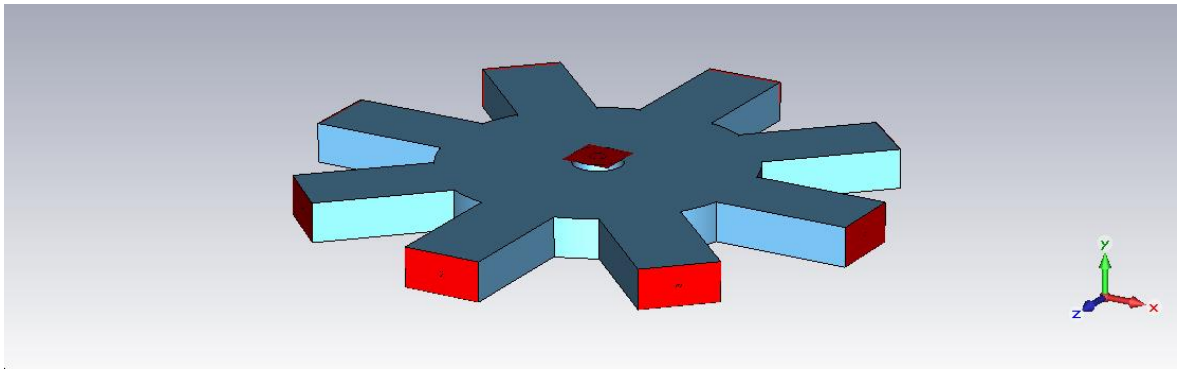

Figura 4. 33 Layout divisor radial 8 puertos

En la sección 2.1.3 se describió como se debe realizar el diseño de un divisor radial, la figura 4.22 muestra el resultado luego de la optimización. Se observa el aislamiento menor a -20 dB en el rango de frecuencia de 18.0 hasta 19.5 GHz, consiguiendo un ancho de banda de 1.5 GHz.

Resultados

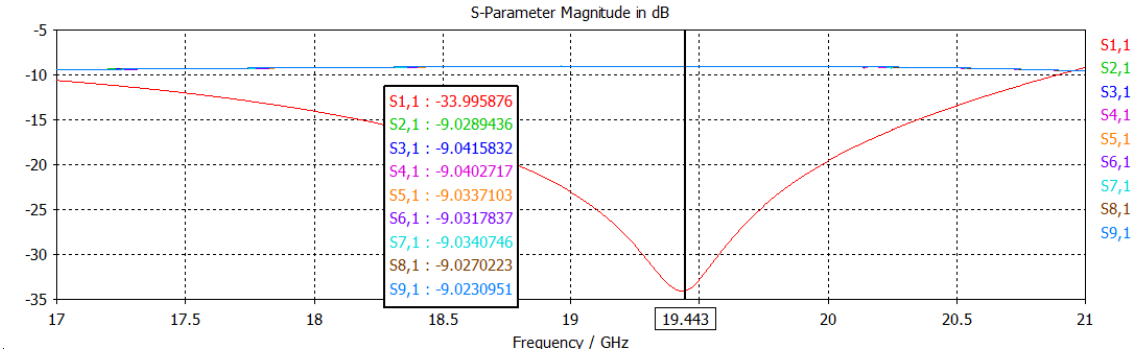

Figura 4. 34 Parámetros S del divisor radial de 8 puertos

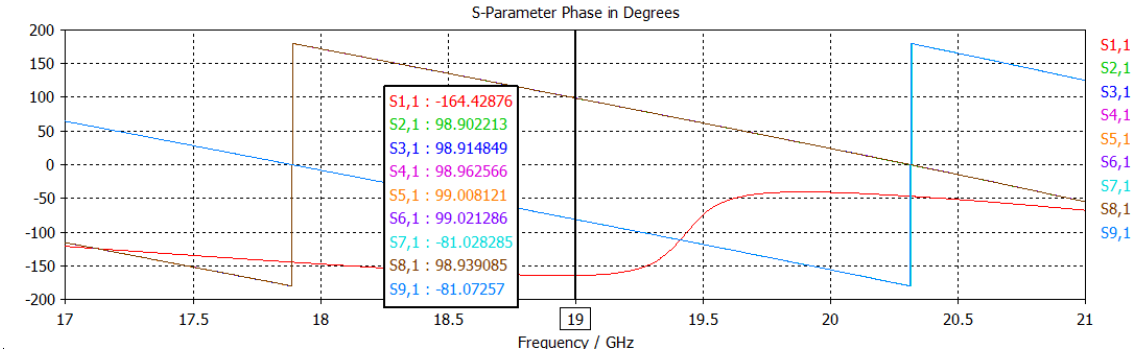

Figura 4. 35 Fases divisor radial 8 puertos

Las diferencia de fase entre los puertos de salida es aproximadamente 0, únicamente existe una variación en los puertos 7 y 9, con una diferencia de 18º.

Una vez realizada la optimización la figura 4.36 muestra las dimensiones para la construcción del divisor radial.

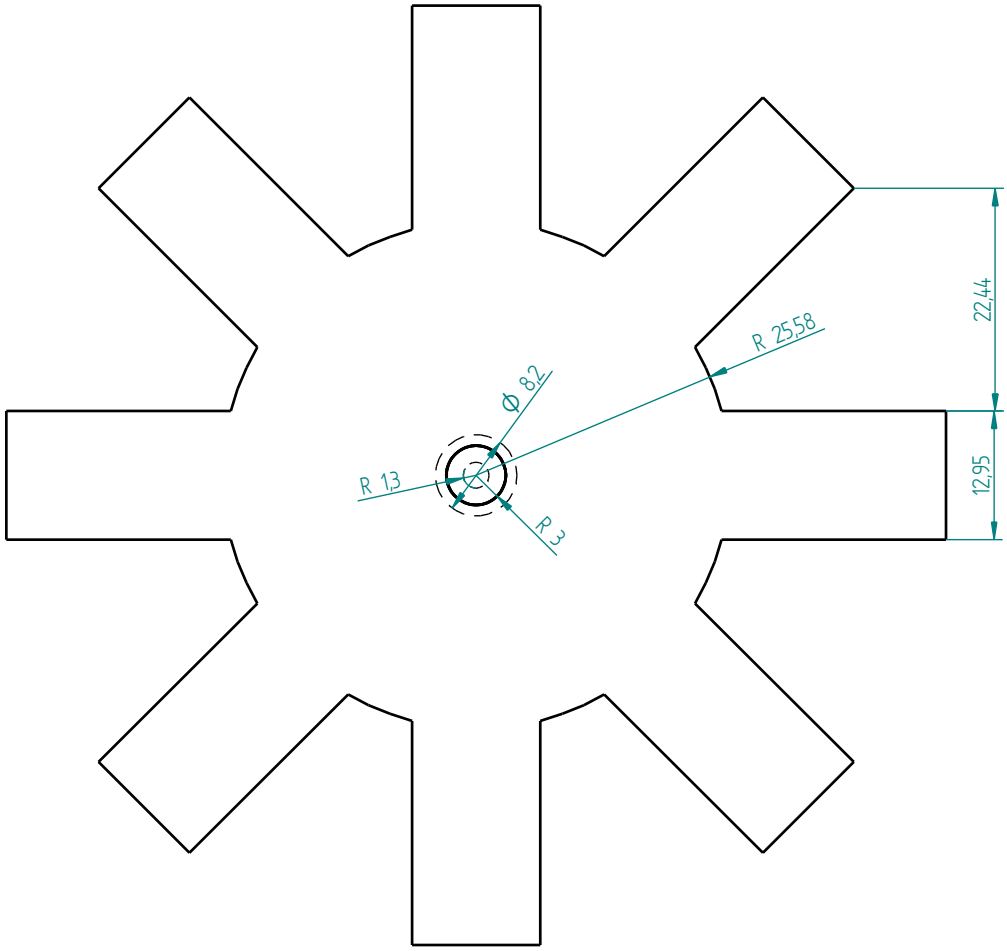

Figura 4. 36 Vista Superior divisor radial 8 puertos

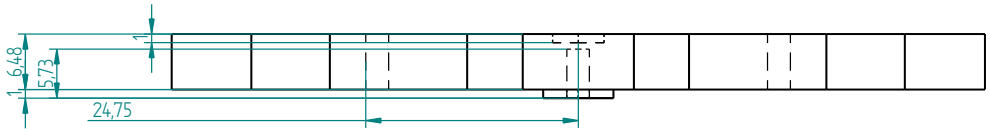

Figura 4. 37 Vista Frontal Divisor radial 8 puertos

4.5 Diseño 5

En esta sección se presenta el diseño de un acoplador branch-line con relación de potencia arbitraria, la tabla 4.5 muestra las especificaciones eléctricas del acoplador.

Tabla 4. 5 Especificaciones Eléctricas Branch-Line

ÍTEM	Requerimiento
Tecnología	Guía de onda rectangular metálica
Número de puertos	4 (2 de entrada, 2 de salida)
Layout	Perspectiva en 3D, Vista Superior Vista Frontal
Frecuencia central	19 GHz
Banda de frecuencia operativa	18.5 hasta 19.5 GHz
Perdidas de retorno	< - 20 dB
Aislamiento	< - 20 dB
Acoplamiento	Arbitraria - 2.0 dB -4.0 dB
Valores de Acoplamiento	Puerto 2 = -2 dB ± 1 Puerto 3 = -4 dB ± 1
Interfaces	WR-51

La figura 4.38 muestra el diseño de un acoplador branch-line con relación de potencia arbitraria, para lo cual se basa en la variación de las longitudes de las ramas del acoplador como se explicó en la sección 2.1.6.

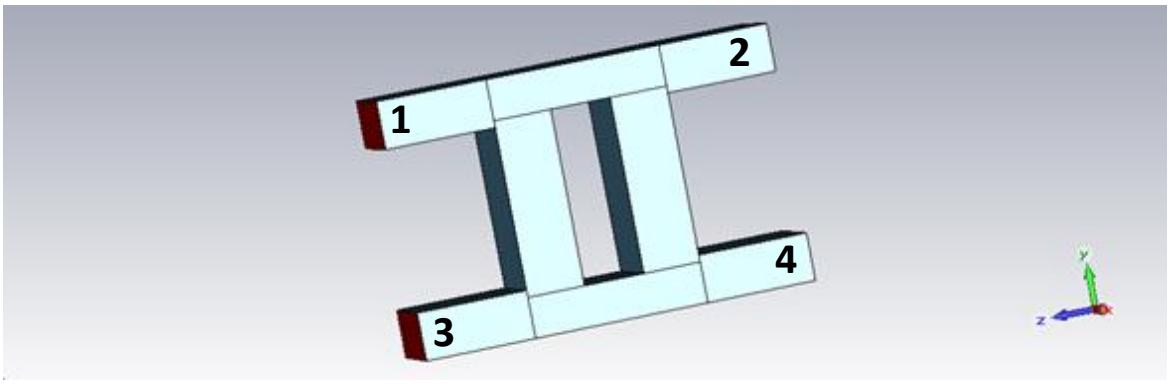

Figura 4. 38 Acoplador Branch-line con relación de potencia arbitraria

Resultados

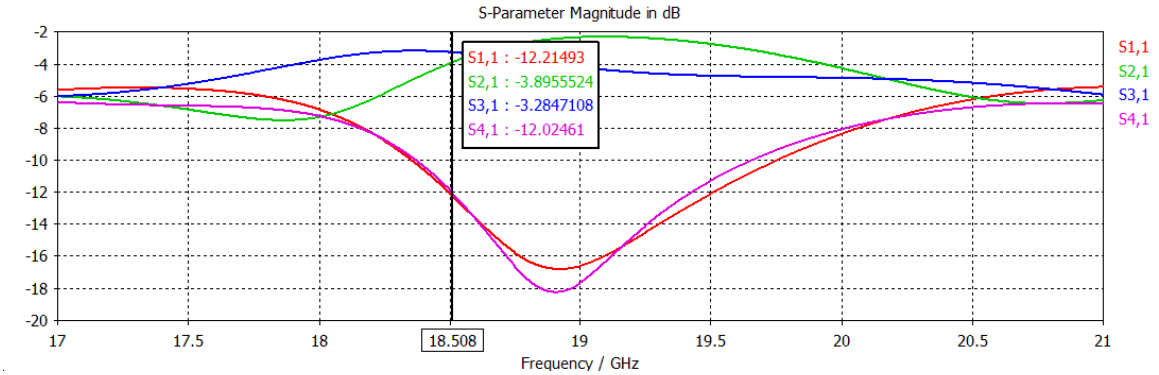

Figura 4. 39 Parámetros S Acoplador Branch-Line

La figura 4.39 muestra el aislamiento y el acoplamiento que se consigue con el acoplador Branch – Line. El aislamiento es menor a -16 dB y el acoplamiento en el puerto 2 es -2 dB y en el puerto 3 es -4 dB.

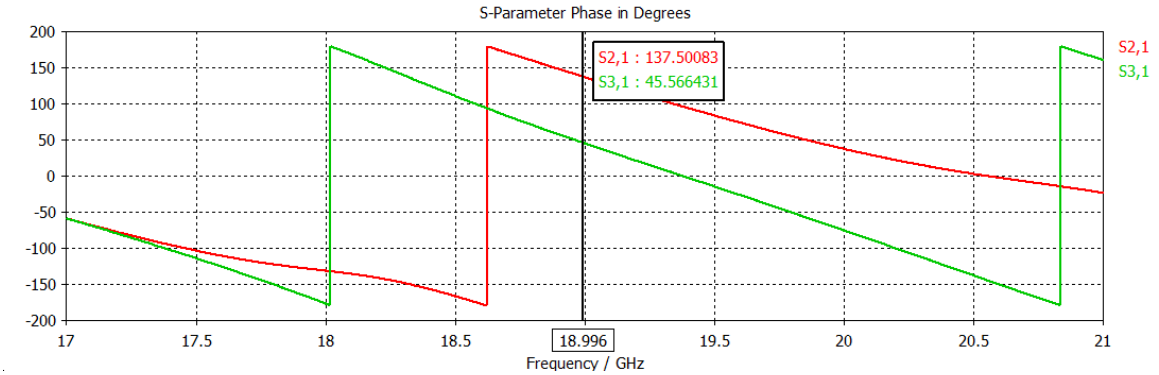

Figura 4. 40 Fases Acoplador Branch-Line

La diferencia de fase en los puertos de salida es aproximadamente igual a 90º. A diferencia del divisor radial que no tiene diferencia de fase en los puertos de salida. Luego de realizar la optimización se muestra las dimensiones del acoplador para la construcción.

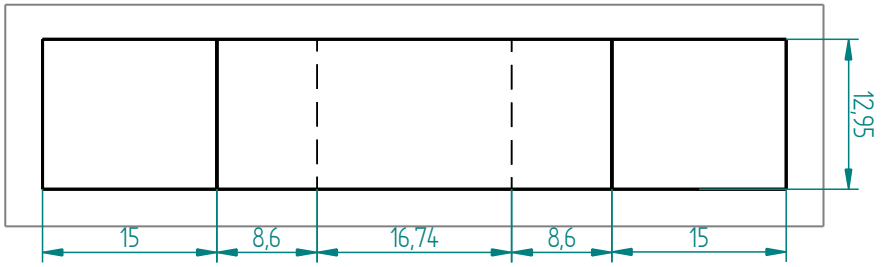

Figura 4. 41 Vista superior Acoplador Branch-Line relación arbitraria

La figura 4.41 y la figura 4.42 muestran la vista superior y la vista frontal del acoplador branch – line.

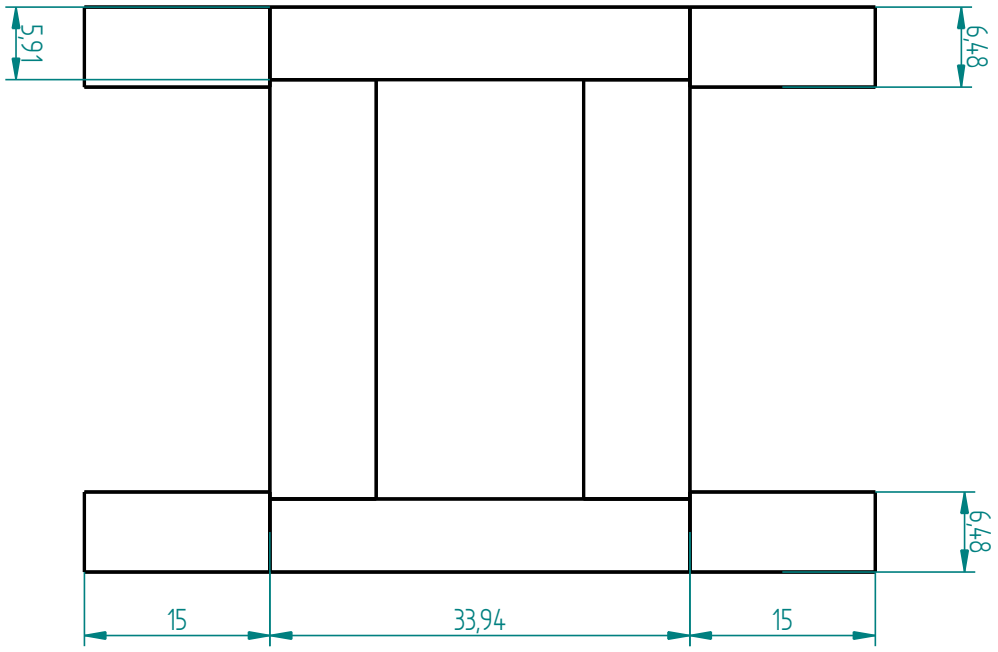

Figura 4. 42 Vista Frontal Acoplador Branch-Line

Como se observa en la figura 4.30 las ramas verticales tienen mayor dimensión que las ramas horizontales debido a la relación de potencia arbitraria que se definió en el diseño. Al comparar con la dimensión de la guía de onda estándar a la entrada del acoplador, esto se debe a la diferencia de impedancia que existe, como se indica en la sección 2.1.6

5 Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro

Este capítulo resume los principales resultados y contribuciones de este Trabajo Fin de Master y los posibles trabajos futuros.

5.1 Conclusiones

En esta tesis se presenta un análisis y estudio de redes divisoras de potencia, e implementación en CST de varios tipos de Divisores y acopladores de potencia en guía de onda WR-42 con rango de frecuencia de diseño de 17 a 21 GHz.

En la sección 2 se realiza el estudio y análisis de los tipos de divisores y acopladores, presentando el procedimiento de diseño, de dispositivos de 3 y 4 puertos, para luego pasar a dispositivos con mayor número de puertos, como son los Divisores radiales.

En la sección 3 se muestra el diseño de redes divisoras de potencia de 3 y 4 puertos, basado en los estudios realizados en la sección 2, como se puede observar los resultados obtenidos son similares a los mostrados anteriormente.

En la sección 4 se proponen nuevos diseños de redes divisoras de potencia de n puertos en guía de onda rectangular, las principales propiedades y el modelamiento se describen en términos de la matriz S. También se propone el análisis de un acoplador de 8 puertos con 2 planos de simetría descrito en una particular matriz S.

Los diseños presentan una eficiencia del 25 % de ancho de banda en el rango de 17 hasta 21 GHz.

Al añadir una placa en el divisor radial mejora el aislamiento de hasta – 35 dB, con un ancho de banda superior a 1GHz.

El acoplamiento en los dispositivos depende de la diferencia de fase entre los modos de transmisión TE_{10}, TE_{20} que viajan a través de las regiones de acoplamiento. En la región de acoplamiento incluso pueden propagarse modos de orden superior. Al aumentar las dimensiones de la región de acoplamiento se varía la relación de potencia entre los puertos de salida así como también el aislamiento del dispositivo.

5.2 Trabajo futuro

Como objetivo principal se pretende construir y medir los diseños propuestos en la sección anterior, a fin de comparar los resultados de las simulaciones con las mediciones realizadas en los prototipos.

Luego se buscara generalizar el análisis de la matriz de parámetros S para una red divisora de potencia para 8 puertos utilizando autovalores y autovectores.

A corto plazo se pretende analizar e implementar una red divisora de potencia de 10 y 11 puerto y luego generalizar la matriz de parámetros S para redes divisoras de potencia de N puertos.

En todo el proyecto se ha utilizado guía de onda rectangular WR-42, por lo que como trabajo futuro también se pretende diseñar redes de potencia en base a guía de onda circular o ridge.

Referencias

[1] D. Pozar. "Microwave Engineering", Fourth Edition, Wiley 2012.

[2] R.E. Collin. "Foundations for Microwave Engineering". IEEE Press. 2001

[3] R. J. Cameron, C. M. Kudsia and R. R. Mansour. "Microwave filters for communications system fundamentals, desing and applications". Wiley-Interscience, 2007

[4] Francisco Carmona. "Análisis y optimización de circuitos de microondas en guía de onda". Proyecto fin de carrera. Universidad Autónoma de Madrid. 2009.

[5] Pablo Pascual. "Modelos de Análisis y diseño de dispositivos en guía integrada en sustrato para banda ku". Proyecto fin de carrera. Universidad Autónoma de Madrid. 2012.

[6] J. Uher, J. Bornerman, U. Rosenberg. "Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD". Artech House, Inc. 1993.

[7] Y. Wu, Y. Liu, and S. Li, "Dual-Band Modified Wilkinson Power Divider without transmission line stubs and reactive components". PIER 96, 9-20, 2009.

[8] Amin M. Abbosh. "Design of Ultra-Wideband Three-Way Arbitrary Power Dividers". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL.56, NO.1, January 2008.

[9] Y. Wu, Y. Liu, Y. Zhang, J. Gao, H. Zhou. "A Dual Band Unequal Wilkinson Power Divider Without Reactive Components". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL.56, NO.1, January 2009.

[10] Z. Lin and Q. X, Chu. "A novel approach to the design of dual-band power divider with variable power dividing ratio based on coupled-lines". PIER 103, 9-20,2010.

[11] Y-L Wu, H. Zhou, Y-X Zhang and Y-A Liu. "An Unequal Wilkinson Power Divider for a Frequency and Its first Harmonic". IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 18, NO. 11, Nov. 2008.

[12] Y. Wu, Y. Liu, and S. Li. "An Unequal Dual-Frecuency Wilkinson Power Divider with optional Isolation Structure". PIER 91, 393-411, 2009.

[13] Y. L. Wu, Y. A. Liu, S. L. Li, C. P. Yu, and X. Liu, "Closed-Form Design Method of an N-Way Dual Band Wilkinson Hybrid Power Divider". PIER 101, 97-114, 2010.

[14] M-J Park and B. Lee. "A Dual-Band Wilkinson Power Divider". IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 18, NO. 2, Feb. 2008.

[15] K. Keung M. Cheng and F-L Wong. "A New Wilkinson Power Divider Design for Dual Band Application". IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 17, NO. 9, Sep. 2007.

[16] K-Keung M. Cheng and Carlos Law. "A Novel Approach to the Design and Implementation of Dual-Band Power Divider". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL.56, NO.2, Feb 2008.

[17] K-Keung M. Cheng and W-Ch. Ip. "A Novel Power Divider Design With Enhanced Spurious Suppression and Simple Structure". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL.58, NO.12, Dec 2010.

[18] M. -J. Park and B. Lee. "Wilkinson power divider with extended ports for dual-band operation". Electronics Letters 17 th Vol. 44. No 15. July 2008.

[19] J. Ruiz Cruz, Y. Zhang, K. A. Zaki, A. Piloto. "Ridge Waveguide Branch-Line Directional Couplers for Wideband Applications and LTCC technology". Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International

[20] Y. Zhang, J. Ruiz Cruz and K. Zaki, "Ridge Waveguide Divider Junctions for Wide- Band Multiplexer Applications". Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International

[21] M. M. Fahmi, J. Ruiz Cruz, K. A. Zaki and A. Piloto, "Multilayer Multi-Section Broadband LTCC Stripline Directional Couplers". Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International.

[22] J. Ruiz Cruz, J. R. Montejo-Garai and J. M. Rebollar, "Short-slot E- and H-plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio". International Journal of Electronics. Vol. 98, No. 1, Jan 2011, 11-24.

[23] Ferdinando Alessandri, Marco Giordano, Marco Guglielmi, Giancomo Martirano y Francesco Vitulli. "A New Multiple-Tuned Six-Port Riblet-Type Directional Coupler in Rectangular Waveguide". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL.51, NO.5, May 2003.

[24] Rainee N. Simons, Edwin G. Wintucky and Jon C. Freeman. "High Efficiency KA-Band MMIC SSPA Power Combiner for Nasa's Space Communications". International Journal of High Speed Electronics and Systems. Vol. 20. No. 3 (2011) 405-415

[25] Mehdi Ghanadi. "A new Compact Broadband Radial Power Combiner". Technology Von der Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin zur Erlangung des akademischen Grades. 2012.