



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE ACOPLADORES DE
LÍNEAS ACOPLADAS, USANDO TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN
BANDA C DE MÚLTIPLES SECCIONES.**

AUTOR: FIALLOS SILVA, CHRISTIAN ISRAEL

DIRECTOR: Ing. HARO BÁEZ, RAÚL VINICIO MSc.

SANGOLQUÍ

2016



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, **“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE ACOPLADORES DE LÍNEAS ACOPLADAS, USANDO TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN BANDA C DE MÚLTIPLES SECCIONES.”** realizado por el señor ***FIALLOS SILVA CHRISTIAN ISRAEL***, ha sido revisado en su totalidad y analizado por el software anti-plagio, el mismo cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, por lo tanto me permito acreditarlo y autorizar al Señor ***FIALLOS SILVA CHRISTIAN ISRAEL*** para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 15 de Agosto del 2016.

Ing. Raul Vinicio Haro MSc.



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, **CHRISTIAN ISRAEL FIALLOS SILVA**, con cédula de identidad N° 180401592-1, declaro que este trabajo de titulación **“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE ACOPLADORES DE LÍNEAS ACOPLADAS, USANDO TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN BANDA C DE MÚLTIPLES SECCIONES”** ha sido desarrollado considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaro que este trabajo es de mi autoría, en virtud de ello me declaro responsable del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 15 de Agosto del 2016

A handwritten signature in blue ink, which appears to read 'Christian Fiallos Silva', is written over a horizontal line.

Christian Fiallos Silva

CI. 180401592-1



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **CHRISTIAN ISRAEL FIALLOS SILVA**, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución el presente trabajo de titulación **“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE ACOPLADORES DE LÍNEAS ACOPLADAS, USANDO TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN BANDA C DE MÚLTIPLES SECCIONES”** cuyo contenido, ideas y criterios son de mi autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 15 de Agosto del 2016

Christian Fiallos Silva

CI. 180401592-1

DEDICATORIA

A las personas incondicionales que me han formado desde niño como una persona con los mejores valores y por la confianza que siempre han tenido hacia mi, mis padres Esthela y Roberto. Dedico a ellos el trabajo de investigación que he realizado pues por su apoyo he conseguido todas mis propósitos y objetivos.

A mi madre Esthela quien siempre ha depositado su confianza y me ha brindado su apoyo incondicional, pero sobre todo es una persona que me ha enseñado a luchar ante las adversidades.

A mi padre Roberto pues con su ejemplo me ha enseñado a mi y a mi hermano a ser hombres ejemplares y de bien, personas honestas y humildes. Mi padre es quien siempre me enseñó a no renunciar con facilidad a los problemas y a demostrar con actos a quienes me dicen que no soy capaz de hacer algo, todo lo contrario.

A mi hermano Roberto quien me ha enseñado con su ejemplo a ser un hijo respetuoso y atento pero además un estudiante que da todo de si mismo para superarse cada día y vencer sus propios miedos.

Gracias por todo familia.

AGRADECIMIENTO

Quiero agradecer a mis padres porque por su esfuerzo y apoyo estoy ahora cumpliendo un objetivo más de mi vida académica, el camino ha sido largo y tedioso pero con su apoyo logré superar todo obstáculo logrando salir airoso ante cada uno. Esto es solo parte de lo que me falta por hacer y por recorrer pero siempre pondré lo mejor de mí para que su orgullo por mí crezca más y más.

Agradezco a mi hermano Roberto quien me ha apoyado en todo momento, siempre dispuesto a compartir conmigo sus conocimientos y experiencias para que salga adelante con alegría y optimismo.

A mi enamorada Paulina por siempre ser mi apoyo y mi confidente, por brindarme palabras de aliento en los momentos en los que desmayaba después de las largas jornadas de trabajo y estudio.

Gracias a mis amigos, esos verdaderos amigos que me acompañaron en mi vida colegial pero también a mis buenos amigos con quienes compartí varios momentos de risas, llantos, sustos y demás en la Universidad de las Fuerzas Armadas "ESPE", siempre llevaré en mi mente y mi corazón esos gratos recuerdos de los días de desvelo cumpliendo con nuestras obligaciones académicas entre risas y discusiones.

De manera especial al Ing. Raúl Vinico Haro Báez, por haber compartido sus conocimientos, experiencias y tiempo durante el desarrollo de este trabajo de investigación, pero también por ser más que un profesor pues por su humildad y simpatía lo considero como uno de mis grandes amigos.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CERTIFICACIÓN	II
AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD	III
AUTORIZACIÓN	IV
DEDICATORIA.....	V
AGRADECIMIENTO	VI
RESUMEN	XIII
ABSTRACT	XIV
CAPÍTULO I.....	1
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. <i>Título del proyecto</i>	1
1.2. <i>Antecedentes</i>	1
1.3. <i>Justificación e Importancia.</i>	2
1.4. <i>Problemática</i>	3
1.5. <i>Alcance del Proyecto.</i>	3
1.6. <i>Objetivos</i>	4
1.6.1. <i>General</i>	4
1.6.2. <i>Específicos</i>	4
CAPÍTULO II.....	5
2. MARCO TEÓRICO	5
2.1. <i>Divisores o acopladores</i>	5
2.2. <i>Teoría de líneas acopladas</i>	5
2.2.1. <i>Análisis de los acopladores direccionales de líneas acopladas en modo par e impar.</i>	7
2.2.1.1. <i>Modo impar</i>	7
2.2.1.2. <i>Modo par</i>	8
2.3. <i>Aplicaciones de los acopladores direccionales</i>	9
2.4. <i>Diseño de acopladores direccionales de líneas acopladas</i>	9
2.5. <i>Diseño de Acopladores de Múltiples Secciones</i>	16
2.6. <i>Matriz de parámetros S</i>	18
2.7. <i>Redes de cuatro puertos</i>	18
2.7.1. <i>Propiedades de las redes de cuatro puertos</i>	19
CAPÍTULO III.....	21
3. MÉTODOS Y MATERIALES	21
3.1. <i>Software para diseño y simulación en tecnología de microlínea</i>	21
3.1.1. <i>Advanced Desing System (ADS)</i>	21
3.2. <i>Materiales</i>	24
3.2.1. <i>Conectores RF</i>	24
3.2.2. <i>Sustrato</i>	25
3.2.3. <i>Placa de circuito impreso</i>	26
3.2.4. <i>Cables para conexión</i>	28
3.2.5. <i>Equipo de medición</i>	30
3.2.6. <i>Carga ANNE-50+ de MINI CIRCUITS</i>	30
3.3. <i>Diagrama de bloques del proyecto de investigación</i>	31
CAPÍTULO IV	32

4.1. PASOS PARA EL DISEÑO DE UN ACOPLADOR DIRECCIONAL DE LÍNEAS ACOPLADAS	32
4.2. <i>Criterios de diseño de un acoplador direccional</i>	32
4.3. <i>Frecuencia de operación</i>	32
4.4. <i>Diseño y simulación en ADS de un acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple</i>	32
4.4.1. Acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple	32
4.4.1.1. Desarrollo del acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 6GHz	33
4.4.1.1.1. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 6 GHz	36
4.5. <i>Diseño y simulación en ADS de acopladores direccionales de líneas acopladas de múltiples secciones</i>	39
4.5.1. Diseño del acoplador de 3 secciones	39
4.5.1.1. Desarrollo del primer acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz	41
4.5.1.1.1. Implementación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz	45
4.5.1.1.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz	45
4.5.1.1.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GH	48
4.5.1.2. Desarrollo del segundo acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz	51
4.5.1.2.1. Implementación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz	53
4.5.1.2.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz	54
4.5.1.2.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz	56
4.5.1.3. Desarrollo del tercer acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6GHz	59
4.5.1.3.1. Implementación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz	61
4.5.1.3.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz	61
4.5.1.3.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6GHz	64
4.5.2. Acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones	67
4.5.2.1. Desarrollo del acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6GHz	70
4.5.2.1.1. Implementación del acoplador de 5 secciones a 6 GHz	73
4.5.2.1.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6 GHz	73
4.5.2.1.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6 GHz	76
CAPÍTULO V	79
5.1. <i>Conclusiones</i>	79
5.2. <i>Recomendaciones</i>	80
5.3. <i>Trabajos futuros</i>	81
5.4. <i>Referencias bibliográficas y fuentes de conocimiento</i>	81

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Tipos de conectores SMA y sus medidas	24
Tabla 2 Características del sustrato FR-4.	25
Tabla 3 Características del cable de precisión Pasternack PE304-24.	28
Tabla 4 Características de la carga ANNE-50+	30
Tabla 5 Valores de L, W y S.....	34
Tabla 6 Valores de L, W y S.....	42
Tabla 7 Valores de L, W y S.....	42
Tabla 8 Valores de L, W y S modificados	51
Tabla 9 Valores de L, W y S modificados	51
Tabla 10 Valores de L, W y S.....	59
Tabla 11 Valores de L, W y S.....	59
Tabla 12 Valores de L, W y S.....	70
Tabla 13 Valores de L, W y S.....	70
Tabla 14 Valores de L, W y S.....	71

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Varias geometrías de líneas de transmisión acopladas (a), Microstrip acoplado (planar o de borde acoplado) (b), Microstrip acoplado (apilado o costado acoplado). (c) microstrip acoplada.....	5
Figura 2. Línea de transmisión acoplada de tres cables y su equivalente red de capacitores. 6	6
Figura 3. Plano de simetría del circuito	6
Figura 4. Esquema de funcionamiento de un acoplador direccional de cuatro puertos.	7
Figura 5. Modo impar.	8
Figura 6. Modo par.	8
Figura 7. Distribución de corrientes para el modo par e impar.....	9
Figura 8. Acoplador de líneas acopladas de sección simple (a) Designación geometría y puertos (b) Circuito esquemático.	10
Figura 9. Descomposición del acoplador de línea acoplada en modo de excitación par e impar (a) Modo par (b) Modo impar.....	10
Figura 10. Acoplamiento y tensiones de puerta (al cuadrado) versus la frecuencia para el acoplador de línea acoplada.	15
Figura 11. Acoplador de líneas acopladas de N secciones.	17
Figura 12. Simetría de una red de "n" puertos.....	19
Figura 13. Interface software Advanced Design System (ADS).	21
Figura 14. Gráficas típicas de ADS.	22
Figura 15. Herramienta Linecalc	23
Figura 16. Parámetros eléctricos de una sección.	23
Figura 17. Conector Hembra recto para PCB	25
Figura 18. Conector macho de engaste	25
Figura 19. Acoplador direccional de líneas acoplados de tres secciones a 3GHz (a) Parte superior (b) Parte porterior.....	27
Figura 20. Acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 3GHz.	27
Figura 21. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 2.4 GHz.	28
Figura 22. Conectores del cable Pasternack PE304-24.....	29
Figura 23. Equipo N9918A de Keysight Technologies.	30
Figura 24. Carga ANNE-50+ de Mini Circuits.....	31
Figura 25. Valores de L, W y S de la sección del acoplador direccional de líneas acopladas a 6 GHz.	34
Figura 26. Acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 6 GHz	35

Figura 27. Parámetros S expresados en dB – Simulación.....	36
Figura 28. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación	38
Figura 29. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz	44
Figura 30. Layout.....	45
Figura 31. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz implementado.....	45
Figura 32. Parámetros S expresados en dB – Simulación.....	46
Figura 33. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación	47
Figura 34. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido	48
Figura 35. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido	49
Figura 36. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido	49
Figura 37. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido	50
Figura 38. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz	52
Figura 39. Layout.....	53
Figura 40. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz implementado.....	53
Figura 41. Parámetros S expresados en dB – Simulación.....	54
Figura 42. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación	55
Figura 43. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido	56
Figura 44. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido	57
Figura 45. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido	58
Figura 46. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido	58
Figura 47. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz	60
Figura 48. Layout.....	61
Figura 49. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz implementado.....	61
Figura 50. Parámetros S expresados en dB – Simulación.....	62
Figura 51. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación	63
Figura 52. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido	65
Figura 53. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido	65
Figura 54. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido	66
Figura 55. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido	66

Figura 56. Acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6 GHz	72
Figura 57. Layout.....	73
Figura 58. Acoplador de 5 secciones a 6 GHz implementado	73
Figura 59. Parámetros S expresados en dB – Simulación.....	74
Figura 60. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación	75
Figura 61. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido	76
Figura 62. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido	77
Figura 63. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido	77
Figura 64. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido	78

RESUMEN

Actualmente se requieren sistemas de comunicaciones que trabajen con frecuencias en el rango de los GHz o THz, por tal motivo se necesitan dispositivos capaces de manejar anchos de banda mayores con la finalidad de transportar grandes cantidades de información y poder brindar una variedad de servicios de telecomunicaciones. En esta investigación se diseñarán e implementarán acopladores direccionales de líneas acopladas con el software ADS (*Advanced Design System*) los que trabajarán en dentro de los rangos de frecuencias de la banda C los cuales son 3.7 a 4.2 GHz y 5.9 a 6.4 GHz, para esto se aplicará un concepto teórico de estos dispositivos que establece que mientras se adhiere secciones a un acoplador el ancho de banda aumenta. Es necesario realizar un análisis de la formulación matemática tanto para acopladores de sección simple como para acopladores de múltiples secciones, proceso en el cual se debe considerar como uno de los parámetros principales el nivel de acoplamiento en base al cual se tomarán medidas. Los materiales deben seleccionarse cuidadosamente en base a sus características técnicas y a la disponibilidad en el país procurando que las pérdidas sean lo más bajas posible para que no se afecten los resultados. Finalmente se implementaron los diseños de acopladores de 3 y 5 secciones en tecnología *microstrip* los cuales trabajan a 4 y 6 GHz.

Palabras Clave:

- **ADS (*Advanced Design System*)**
- **MICROSTRIP**
- **LÍNEAS ACOPLADAS**
- **DIVISOR DE POTENCIA**
- **LONGITUD ELÉCTRICA EFECTIVA (E_{Eff})**
- **PARÁMETROS S**
- **LINECALC**
- **FACTOR DE ACOPLAMIENTO C**

ABSTRACT

Currently communications systems work with frequencies in the range of GHz or THz are required, as such devices can handle higher bandwidth in order to transport large quantities of information and to provide a variety of telecommunications services are needed. In this research will be designed and implemented directional couplers coupled with ADS (Advanced Design System) software that will work within the frequency ranges of the C band lines which are 3.7 to 4.2 GHz and 5.9 to 6.4 GHz, for this a theoretical concept of these devices provides that while sections adheres to a coupler bandwidth increases apply. It is necessary to analyze the mathematical formulation for both couplers simple coupler section to multiple sections, which process should be considered as one of the main parameters accomplished level based on which action will be taken. The materials must be carefully selected based on their technical characteristics and availability in the country ensuring that the losses are as low as possible so that the results are not affected. Finally they design couplers 3 to 5 sections in microstrip technology which work at 4 and 6 GHz were implemented.

Keywords:

- **ADS (Advanced Design System)**
- **MICROSTRIP**
- **COUPLED LINES**
- **POWER DIVIDER**
- **EFFECTIVE ELECTRICAL LENGTH (E_{eff})**
- **S PARAMETERS**
- **LINECALC**
- **COUPLING FACTOR (C)**

CAPÍTULO I

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Título del proyecto

Diseño y construcción de acopladores de líneas acopladas, usando tecnología microstrip en banda c de múltiples secciones.

1.2. Antecedentes

Se han realizado investigaciones relacionadas a los acopladores direccionales debido a que éstos se clasifican en varios tipos dependiendo de sus características eléctricas. Existen trabajos desarrollados sobre acopladores direccionales de líneas acopladas entre estos está (Hector Bastidas, 2014), Diseño y Construcción de un Acoplador Direccional *Microstrip* de tres secciones para la banda de 2.4 GHz con HMI a la PC, en el que se obtuvo un prototipo electrónico de medición y análisis de señales de radio frecuencia con un costo de fabricación reducido en comparación al valor de equipos comerciales. Se realizaron las medidas en un analizador de espectros con las cuales se podía comprobar el correcto funcionamiento del acoplador, para realizar el diseño y simulación se utilizó ADS y Ansoft Designer.

Otro de los trabajos realizados es (Iván de Paúl Bernal 2007), Diseño, simulación y experimentación de un circuito acoplador direccional de tres secciones utilizando el software ANSOFT DESIGNER, después de efectuar tanto pruebas de simulación como de laboratorio, los investigadores determinaron que los resultados experimentales fueron coherentes con los valores resultantes de la simulación, considerando los efectos parásitos que se presentan al implementar de manera física el circuito.

En el paper (Jones, 1956) “*Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers*”, se detallan aspectos relevantes sobre los acopladores direccionales dentro de las que están su directividad así como se especifica que la impedancia de entrada se mantiene constante para todos los valores de frecuencia. En esta investigación se comentan aspectos que se deben tomar en cuenta para la utilización de este tipo acopladores, además menciona que si éstos terminan en una resistencia constante apropiada el dispositivo se comporta como acoplador direccional con impedancia de entrada constante y directividad infinita en todas las frecuencias pero esto en todos los grados de acoplamiento. Dependiendo el sentido de la corriente que circule por el acoplador se lo analizará ya sea en modo par o modo impar.

En el documento (E.G. Cristal 1965), “*Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled-Transmission-Line Directional Couplers*”, se determinan y aplican polinomios con rizo igual a la síntesis simétrica del acoplador direccional de línea acoplada modo TEM utilizando métodos exactos. Se diseñó una tabla para acopladores simétricos de tres, cinco, siete y nueve secciones con acoplamientos medios de -3.01, -6, -8.34, -10 y -20

dB. Se manifiesta que un acoplador direccional de línea acoplada en modo TEM es simétrico o no, cuando una señal del generador es conectada al puerto 1 y:

- Hay transferencia de potencia del puerto 1 al 2
- Hay transferencia de potencia del puerto 1 al 3
- No hay transferencia de potencia del puerto 1 al 4
- No hay onda reflejada a la salida del puerto 1.

En la investigación se concluyó con la presentación de las tablas de diseño de un acoplador direccional de línea de transmisión acoplada en modo TEM de 3, 5, 7 y 9 secciones de manera exitosa, los diseños presentan un máximo ancho de banda para acopladores simétricos dado por el número de secciones, el acoplamiento y las pérdidas de inserción. Se aplicó un método iterativo para determinar los polinomios de igual rizo.

En (Christopher Caloz, 2004), “*A Novel Composite Right-/Left-Handed Coupled-Line Directional Coupler With Arbitrary Coupling Level and Broad Bandwidth*”, en esta investigación se habla sobre un nuevo material compuesto de línea acoplada, el CRLH de onda de retraso con nivel de acoplamiento arbitrario y un amplio ancho de banda, explicado por el análisis del modo par e impar validado por simulaciones de onda completa y se demostró mediante experimentos. Se describe el modelo en microlínea del CRLH y la fundamentación teórica.

1.3. Justificación e Importancia.

Un acoplador direccional de líneas acopladas es un dispositivo en el cual las líneas acopladas no están interconectadas entre sí de manera física y son capaces de transmitir potencia por efecto de acoplamientos capacitivos.

El acoplador de líneas acopladas puede tener un ancho de banda bajo, el cual se lo puede aumentar utilizando más secciones de líneas acopladas.

Cuando dos líneas de transmisión están muy próximas entre sí, la potencia puede ser acoplada de la una línea a la otra, dicha proximidad modifica los campos electromagnéticos de la onda de propagación (varía el voltaje y la corriente) alterando a la vez la impedancia característica de la línea de transmisión.

A los acopladores direccionales de líneas acopladas se los analiza en dos modos:

Modo impar: las corrientes a lo largo de las dos líneas de transmisión son opuestas, pero iguales en magnitud y desfasadas 180° , se genera un plano de tierra virtual en el plano de simetría del circuito.

Modo par: las corrientes a lo largo de las líneas de transmisión son iguales en magnitud y fase originando así un plano virtual abierto en el plano de simetría.

1.4. Problemática

En la actualidad los sistemas de comunicaciones requieren la utilización de señales en el rango de los cientos de GHz hasta llegar a los THz, por ende se necesitan equipos que manejen anchos de banda cada vez mayores con el fin de transportar grandes cantidades de información para poder brindar una variedad de servicios de telecomunicaciones. La etapa de transmisión de las señales de RF puede realizarse con elementos pasivos que cumplan esta función.

Se utiliza los acopladores direccionales de líneas acopladas para monitorizar y analizar las señales de radiofrecuencia que se envían desde un generador de RF hasta un dispositivo electrónico como por ejemplo una antena, sin la necesidad de desconectar ningún elemento que forma parte del sistema.

Debido a las condiciones de adaptación de impedancia entre el transmisor y la carga, al manejo de altas frecuencias y al efecto de reflexión de potencia desde la carga, el proceso de medición de potencia en transmisores hace necesario la utilización de acopladores direccionales acoplados con los que se logrará mejorar la eficiencia del sistema evitando perturbaciones y obtener medidas reales.

En el mercado los costos de un equipo de radiofrecuencia comercial son elevados, en ocasiones tanto que supera el presupuesto de una institución académica por ende con el desarrollo del prototipo de acoplador direccional de líneas acopladas se busca proporcionar un dispositivo electrónico de costo de fabricación muy reducido como elemento de prueba de los sistemas.

1.5. Alcance del Proyecto.

En (Hector Bastidas, 2014) la frecuencia máxima de trabajo lograda fue de 2,4 GHz, en (Iván de Paúl Bernal 2007) se diseñó un acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones únicamente sin analizar previamente el comportamiento de un acoplador de sección simple ni el porcentaje de ancho de banda que cada sección adhiere, y en (E.G. Cristal 1965) se definen polinomios para diseñar acopladores direccionales de líneas acopladas en modo TEM (transversal electromagnético) de múltiples secciones pero no se analiza el comportamiento de un acoplador de sección simple en modo TEM y además únicamente la investigación se efectúa para números específicos de secciones pues solo se indica que es para 3, 5, 7 y 9 secciones. Basado en lo anterior se desea determinar el porcentaje de Ancho de Banda que se aumenta al adherir cada sección al diseño inicial de sección simple, esto basado en lo que se establece teóricamente, se busca hacerlo porque las señales que se utilizan actualmente dentro del campo de las telecomunicaciones requieren anchos de banda mayores con lo cual se pueden ofrecer más servicios de los que normalmente se lo hace, las señales que se manejarán con el acoplador direccional de líneas acopladas a elaborarse contemplan rangos de frecuencia que superen los 2.4 GHz que normalmente se solía utilizar. A diferencia de

(E.G. Cristal 1965), la investigación que se realiza no está únicamente establecida para una cantidad de secciones específicas. Al finalizar el diseño del acoplador en ADS con tecnología de microlínea se realizarán pruebas en el laboratorio con el fin de efectuar una comparación entre los resultados medidos y los simulados para determinar si el proceso de diseño implementado es el adecuado. En sí este proyecto está pensado con la finalidad de tener un dispositivo fácil de manejar y reproducir a futuro, pero sobre todo un dispositivo con costos de producción económicos.

El producto final de este proyecto es aplicable en varios campos, se los utiliza en sistemas de radio comunicación, radares, además dentro de etapas de división de potencia para optimizar el consumo de energía de equipos y tener puntos de prueba, esta última aplicación se la ha considerado dentro de un ambiente muy particular e interesante como lo son las exploraciones espaciales y el uso de satélites, ya que los equipos que se utilizan manejan elevados niveles de potencia para transmitir y receptor datos, por lo cual es necesario controlar adecuadamente la potencia consumida para evitar desperdicios que representan pérdidas. Así como los ejemplos expuestos hay muchos campos de aplicación para este tipo de acopladores, por lo cual se ha investigado y diseñado otras clases de acopladores direccionales pero no se lo ha hecho con acopladores de líneas acopladas.

Para transferir los conocimientos aplicados en el diseño y construcción del acoplador se busca plasmar todo en un documento que detalle paso a paso la teoría utilizada el procedimiento de diseño. El producto final será entregado en los laboratorios al área que compete a radio frecuencia para que los estudiantes puedan tener en sus manos el acoplador, realizar pruebas en el laboratorio y posteriormente si se presenta la posibilidad replicar el diseño para diferentes rangos de frecuencia. Con el fin de publicar los resultados alcanzados se realizará un artículo que se publicará en algún congreso Internacional de la región.

1.6. Objetivos

1.6.1. General

- Diseñar y construir acopladores direccionales de líneas acopladas en tecnología *microstrip* en banda C.

1.6.2. Específicos

- Estudiar los acopladores direccionales de líneas acopladas
- Efectuar el diseño de un acoplador de líneas acopladas a frecuencias en banda C de banda ancha en ADS.
- Implementar el acoplador de líneas acopladas diseñado en tecnología *microstrip*.
- Realizar pruebas del acoplador de líneas acopladas para determinar el ancho de banda del prototipo.

CAPÍTULO II

2. Marco teórico

2.1. Divisores o acopladores

Debido a la necesidad de transferir energía luminosa de una guía a otra o hacia estructuras más complejas, se requiere contar con dispositivos capaces de acoplar energía de una estructura a otra y es ahí en donde entran en juego los divisores de potencia los cuales pueden ser de dos tipos: acopladores direccionales y uniones Y. El acoplador direccional se puede utilizar para derivar parte de la señal o toda a otros lugares del chip, es decir se comporta como un divisor de potencia o como un conmutador. Una unión Y es básicamente una guía de onda que se divide en dos guías de salida, es decir actuando como un divisor de potencia propiamente (Fernández, 1992).

2.2. Teoría de líneas acopladas

Una línea se considera acoplada si su impedancia característica es de igual valor que la resistencia pura de la carga. La carga al final funciona como una extensión de la línea para la corriente que circula.

La energía que circula a través de una línea de transmisión acoplada hacia la carga es absorbida completamente por dicha carga. Las líneas acopladas permiten eliminar ecos o también denominadas reflexiones de la energía (Club de Radio Amateur de Jalisco, A.C., 1999).

Si se asume una propagación TEM (transversal electro-magnética) las características eléctricas de las líneas acopladas pueden ser determinadas por capacitancias efectivas localizadas entre las líneas y la velocidad de propagación de dicha línea, es decir parece que las líneas estuviesen conectadas a través de un capacitor. Las líneas acopladas de la figura 1 pueden ser representadas de manera equivalente mediante capacitores como se muestra en la figura 2.

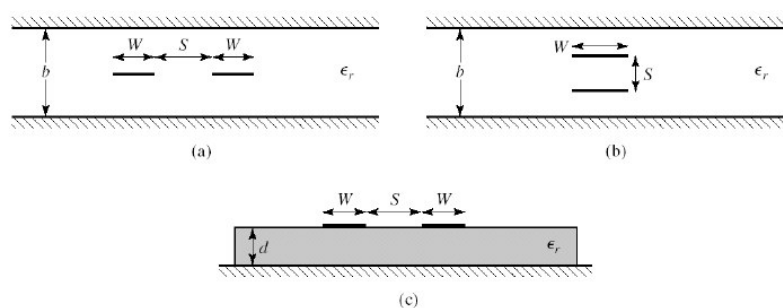


Figura 1. Varias geometrías de líneas de transmisión acopladas (a), Microstrip acoplado (planar o de borde acoplado) (b), Microstrip acoplado (apilado o costado acoplado). (c) microstrip acoplada.

Fuente: (Pozar, Microwave Engineering, 1998)



Figura 2. Línea de transmisión acoplada de tres cables y su equivalente red de capacitores.

Fuente: (Pozar, Microwave Engineering, 1998)

C_{12} representa la capacitancia existente entre los dos tiras conductoras, C_{11} y C_{22} representan los capacitores entre cada línea conductora y tierra. Debido a que las tiras conductoras son idénticas en tamaño y localización relativa se puede asumir que:

$$C_{11} = C_{22} \quad (1)$$

Si las dos líneas de transmisión son idénticas se puede asumir que existe un plano de simetría del circuito tal como se puede observar en la figura 3, en base a esto se puede hacer un análisis del circuito ya sea en modo par (even) o modo impar (odd).

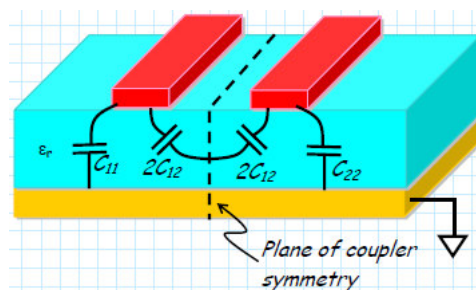


Figura 3. Plano de simetría del circuito

Fuente: (Stiles, 2009)

El capacitor C_{12} se lo ha dividido en dos capacitores conectados en serie, cada uno tiene el valor de $2 C_{12}$, esto se hace basado en teoría electrónica pues, cuando dos capacitores se conectan en serie su equivalente es el resultado de:

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (2)$$

$$\frac{1}{C_{12}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad \text{En donde } C_1 = C_2 = C, \text{ por lo tanto}$$

$$\frac{1}{C_{12}} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C}$$

$$\frac{1}{C_{12}} = \frac{2}{C}$$

$$C = 2 C_{12} \quad (3)$$

2.2.1. Análisis de los acopladores direccionales de líneas acopladas en modo par e impar.

Acopladores Direccionales

Es una red pasiva de cuatro puertos en la cual cada puerto queda aislado respecto al puerto de entrada (puerto aislado), de los otros dos puertos uno recibe la mayor parte de la señal incidente (puerto directo) y el otro recibe una parte fija de la señal (puerto acoplado), como se muestra en la figura 4.

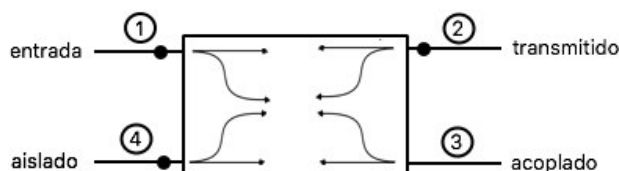


Figura 4. Esquema de funcionamiento de un acoplador direccional de cuatro puertos.

Fuente: (Pérez, 2012)

El análisis en modo par e impar se lo emplea con el fin de obtener ecuaciones de circuitos simétricos que faciliten su desarrollo pues se elimina la dependencia de la impedancia de entrada.

Al hacer un análisis de manera simétrica, las corrientes y voltajes presentan magnitudes y signos iguales en ambas partes, pues existe simetría en el circuito y su alimentación. Si las corrientes tienen la misma intensidad y dirección contraria se anulan entre sí, es decir que las corrientes que atraviesan el plano de simetría son nulas por ende dicho plano equivaldría a una impedancia infinita o en sí a un circuito abierto.

Si los puertos opuestos de un circuito simétrico son alimentados por fuentes de la misma magnitud y signo, para obtener los valores deseados se debe analizar únicamente la mitad del circuito pues que los valores de la otra mitad serán iguales ya que cada parte del circuito es alimentada por la misma tensión. Esto es lo que se conoce como análisis en modo par.

Ahora, si los puertos opuestos son alimentados por fuentes de la misma magnitud pero signo contrario, los valores deseados se obtendrán al hacer un análisis de la mitad del circuito, los valores de la otra mitad serán iguales en magnitud pero de signo contrario. Esto es lo que se conoce como modo impar (Pérez, 2012).

Considerando lo expuesto en la sección anterior, se procede ahora a analizar las líneas acopladas en modo impar y par.

2.2.1.1. Modo impar

Como se puede observar en la figura 5, a través de cada línea *microstrip*

circulan corrientes las cuales son iguales en magnitud pero de signo contrario debido a que las tensiones son de diferente signo, en el plano de tierra se generan campos eléctricos. Este modo es considerado impar porque al ser las corrientes de signo contrario los valores de su otra mitad semejante son iguales en magnitud pero de signos diferentes. La sección amarilla representa la tierra del circuito que físicamente es la parte posterior de la placa en la que se ha plasmado el diseño del acoplador. Los capacitores de la figura 5 representan el circuito equivalente de las líneas acopladas.

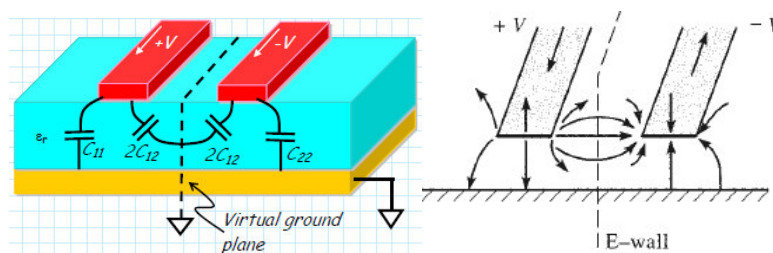


Figura 5. Modo impar.

Fuente: (Stiles, 2009)

La capacitancia por unidad de longitud para cada línea de transmisión está dada por:

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \quad (4)$$

La impedancia característica en este caso es:

$$Z_{o_o} = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (5)$$

2.2.1.2. Modo par

En la figura 6 se puede apreciar que, a través de cada línea *microstrip* circulan corrientes las cuales son iguales en magnitud y signo, en el plano de tierra se generan campos magnéticos. Este modo es considerado par porque al ser las corrientes de signo igual los valores de su otra mitad simétrica son iguales en magnitud y signo. La sección amarilla representa la tierra del circuito que físicamente es la parte posterior de la placa en la que se ha plasmado el diseño del acoplador. Los capacitores de la figura 6 representan el circuito equivalente de las líneas acopladas.

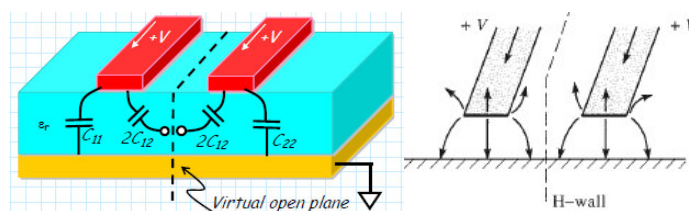


Figura 6. Modo par.

Fuente: (Stiles, 2009)

La capacitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión es:

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (6)$$

La impedancia característica en este caso es:

$$Z_{o_e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} \quad (7)$$

Tanto Z_{o_e} como Z_{o_o} representan a la impedancia característica de la línea conductora con respecto a tierra para el modo par e impar respectivamente. La distribución de corriente para cada modo se muestra en la figura 7.

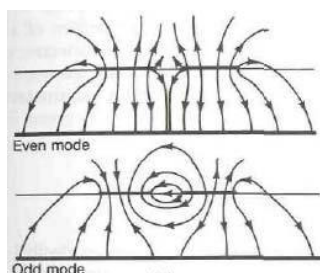


Figura 7. Distribución de corrientes para el modo par e impar.

Fuente: (Pérez, 2012)

2.3. Aplicaciones de los acopladores direccionales

- Para redistribuir señales.
- Para proporcionar puntos de prueba (test point).
- Para combinar señales.
- En radares.
- Pueden formar parte de un amplificador, entre otros.

(Jacho, Valle, Carrillo, & Illapa, 2014)

2.4. Diseño de acopladores direccionales de líneas acopladas

Se puede efectuar un diseño con acoplamiento arbitrario de tal manera que el puerto 1 sea la entrada, el puerto 4 este aislado y los puertos 2 y 3 están acoplados.

Ahora se analiza un acoplador de sección simple de 4 puertos, como se puede observar en la figura 8.

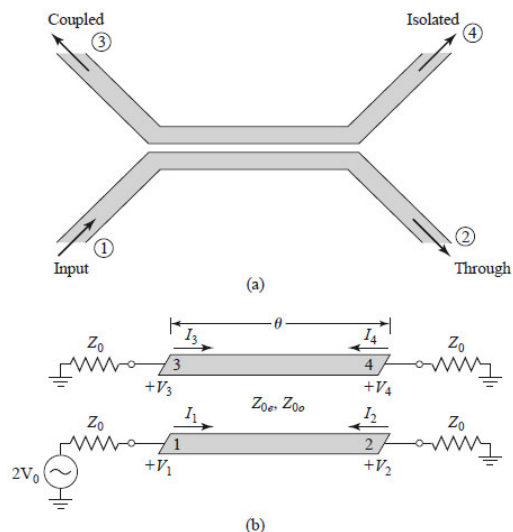


Figura 8. Acoplador de líneas acopladas de sección simple (a) Designación geometría y puertos (b) Circuito esquemático.

Fuente: (Poza, Microwave Engineering, 1998)

En el puerto 1 se observa la fuente $2V_0$ con la impedancia interna Z_0 mientras que en los tres puertos restantes se observa la impedancia Z_0 en cada uno.

Por superposición la excitación del puerto 1 en la figura 8 se puede tratar como la suma de las excitaciones del modo par e impar como se observa en la figura 9.

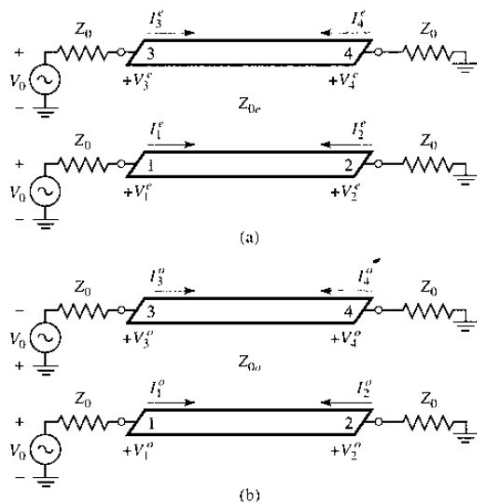


Figura 9. Descomposición del acoplador de línea acoplada en modo de excitación par e impar (a) Modo par (b) Modo impar.

Fuente: (Poza, Microwave Engineering, 1998)

En base a lo mostrado en la figura 8 es necesario tener presente las siguientes consideraciones para el modo par

$$I_1^e = I_3^e$$

$$I_2^e = I_4^e$$

$$V_1^e = V_3^e$$

$$V_2^e = V_4^e$$

Mientras que para el modo impar las consideraciones son

$$I_1^o = -I_3^o$$

$$I_4^o = -I_2^o$$

$$V_1^o = -V_3^o$$

$$V_4^o = -V_2^o$$

La impedancia de entrada en el acoplador de la figura 8 puede ser expresada como:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^e + V_1^o}{I_1^e + I_1^o} \quad (8)$$

Ahora en modo par e impar tenemos las expresiones de la impedancia de entrada

$$Z_{in}^e = Z_{o_e} \frac{Z_o + jZ_{o_e} \tan \theta}{Z_{o_e} + jZ_o \tan \theta} \quad (9)$$

$$Z_{in}^o = Z_{o_o} \frac{Z_o + jZ_{o_o} \tan \theta}{Z_{o_o} + jZ_o \tan \theta} \quad (10)$$

Aplicando división de voltaje en cada circuito de la figura 9 obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$V_1^o = V_o \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_o} \quad (11a)$$

$$V_1^e = V_o \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_o} \quad (11b)$$

Ahora obtenemos las ecuaciones de corrientes:

$$I_1^o = \frac{V_o}{Z_{in}^o + Z_o} \quad (12a)$$

$$I_1^e = \frac{V_o}{Z_{in}^e + Z_o} \quad (12b)$$

Reemplazamos (11a), (11b), (12a) y (12b) en (8)

$$Z_{in} = \frac{V_o \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_o} + V_o \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_o}}{\frac{V_o}{Z_{in}^e + Z_o} + \frac{V_o}{Z_{in}^o + Z_o}}$$

$$Z_{in} = \frac{\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_o} + \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_o}}{\frac{1}{Z_{in}^e + Z_o} + \frac{1}{Z_{in}^o + Z_o}}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^e(Z_{in}^o + Z_o) + Z_{in}^o(Z_{in}^e + Z_o)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^e Z_{in}^o + Z_{in}^e Z_o + Z_{in}^e Z_{in}^o + Z_{in}^o Z_o}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o}$$

$$Z_{in} = \frac{2Z_{in}^e Z_{in}^o + Z_{in}^e Z_o + Z_{in}^o Z_o}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o}$$

$$Z_{in} = \frac{2Z_{in}^e Z_{in}^o + Z_{in}^e Z_o + Z_{in}^o Z_o + 2Z_o^2 - 2Z_o^2}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_o(Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o) + 2(Z_{in}^e Z_{in}^o - Z_o^2)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o}$$

$$Z_{in} = Z_o + \frac{2(Z_{in}^e Z_{in}^o - Z_o^2)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o} \quad (13)$$

Ahora si se hace la siguiente consideración:

$$Z_o = \sqrt{Z_{o_e} Z_{o_o}} \quad (14)$$

Reemplazamos (14) en (9) y (10)

$$Z_{in}^e = Z_{o_e} \frac{\sqrt{Z_{o_e} Z_{o_o}} + j Z_{o_e} \tan \theta}{Z_{o_e} + j \sqrt{Z_{o_e} Z_{o_o}} \tan \theta}$$

$$Z_{in}^e = Z_{o_e} \frac{\frac{\sqrt{Z_{o_e} Z_{o_o}} + j Z_{o_e} \tan \theta}{\sqrt{Z_{o_e}}}}{Z_{o_e} + j \frac{\sqrt{Z_{o_e} Z_{o_o}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{o_e}}}}$$

$$Z_{in}^e = Z_{o_e} \frac{\sqrt{Z_{o_o}} + j\sqrt{Z_{o_e}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{o_e}} + j\sqrt{Z_{o_o}} \tan \theta} \quad (15)$$

$$Z_{in}^o = Z_{o_o} \frac{\sqrt{Z_{o_e}Z_{o_o}} + jZ_{o_o} \tan \theta}{Z_{o_o} + j\sqrt{Z_{o_e}Z_{o_o}} \tan \theta}$$

$$Z_{in}^o = Z_{o_o} \frac{\frac{\sqrt{Z_{o_e}Z_{o_o}} + jZ_{o_o} \tan \theta}{\sqrt{Z_{o_o}}}}{Z_{o_o} + j\sqrt{Z_{o_e}Z_{o_o}} \tan \theta}$$

$$Z_{in}^o = Z_{o_o} \frac{\sqrt{Z_{o_e}} + j\sqrt{Z_{o_o}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{o_o}} + j\sqrt{Z_{o_e}} \tan \theta} \quad (16)$$

Entonces

$$Z_{in}^e Z_{in}^o = Z_{o_e} Z_{o_o} = Z_o^2 \quad (17)$$

Ahora reemplazamos (17) en (13)

$$Z_{in} = Z_o + \frac{2(Z_o^2 - Z_o^2)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_o}$$

$$Z_{in} = Z_o \quad (18)$$

Siempre que se cumpla la ecuación (14), el Puerto 1 y de manera simétrica los demás puertos serán igualados. Además $Z_{in} = Z_o$, entonces $V_1 = V_o$, por división de voltaje

El voltaje del puerto 3 es:

$$V_3 = V_3^e + V_3^o = V_1^e - V_1^o \quad (19)$$

Reemplazo (11a) y (11b) en (19):

$$V_3 = V_o \left[\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_o} - \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_o} \right] \quad (20)$$

Ahora se obtendrá el equivalente de cada término dentro de los corchetes en la ecuación (20), en los cuales se procede a reemplazar las ecuaciones (9), (10) y (14)

Término 1:

$$\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_o} = \frac{Z_{o_e} \frac{Z_o + jZ_{o_e} \tan \theta}{Z_{o_e} + jZ_o \tan \theta}}{Z_{o_e} \frac{Z_o + jZ_{o_e} \tan \theta}{Z_{o_e} + jZ_o \tan \theta} + Z_o}$$

$$\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_o} = \frac{Z_o + j Z_{o_e} \tan \theta}{2Z_o + j (Z_{o_e} + Z_{o_o}) \tan \theta} \quad (21a)$$

Término 2:

$$\frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_o} = \frac{Z_{o_o} \frac{Z_o + j Z_{o_o} \tan \theta}{Z_{o_o} + j Z_o \tan \theta}}{Z_{o_o} \frac{Z_o + j Z_{o_o} \tan \theta}{Z_{o_o} + j Z_o \tan \theta} + Z_o}$$

$$\frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_o} = \frac{Z_o + j Z_{o_o} \tan \theta}{2Z_o + j (Z_{o_e} + Z_{o_o}) \tan \theta} \quad (21b)$$

Reemplazo el equivalente de cada término, (21a) y (21b) en (20)

$$V_3 = V_o \left[\frac{Z_o + j Z_{o_e} \tan \theta}{2Z_o + j (Z_{o_e} + Z_{o_o}) \tan \theta} - \frac{Z_o + j Z_{o_o} \tan \theta}{2Z_o + j (Z_{o_e} + Z_{o_o}) \tan \theta} \right]$$

$$V_3 = V_o \frac{j(Z_{o_e} - Z_{o_o}) \tan \theta}{2Z_o + j (Z_{o_e} + Z_{o_o}) \tan \theta} \quad (22)$$

El coeficiente de acoplamiento C se define como:

$$C = \frac{Z_{o_e} - Z_{o_o}}{Z_{o_e} + Z_{o_o}} \quad (23)$$

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2Z_o}{Z_{o_e} + Z_{o_o}} \quad (24)$$

Entonces

$$V_3 = V_o \frac{jC \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan \theta}$$

$$\frac{V_3}{V_o} = \frac{jC \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan \theta} \quad (25)$$

Se puede demostrar que

$$V_4 = V_4^e + V_4^o = V_2^e - V_2^o = 0 \quad (26)$$

$$V_2 = V_2^e + V_2^o = V_o \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

$$\frac{V_2}{V_o} = \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (27)$$

La figura 10 muestra el acoplamiento y las tensiones de puerta en función de la frecuencia.

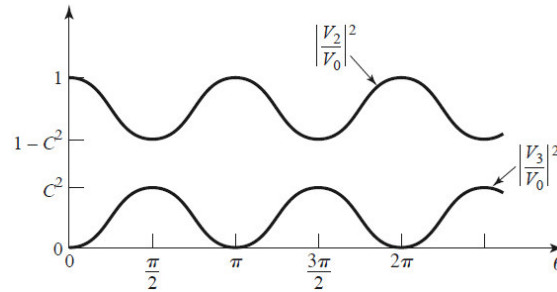


Figura 10. Acoplamiento y tensiones de puerta (al cuadrado) versus la frecuencia para el acoplador de línea acoplada.

Fuente: (Pozar, Microwave Engineering, 1998)

Para $\theta = \frac{\pi}{2}$, el acoplamiento al Puerto 3 está en su primer máximo, aquí es donde el acoplador funciona generalmente para un tamaño pequeño y de pérdida de línea mínima, de lo contrario la respuesta es periódica con máximos en V_3 para $\theta = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \dots$

Para $\theta = \frac{\pi}{4}$, el acoplador es de $\frac{\lambda}{4}$ de longitud, ahora reducimos (25) y (27) con el valor de θ

$$\frac{V_3}{V_0} = C \quad (28)$$

$$\frac{V_2}{V_0} = -j\sqrt{1 - C^2} \quad (29)$$

La impedancia característica para el modo par e impar se puede obtener mediante las ecuaciones (14) y (23)

$$Z_0^2 = Z_{0e}Z_{0o}$$

$$Z_{0e} = \frac{Z_0^2}{Z_{0o}} \quad (30a)$$

$$Z_{0o} = \frac{Z_0^2}{Z_{0e}} \quad (30b)$$

Reemplazo (30a) en (23)

$$C = \frac{\frac{Z_0^2}{Z_{0o}} - Z_{0o}}{\frac{Z_0^2}{Z_{0o}} + Z_{0o}}$$

$$C = \frac{Z_o^2 - Z_{o_o}^2}{Z_o^2 + Z_{o_o}^2}$$

$$CZ_o^2 + CZ_{o_o}^2 = Z_o^2 - Z_{o_o}^2$$

$$(1 + C)Z_{o_o}^2 = (1 - C)Z_o^2$$

$$Z_{o_o} = Z_o \sqrt{\frac{1 - C}{1 + C}} \quad (31a)$$

Reemplazo (30b) en (23)

$$C = \frac{Z_{o_e} - \frac{Z_o^2}{Z_{o_e}}}{Z_{o_e} + \frac{Z_o^2}{Z_{o_e}}}$$

$$C = \frac{Z_{o_e}^2 - Z_o^2}{Z_{o_e}^2 + Z_o^2}$$

$$CZ_{o_e}^2 + CZ_o^2 = Z_{o_e}^2 - Z_o^2$$

$$(1 + C)Z_o^2 = (1 - C)Z_{o_e}^2$$

$$Z_{o_e} = Z_o \sqrt{\frac{1 + C}{1 - C}} \quad (31b)$$

2.5. Diseño de Acopladores de Múltiples Secciones

Al igual que sucede con los transformadores adaptadores y acopladores de guía de onda el ancho de banda puede aumentarse con la utilización de múltiples secciones, debido a que las características de fase son mejores los acopladores de líneas acopladas multisección se realizan con un número impar de secciones como se observa en la figura 11.

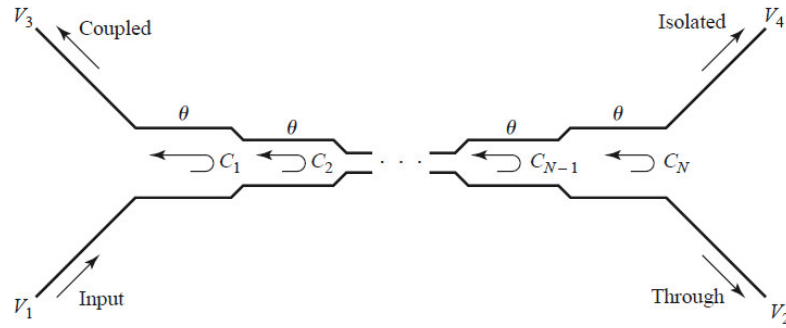


Figura 11. Acoplador de líneas acopladas de N secciones.

Fuente: (Pozar, Microwave Engineering, 1998)

Además se considera que el término N es impar y se supondrá que el acoplamiento es débil ($C \geq 10$) con cada sección que presenta una longitud de $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia central $\theta = \frac{\pi}{2}$. Para el caso de un acoplador de línea acoplada con $C \ll 1$ las ecuaciones (25) y (27) pueden reducirse a

$$\frac{V_3}{V_1} \cong \frac{j C \tan \theta}{1 + j \tan \theta} = j C \sin \theta e^{-j\theta}$$

$$\text{Si } \theta = \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{V_3}{V_1} \cong \frac{j C \tan \frac{\pi}{2}}{1 + j \tan \frac{\pi}{2}}$$

$$\frac{V_3}{V_1} = C \quad (32)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\cos \theta + j \sin \theta} \cong e^{-j\theta}$$

$$\text{Si } \theta = \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2} + j \sin \frac{\pi}{2}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = -j \quad (33)$$

Esta aproximación $\theta = \frac{\pi}{2}$ equivale a considerar que no se pierde alimentación en el camino a través de una sección a otra (Pozar, Microwave Engineering, 1998).

Se puede expresar el voltaje del puerto 3 acoplado del acoplador en cascada que se observa en la figura 11.

$$V_3 = (jC_1 \sin \theta e^{-j\theta})V_1 + (jC_2 \sin \theta e^{-j\theta})V_1 e^{-2j\theta} + \dots \\ + (jC_N \sin \theta e^{-j\theta})V_1 e^{-2j(N-1)\theta} \quad (34)$$

$$V_3 = jV_1 \sin \theta e^{-jN\theta} [C_1 (1 + e^{-2j(N-1)\theta}) + C_2 (e^{-2j\theta} + e^{-2j(N-2)\theta}) + \dots \\ + C_M (e^{-j(N-1)\theta})]$$

$$V_3 = 2jV_1 \sin \theta e^{-jN\theta} [C_1 \cos(N-1)\theta + C_2 \cos(N-3)\theta + \dots \\ + \frac{1}{2}C_M] \quad (35)$$

Es necesario tener presente las siguientes consideraciones:

$$M = \frac{N+1}{2} \quad (36)$$

A frecuencia el factor de acoplamiento de voltaje es:

$$C_0 = \left| \frac{V_3}{V_1} \right|_{\theta=\pi/2} \quad (37)$$

2.6. Matriz de parámetros S

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y reflejada, los cuales conforman la matriz "S". El análisis de estos parámetros permite comprender el comportamiento de un dispositivo en algunas condiciones en un determinado rango de frecuencia. Los parámetros se caracterizan por su magnitud, ganancia o pérdidas en decibels y fase, dichos parámetros se utilizan para redes que operan en radiofrecuencia y microondas. Se debe tener en cuenta que los parámetros S varían con la frecuencia por ende es necesario especificar la frecuencia a la cual se deben medir los parámetros "S" y la impedancia característica o impedancia del sistema (Cobo, 2012).

El término dispersión con el que se menciona a los parámetros "S" hace referencia a la forma en que las corrientes y voltajes que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión, lo que es igual que una onda que se encuentra con una impedancia diferente a la impedancia característica (Cobo, 2012).

2.7. Redes de cuatro puertos

Una red de cuatro puertos ideal presenta la propiedad de que una onda incidente en el puerto 1 acopla potencia al puerto 2 y 3 pero no al puerto 4, de manera semejante si la onda incide por el puerto 4 se acopla la potencia al puerto 2 y 3 pero no al 4. Entonces en si los puertos 1 y 4 están desacoplados

(Bastidas Vallejo & Gracia Cervantes, 2015). Las principales características de las redes de cuatro puertos son:

Simetría

Es la propiedad más importante y hace referencia a la simetría que posee la red con respecto a un plano determinado, tal como se observa en la figura 12.

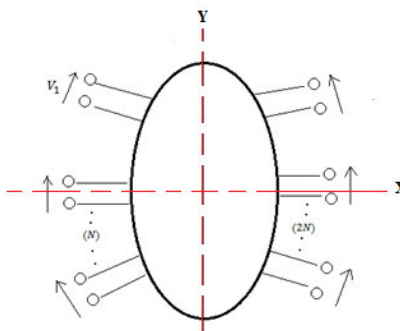


Figura 12. Simetría de una red de "n" puertos.

Fuente: (Bastidas Vallejo & Gracia Cervantes, 2015)

Reciprocidad: Una red recíproca es aquella red pasiva en la que el intercambio entre un generador y un medidor no produce modificación de la lectura del segundo. Cuando una red es simétrica, recíproca y sin pérdidas se puede obtener por deducción las siguientes igualdades en su matriz de parámetros "S" (Bastidas Vallejo & Gracia Cervantes, 2015).

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{34} = S_{43}$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24}$$

$$S_{41} = S_{32} = S_{23} = S_{14}$$

2.7.1. Propiedades de las redes de cuatro puertos

Una red de cuatro puertos tiene la siguiente matriz

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix}$$

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j}$$

Si se considera que $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$, si $[S]$ es unitaria y la red recíproca, entonces se deben cumplir las siguientes relaciones obtenidas de (Bastidas Vallejo & Gracia Cervantes, 2015) que se derivan de $[S][S]^{t*} = [I]$.

$$|S_{11}|^2 + |S_{13}|^2 |S_{14}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 |S_{24}|^2 = 1$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 |S_{34}|^2 = 1$$

$$|S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 |S_{34}|^2 = 1$$

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

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

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

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

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

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

CAPÍTULO III

3. Métodos y materiales

3.1. Software para diseño y simulación en tecnología de microlínea

3.1.1. *Advanced Desing System* (ADS)

Es un software creado para el diseño de una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones así como osciladores, amplificadores, redes de banda ancha, sistemas de radiocomunicación, acopladores y demás. ADS es de propiedad de Agilent Technologies, el principal objetivo de este software es el de realizar simulaciones avanzadas con gran precisión sobre circuitos constituidos por elementos incluidos en las librerías de ADS.

ADS es de gran ayuda pues permite efectuar ajustes o cambios en los circuitos después de realizar simulaciones de forma simultánea, además cuenta con algoritmos de simulación y rutinas de convergencia avanzadas lo que reduce de manera considerable el tiempo que dura la simulación respecto a otros programas. Se trabaja en dos tipos de ventanas para los circuitos, en una de ellas el esquemático en la que se conectan los elementos como se requiere y sobre la que se efectúa las simulaciones y análisis, la otra ventana es el layout en la que se observa el formato que tendrá el circuito plasmado en la placa (Biblioteca de Ingeniería - Universidad de Sevilla). La figura 13 muestra la interface de ADS.

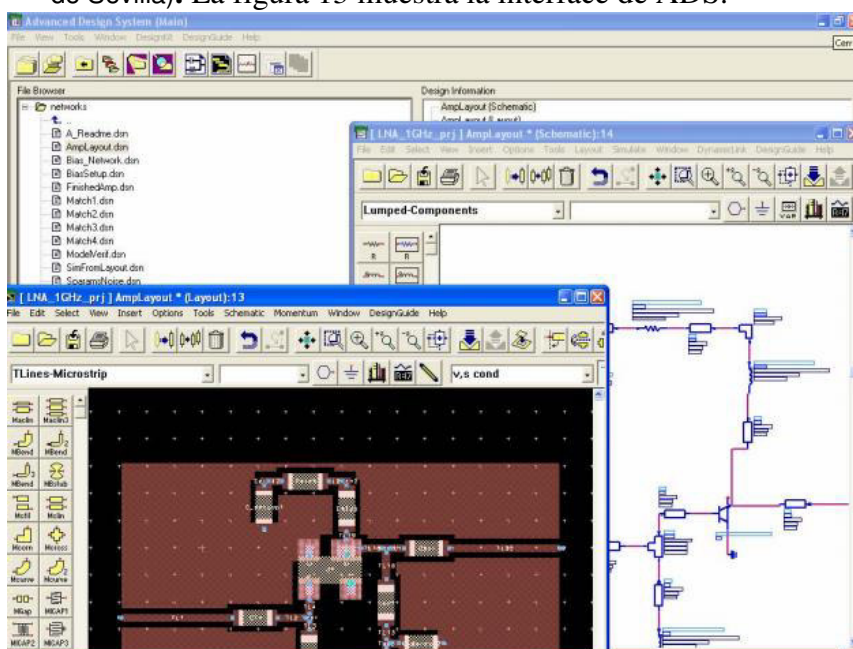


Figura 13. Interface software Advanced Design System (ADS).

Fuente: (Biblioteca de Ingeniería - Universidad de Sevilla)

La principal ventaja de utilizar ADS es la disponibilidad de una ayuda extensa y de guías de diseño completas que orientan a los usuarios sobre el manejo del software y el aprendizaje del diseño de varios prototipos de sistemas RF, microondas o sistemas de telecomunicaciones, algo que además cabe destacar es la sencillez para dibujar tablas, clasificaciones, gráficas cartesianas, gráficas sobre carta de Smith, módulos, fases, entre otros (Biblioteca de Ingeniería - Universidad de Sevilla).

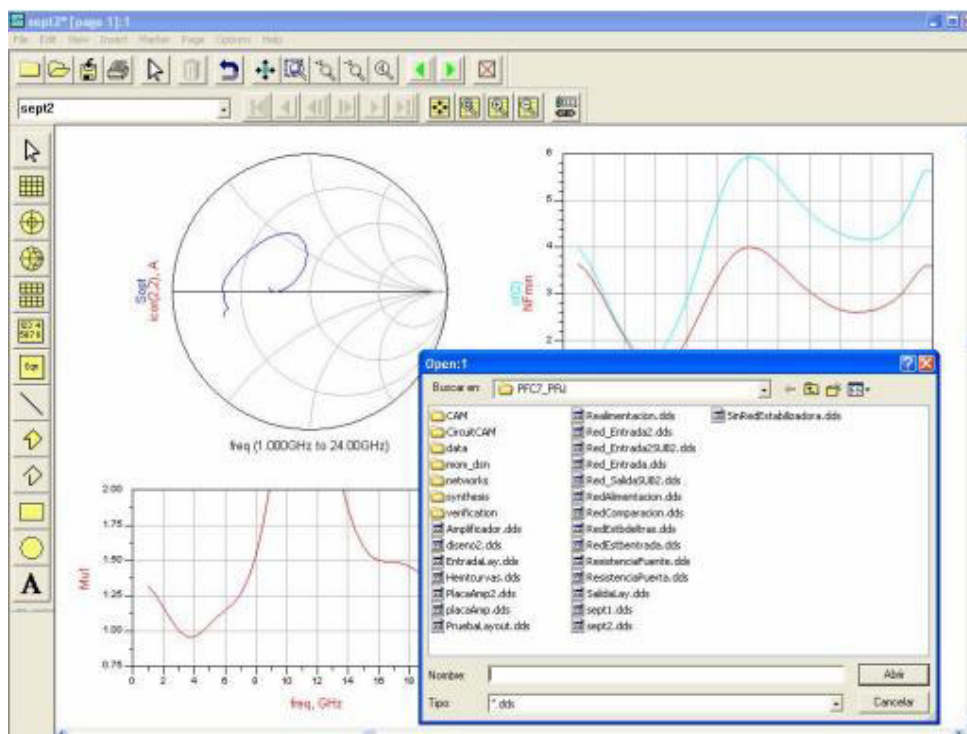


Figura 14. Gráficas típicas de ADS.

Fuente: (Biblioteca de Ingeniería - Universidad de Sevilla)

En nuestro caso la herramienta de mayor interés es el LineCalc mostrado en la figura 14, un controlador de utilidad de líneas de transmisión, esta herramienta proporciona la equivalencia entre el ancho la línea y la impedancia característica, además entre la longitud física y eléctrica. El momento que se utiliza Linecalc es necesario también especificar las características del sustrato que se utilizará ya con esto, el valor de la frecuencia con la que se desea trabajar y los valores calculados de las impedancias características la herramienta arrojará los valores esperados de S (separación entre las líneas de transmisión), L (longitud de las líneas de transmisión) y W (ancho de las líneas de transmisión).

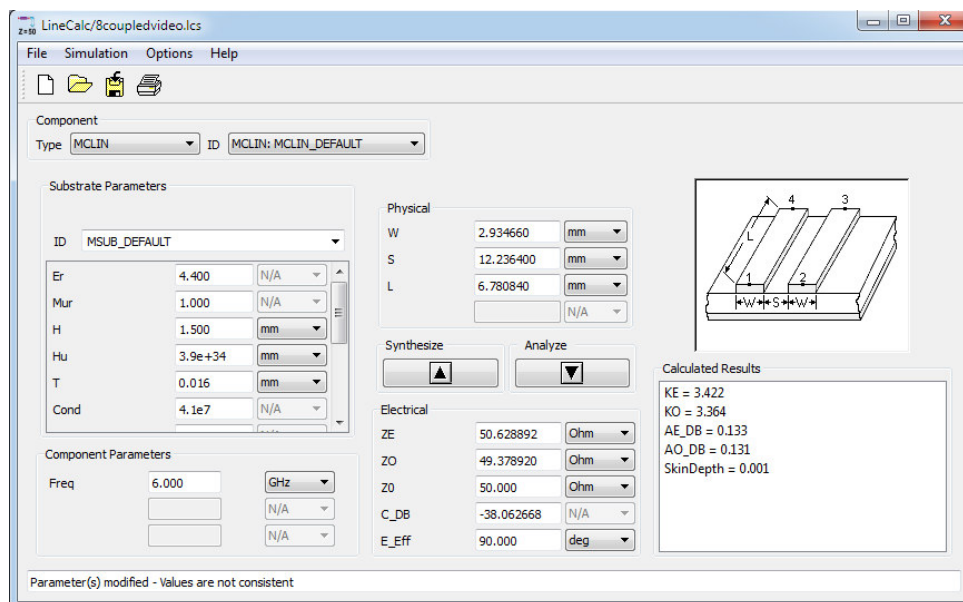


Figura 15. Herramienta Linecalc

Fuente: Autor

Software de diseño electrónico producido por Keysight EEs of EDA, el cual proporciona un entorno de diseño integrado para los diseñadores de productos electrónicos que utilizan RF, productos tales como teléfonos móviles, buscapersonas, redes inalámbricas, satélites de comunicaciones, sistemas de radar y enlaces de datos de alta velocidad.

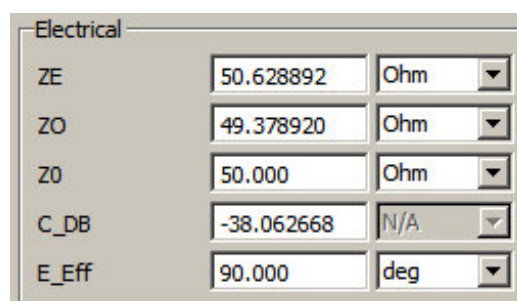


Figura 16. Parámetros eléctricos de una sección.

Fuente: Autor

La figura 16 representa la región de la herramienta linecalc en la que se ingresa los valores de las impedancias características además del valor de la longitud eléctrica efectiva de la línea, cabe destacar que el valor del factor de acoplamiento en dB (C_DB) se establece automáticamente en función de los demás valores previamente ingresados.

3.2. Materiales

3.2.1. Conectores RF

Los conectores RF que se han utilizado fueron los SMA. El conector SMA fue diseñado en 1960 por Bendix Scintilla Corporation y Omni-Spectra Corporation, su nombre se debe al acrónimo de sub miniature connect A (conector sub miniatura A), este tipo de conectores están presentes en conexiones a transmisores de radio, routers, GPS y en montajes que incluyen filtros, microondas, atenuadores, osciladores y mezcladores.

Los conectores SMA son conectores de semi precisión usados en aplicaciones para alta frecuencia con valores entre los 18 GHz y en ciertos casos 24 GHz proporcionando resultados confiables en sistemas de banda ancha. La impedancia característica de estos conectores es de 50 Ω (Anónimo, Conectores SMA, s.f.).

Al utilizar los conectores con cables flexibles la frecuencia máxima que pueden soportar es de alrededor de 18 GHz a 26 GHz, en si el límite de frecuencia viene dado por mismo cable debido éstos son pequeños y sus pérdidas son más significativas que de los mismos conectores (Anónimo, Conectores SMA).

La temperatura de trabajo de los conectores oscila entre -65° y $+165^{\circ}$. En la tabla 1 se muestran los tipos de conectores SMA y sus medidas, mientras que las figuras 17 y 18 muestran los conectores SMA hembra y macho respectivamente.

Tabla 1.

Tipos de conectores SMA y sus medidas

Tipo de SMA	Medidas en mm		
	1	2	3
901-9601-1SF	15,7	8,9	3,0
901-9601-3	15,7	8,9	3,0
901-9601-3SF	15,7	8,9	3,0
901-9602-1	15,5	8,6	2,8
901-9602-3	15,5	8,6	2,8
901-9610-1SF	15,5	8,6	2,8
901-9610-3	15,5	8,6	2,8
901-10015	12,5	-	2,4

Fuente: (Anónimo, Conectores SMA, s.f.)

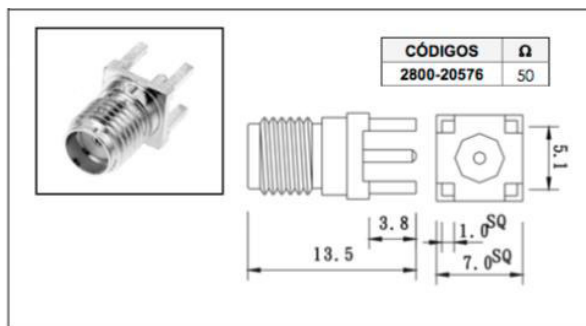


Figura 17. Conector Hembra recto para PCB

Fuente: (Anónimo, Conectores SMA)

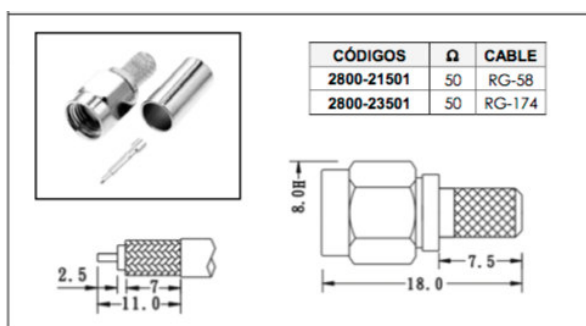


Figura 18. Conector macho de engaste

Fuente: (Anónimo, Conectores SMA)

3.2.2. Sustrato

El sustrato que se ha utilizado es el FR-4, es la designación que se le da a las hojas de vidrio laminado reforzado con epoxi, tubos, varillas y placas de circuito impreso, cuyos parámetros se muestran en la tabla 2. El FR-4 está compuesto por tejido de fibras de vidrio, en sí es un material termoestable de alta presión con buena resistencia al peso, con un grado de absorción de agua de cero, es utilizado como aislante eléctrico con una considerable resistencia mecánica.

Tabla 2.

Características del sustrato FR-4.

PARÁMETRO	VALOR
Gravedad específica / densidad	1,850 g / cm ³ (3,118 lb / cu yd)
Absorción de agua	-0,125 En <0,10%
índice de temperatura	140 ° C (284 ° F)
Conductividad térmica , a través del plano	0,29 W / (m · K), ^[1] 0,343 W / (m · K) ^[2]

Continua 

conductividad térmica, en el plano	0,81 W / (m · K), ^[1] 1,059 W / (m · K) ^[2]
dureza Rockwell	escala de 110 M
La resistencia de unión	> 1,000 kg (2,200 libras)
Resistencia a la flexión (A; 0.125 en) - LW	> 440 MPa (64,000 psi)
Resistencia a la flexión (A; 0.125 en) - CW	> 345 MPa (50,000 psi)
Resistencia a la tracción (0,125 pulgadas) LW	> 310 MPa (45,000 psi)
Resistencia al impacto Izod - LW	> 54 J / m (10 ft · lb / in)
Resistencia al impacto Izod - CW	> 44 J / m (8 pies · lb / in)
Resistencia a la compresión - de plano	> 415 MPa (60,200 psi)
ruptura dieléctrica (A)	> 50 kV
ruptura dieléctrica (D48 / 50)	> 50 kV
Resistencia dieléctrica	20 MV / m
Permitividad relativa (A)	4,8
permitividad relativa (D24 / 23)	4,8
El factor de disipación (A)	0,017
El factor de disipación (D24 / 23)	0,018
Permitividad constante dieléctrica	4,70máx., 4,35 @ 500 MHz, 4,34GHz @ 1
Temperatura de transición del vidrio	Puede variar, pero es de más de 120 ° C
El módulo de Young - LW	$3,5 \times 10^6$ psi (24 GPa)
El módulo de Young - CW	$3,0 \times 10^6$ psi (21 GPa)
Coeficiente de dilatación térmica - eje x	$1,4 \times 10^{-5}$ K ⁻¹
Coeficiente de dilatación térmica - eje y	$1,2 \times 10^{-5}$ K ⁻¹
Coeficiente de expansión térmica - eje z	$7,0 \times 10^{-5}$ K ⁻¹
el coeficiente de Poisson - LW	0,136
el coeficiente de Poisson - CW	0,118
velocidad del sonido LW	3602 m / s
SW velocidad del sonido	3369 m / s
impedancia acústica LW	6,64 Mrayl

Fuente: (Wikipedia)

3.2.3. Placa de circuito impreso

Los acopladores direccionales de líneas acopladas que se han implementado han sido desarrollados en base a líneas *microstrip* con el uso del software ADS.

Al desarrollar las placas es necesario tomar en cuenta ciertas consideraciones de diseño, las longitudes deben ser equivalentes respecto a las secciones que conforman el acoplador ya que con esto se mantiene equilibrado el diseño pues en radio frecuencia las distancias son trascendentales.

Las placas que se esperan obtener son similares a las que se muestran en la figura 19, 20 y 21.

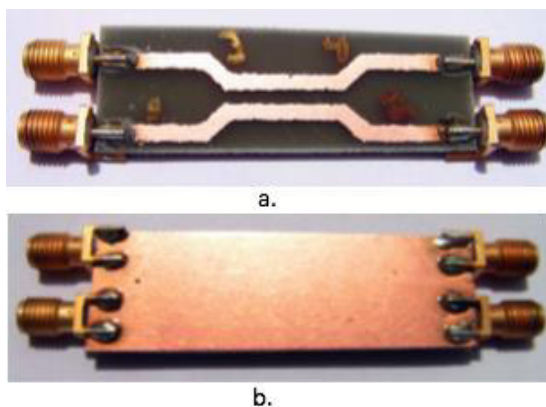


Figura 19. Acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones a 3GHz (a) Parte superior (b) Parte posterior.

Fuente: (Iván de Paúl Bernal, 2007)

En la figura 19 se puede observar un acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones con frecuencia central de 3 GHz, en la figura 19 (a) se puede apreciar la parte superior de la placa en la que se han identificado los puertos con numeración, además se han adherido conectores SMA en cada puerto de los cuales únicamente cada núcleo hace contacto con su respectiva línea *microstrip* los demás pines hacen contacto con la placa de tierra que se puede observar en la figura 19 (b) la cual es la parte posterior de la placa. El cobre como conductor actúa como tierra entre el circuito y la estructura de los conectores.

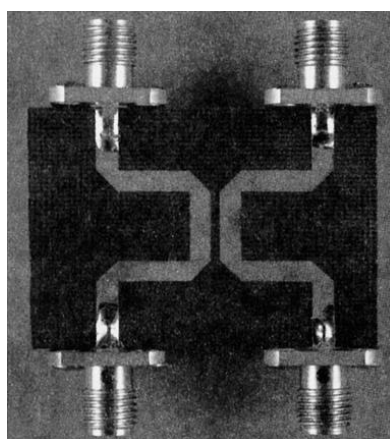


Figura 20. Acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 3GHz.

Fuente: (Pozar, Microwave Engineering, 1998)

En la figura 20 se puede observar un acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple al cual se ha soldado en cada puerto un conector SMA hembra debido a las grandes ventajas que presenta respecto a otros conectores entre los cuales están las pequeñas pérdidas que encierran y los niveles de frecuencia que manejan. Además se puede apreciar que la estructura de los conectores SMA hacen contacto con la tierra de la placa ubicada en la parte posterior.

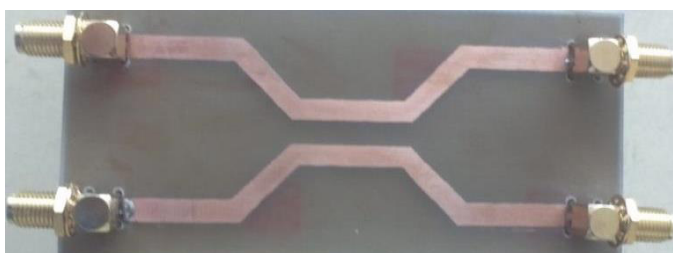


Figura 21. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 2.4 GHz.

Fuente: (Bastidas Vallejo & Gracia Cervantes, 2015)

En la figura 21 se puede observar la parte superior de un acoplador direccional de líneas acopladas a 2.4 GHz, al cual se la ha soldado conectores SMA en forma de L los cuales hacen contacto con su núcleo con cada línea *microstrip* mientras que los demás pines ayudan a que su estructura haga tierra con la parte posterior de la placa cubierta de cobre.

3.2.4. Cables para conexión

Para realizar las medidas de cada uno de los acopladores direccionales de líneas acopladas se ha utilizado los cables Pasternack PE304-24 mostrados en la figura 22, los cuales son cables de precisión y sus características principales se muestran en la tabla 3.

Tabla 3.

Características del cable de precisión Pasternack PE304-24.

CONFIGURACIÓN	
Conector 1	SMA macho
Conector 2	N macho
Tipo de cable	Serie 160 coaxial
ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS	
Rango de frecuencia, GHz	DC a 18
Impedancia, Ohms	50
VSWR máximo	1:4:1
Velocidad de propagación, %	69.5
Protección RF, dB	90
Voltaje de operación máximo, vrms	1200

Continúa



ESPECIFICACIONES MECÁNICAS	
Rango de temperatura, °C	-48 a 204
SIZE	
Longitud, plg [mm]	24 [609,6]
Diámetro, plg [mm]	0,17 [4,32]
Peso, libras [gr]	0,038 [17,24]
Color del cable	Azul
Radio de curvatura mínimo, plg [mm]	1 [25,4]
CABLE	
Tipo de centro del conductor	Sólido
Tipo de dieléctrico	PTFE
Material del protector	FEP
Diámetro del protector, plg [mm]	0,163 [4,14]
CONECTOR 1	
Tipo	SMA macho
Configuración	Directo
Material del conductor interno y el chapado	Oro
Material de la tuerca y el enchapado	Acero inoxidable
Tamaño del hexágono	5/16
Torque, plg-lb [Nm]	8 [0,9]
Tipo de dieléctrico	PTFE
CONECTOR 2	
Tipo	N macho
Configuración	Directo
Material del conductor interno y el chapado	Oro
Material de la tuerca y el enchapado	Acero inoxidable
Tamaño del hexágono	13/16
Torque, plg-lb [Nm]	15 [1,7]
Tipo de dieléctrico	PTFE

Fuente: (Enterprises, 2013)



Figura 22. Conectores del cable Pasternack PE304-24.

Fuente: (Enterprises, 2013)

3.2.5. Equipo de medición

El equipo que se utilizó para efectuar las medidas de cada acoplador direccional fue el N9918A de KEYSIGHT TECHNOLOGIES mostrado en la figura 23.



Figura 23. Equipo N9918A de Keysight Technologies.

Fuente: (Technologies)

Características y funciones:

- Su frecuencia de trabajo máxima es de 26.5 GHz.
- Es el analizador portátil más integrado del mundo, el modelo estándar incluye un analizador de cable y antena.
- Trabaja como analizador de espectros, medidor de potencia, voltímetro vectorial, entre otros.
- Ahorra tiempo mediante la medición de DTF y TDR en el mismo barrido.
- Permite medir simultáneamente los 4 parámetros S.
- Permite hacer mediciones precisas con el analizador de espectros (± 0.5 dB) sin necesidad de calentamiento.
- Pesa 6,6 libras.

(Technologies)

3.2.6. Carga ANNE-50+ de MINI CIRCUITS

Para realizar las mediciones de los parámetros S de cada acoplador se utilizaron cargas de 50 ohms de la empresa mini circuits mostradas en la figura 24 y sus características se exponen en la tabla 4:

Tabla 4.

Características de la carga ANNE-50+

Cobertura de ancho de banda	DC, 18 GHz
Pérdidas de retorno	30 dB DC-4 GHz 27 dB DC- 4 a 8 GHz 23 dB DC- 8 a 12 GHz 21 dB DC- 12 a 18 GHz
Conector	SMA macho
Modelo	ANNE -50+
Rangos de temperatura máximos	-55 °C- a 100 °C-
Impedancia (ohms)	50

Continua

Potencia nominal (W)	1
Material del case	Cobre
Material de la terminación del case	Plato de oro

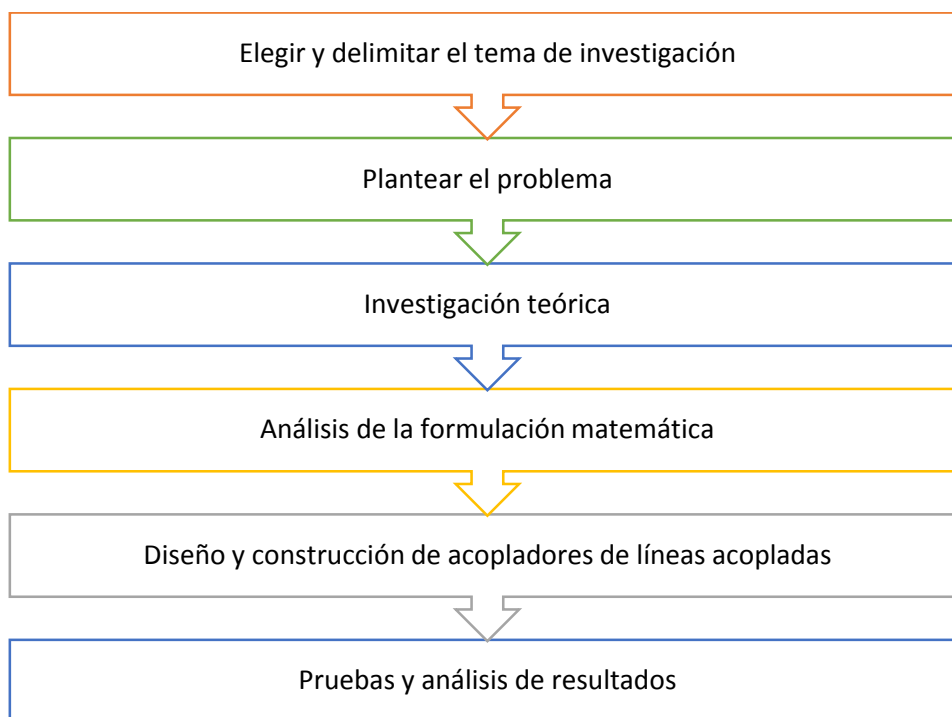
Fuente: (Circuits)



Figura 24. Carga ANNE-50+ de Mini Circuits.

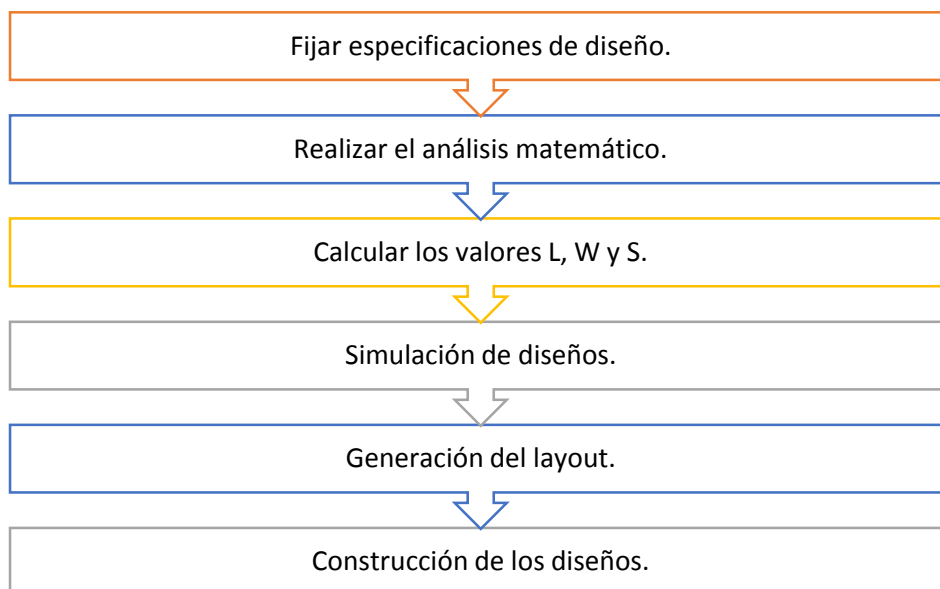
Fuente: (Circuits)

3.3. Diagrama de bloques del proyecto de investigación



CAPÍTULO IV

4.1. Pasos para el diseño de un acoplador direccional de líneas acopladas



4.2. Criterios de diseño de un acoplador direccional

Para diseñar acopladores direccionales de líneas acopladas se debe considerar ciertos criterios como:

- La constante dieléctrica relativa ϵ_r .
- La frecuencia de diseño del acoplador.
- La impedancia característica Z_0 .
- La longitud eléctrica efectiva E_{Eff} .
- El nivel de acoplamiento en dB.

4.3. Frecuencia de operación.

Los acopladores direccionales de líneas acopladas se han diseñado para trabajar dentro del rango de la banda C entre los que tenemos 3,7 a 4,2 GHz y 5,9 a 6,4 GHz.

Los acopladores desarrollados para este proyecto se han diseñado para trabajar a 4 y 6 GHz dentro de la banda C.

4.4. Diseño y simulación en ADS de un acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple.

4.4.1. Acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple

El siguiente diseño es de un acoplador de líneas acopladas de sección simple a 20 dB cuya impedancia característica es de 50Ω , y su frecuencia central es de 6GHz.

Solución:

El factor de acoplamiento de voltaje es C

$$C = 10^{-\frac{20}{20}}$$

$$C = 0,1$$

Ahora se procede a calcular los valores de las impedancias par e impar

$$Z_{o_e} = Z_o \cdot \left(\sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \right) \quad \text{Impedancia par} \quad (38)$$

$$Z_{o_e}^1 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1+0,1}{1-0,1}} \right)$$

$$Z_{o_e}^1 = 55,27707 \Omega$$

$$Z_{o_o} = Z_o \cdot \left(\sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \right) \quad \text{Impedancia impar} \quad (39)$$

$$Z_{o_o}^1 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1-0,1}{1+0,1}} \right)$$

$$Z_{o_o}^1 = Z_{o_o}^3 = 45,226701 \Omega$$

4.4.1.1. Desarrollo del acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 6GHz

Para calcular las dimensiones físicas de las líneas *microstrip* L (longitud de la línea *microstrip*), W (ancho de la línea) y S (separación entre líneas) se procede a utilizar la herramienta Linecalc de ADS (Advanced Design System). Para llevar a cabo el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas se requiere utilizar el componente MCLIN que será la sección del acoplador. Los parámetros que se deben indicar son:

- La constante dieléctrica relativa (Er) que es 4,8 debido a que se utiliza el sustrato FR4.
- La frecuencia de diseño (Freq) que es de 6 GHz
- La impedancia característica Zo es de 50Ω.
- La longitud eléctrica efectiva E_Eff es de 90°.
- El nivel de acoplamiento es de -20 dB.

En la figura 25 se puede apreciar la interfaz de la herramienta Linecalc mediante la cual se obtendrán los valores físicos L, W y S que se asignarán a las secciones del acoplador.

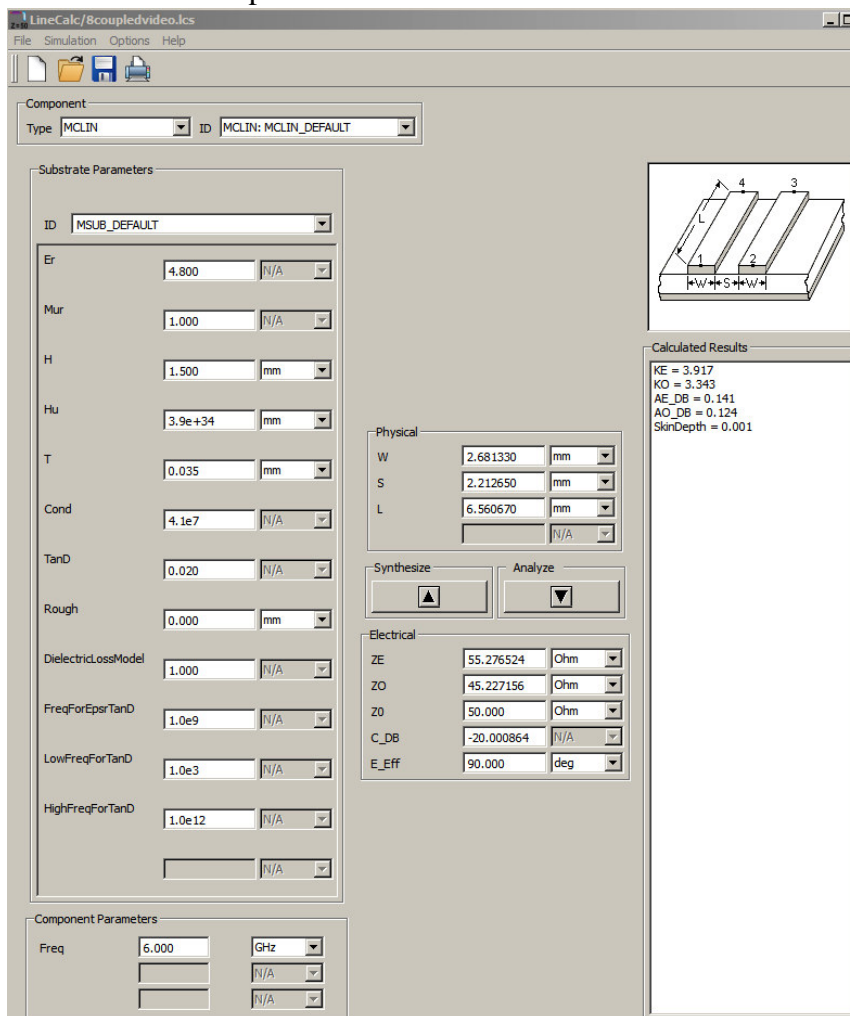


Figura 25. Valores de L, W y S de la sección del acoplador direccional de líneas acopladas a 6 GHz.

Fuente: Autor

En la tabla 5 se puede apreciar los valores obtenidos con Linecalc

Tabla 5.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	6,560660 mm
W	2,681330 mm
S	2,212650 mm

Fuente: Autor

En la figura 26 se muestra el diseño del acoplador de sección simple a 6 GHz.

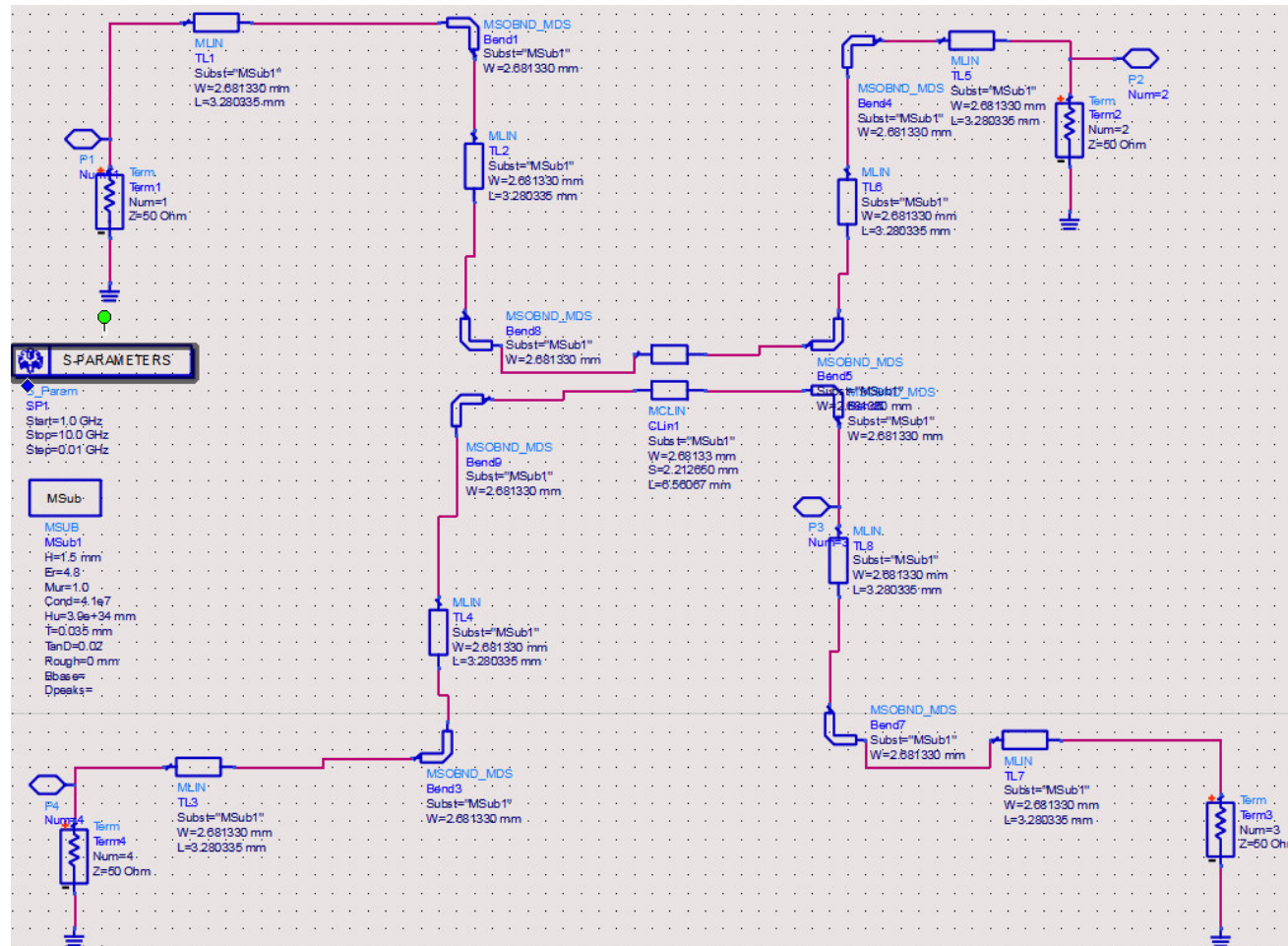


Figura 26. Acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 6 GHz

Fuente: Autor

4.4.1.1.1. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de sección simple a 6GHz.

La figura 27 muestra el resultado en dB de los parámetros de scattering S que se obtienen de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas con frecuencia de trabajo de 6 GHz. Los valores en frecuencia utilizados para el cálculo del ancho de banda porcentual del acoplador se los toma considerando que el diseño fue hecho para -20dB y que el parámetro que representa la señal de ingreso al acoplador es el S(1,1). Se debe tomar como referencia la frecuencia de diseño (punto 2) en base a la cual se observa el primer corte hacia la izquierda entre el nivel de -20dB y la gráfica S(1,1) descendente (punto 1), del punto 2 hacia derecha se observa el primer corte entre -20dB y la gráfica S(1,1) ascendente (punto 3) como se observa en la figura 27. Los valores de X en cada punto son las frecuencias en GHz de cada corte.

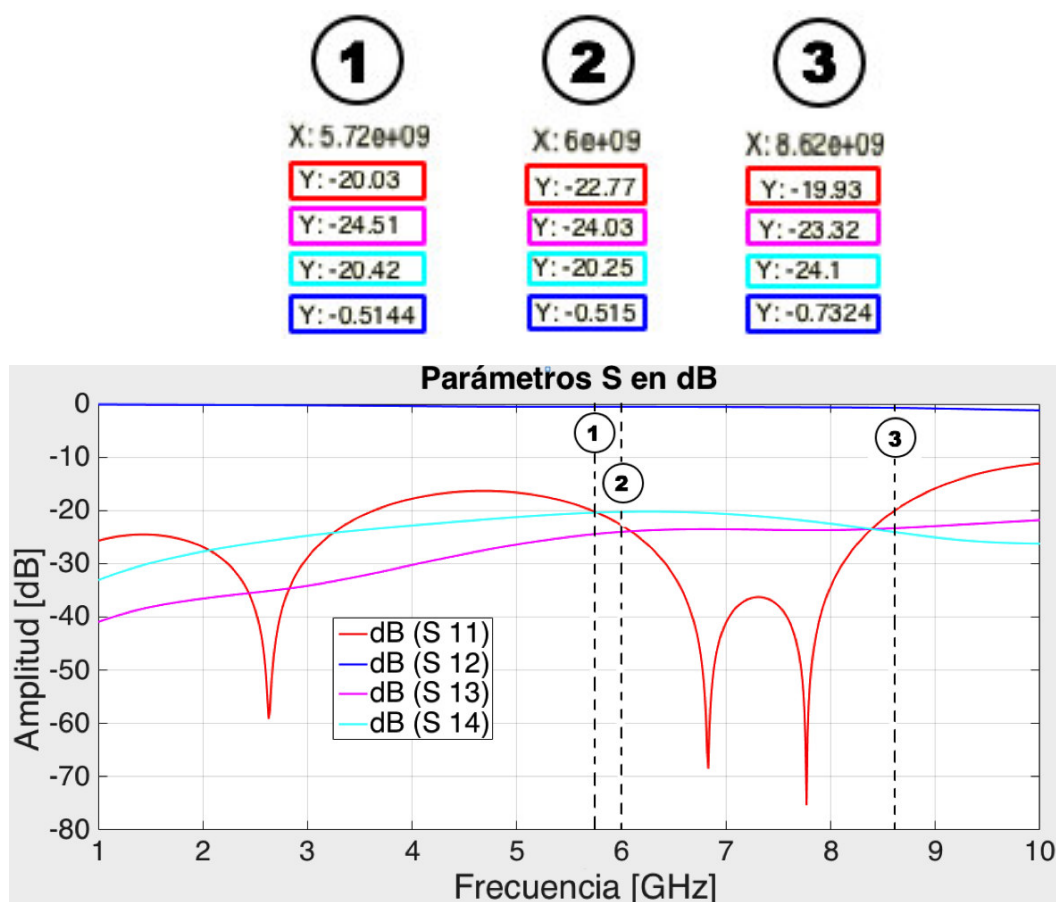


Figura 27. Parámetros S expresados en dB – Simulación

Fuente: Autor

El porcentaje ancho de banda utilizado se obtiene a continuación

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr(\text{trabajo})} \cdot (100\%) \quad (40)$$

$$fr1 = 5,72 \text{ GHz}$$

$$fr3 = 8,62 \text{ GHz}$$

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{(8,62 - 5,72)\text{GHz}}{6 \text{ GHz}} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{2,9}{6} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = 48,33 \%$$

El porcentaje de ancho de banda a pesar de que es de 48,33% como se determina con los cálculos se procederá a desarrollar diseños de acopladores direccionales de líneas acopladas con múltiples secciones con el fin de aumentar el ancho de banda utilizado.

El parámetro S (1,4) en la figura 27 muestra la potencia en dB que llega al puerto 4 del acoplador direccional de líneas acopladas, algo muy importante que cabe destacarse es que dicho puerto no está acoplado es decir se encuentra aislado, además de manera ideal se considera que el valor de potencia que sale es cero. A continuación se comprueba el aislamiento del puerto 4 respecto al 1, para esto consideramos el valor de S (1,4) en la frecuencia de trabajo del acoplador:

$$S(1,4) = -20,25 \text{ dB}$$

$$\text{dB}(S 1,4) = 10 \log P$$

$$-20,25 \text{ dB} = 10 \log P$$

$$P = 10^{\frac{-20,25}{10}}$$

$$P = 0,0094406 \text{ W}$$

$$P \approx 0 \text{ W}$$

Como se puede apreciar en los cálculos desarrollados el valor de la potencia de salida en el puerto 4 es aproximadamente cero.

En la figura 28 se muestran los parámetros S expresados en función de su magnitud.

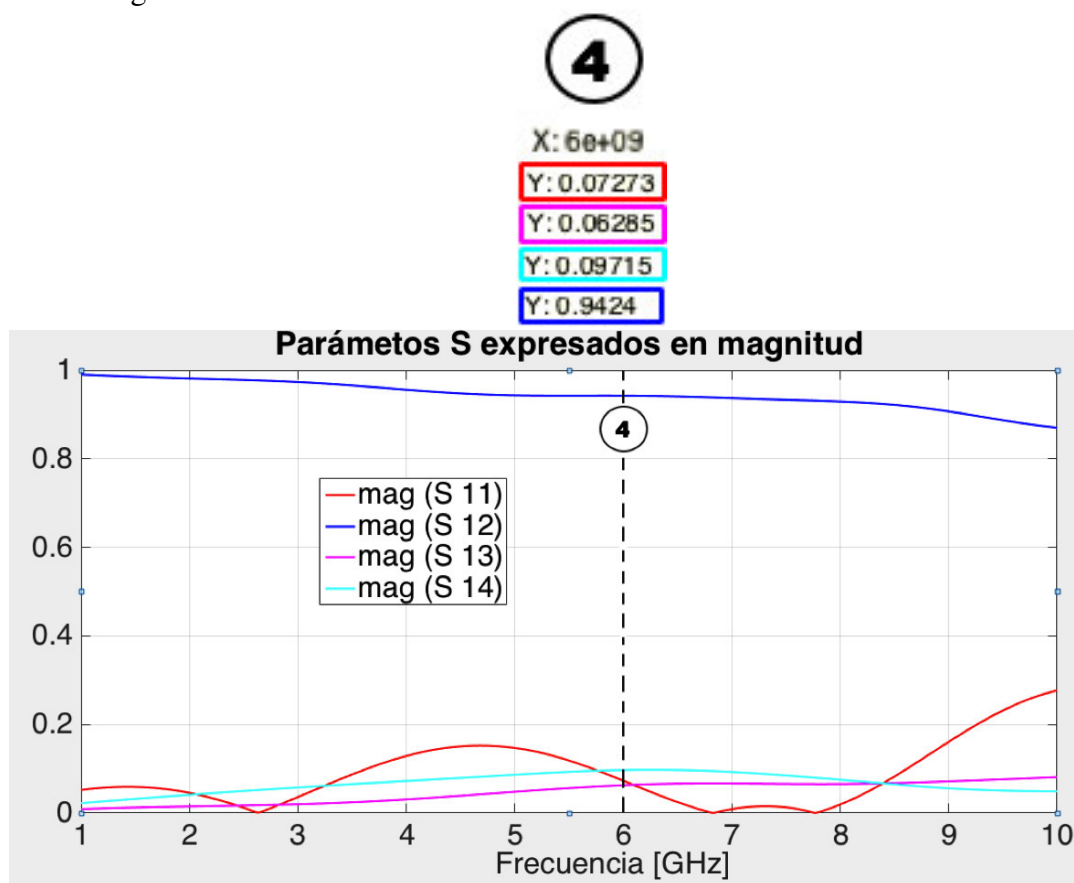


Figura 28. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación

Fuente: Autor

El valor del parámetro S(1,2) en la frecuencia de trabajo 6GHz es de 0,9424 como se aprecia en la figura 28, este valor al ser elevado nos indica que una gran cantidad de la potencia de entrada se dirige al puerto 2 del acoplador.

$$\mathbf{mag(S\ 1,\ 2) = 0,\ 9424}$$

El valor del parámetro S(1,3) en magnitud que se obtiene de la figura 28 permite corroborar el cumplimiento de un parámetro de diseño establecido, que el factor de acoplamiento $C=0.1$. Ahora obtenemos el valor de la magnitud del factor C obteniendo su raíz cuadrada:

$$c = \sqrt{C}$$

$$c = \sqrt{0,1}$$

$$c = 0,31622$$

$$\mathbf{mag(S\ 1,\ 3) = 0,\ 06285}$$

Como se puede observar se da cumplimiento al parámetro de diseño $C=0,1$, debido a que el valor esperado en magnitud es de 0,31622 y el que se obtiene es 0,06285. Es notable la diferencia existente entre el valor esperado y el obtenido, esto se da debido a la presencia de pérdidas características del sustrato FR4, pérdidas por implementación, pérdidas por la soldadura, entre otros. Ahora se procede a realizar la comprobación de que el dispositivo es un elemento pasivo sin pérdidas esta última consideración es ideal, para ello se utiliza la ecuación (41)

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 = 1 \quad (41)$$

$$(0,07273)^2 + (0,9424)^2 + (0,06285)^2 + (0,09715)^2 = 0,9068$$

Se ha obtenido un valor de 0,9068 el cual es muy próximo a 1, cabe destacar que al existir pérdidas por el sustrato, pérdidas por la soldadura, entre otras, se produce una diferencia de 0,0932 entre el valor obtenido (en base a las mediciones en magnitud) respecto con el valor esperado. Finalmente es acertado mencionar que se ha cumplido con los parámetros de diseño especificados.

4.5. Diseño y simulación en ADS de acopladores direccionales de líneas acopladas de múltiples secciones.

4.5.1. Diseño del acoplador de 3 secciones.

El siguiente diseño es de un acoplador de líneas acopladas de 3 secciones a 20dB cuya impedancia características es de 50Ω .

- El valor de N en este caso es de 3 y utilizamos la ecuación (36):

$$M = \frac{3 + 1}{2}$$

$$M = 2$$

Entonces utilizamos las ecuaciones (35) y (37):

$$V_3 = 2jV_1 \sin \theta e^{-j3\theta} \left[C_1 \cos(3 - 1)\theta + \frac{1}{2}C_2 \right]$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = 2 \sin \theta \left[C_1 \cos 2\theta + \frac{1}{2}C_2 \right]$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = 2 C_1 \sin \theta \cos 2\theta + C_2 \sin \theta$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = 2 C_1 \left(\frac{\sin 3\theta - \sin \theta}{2} \right) + C_2 \sin \theta$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = C_1 \sin 3\theta - C_1 \sin \theta + C_2 \sin \theta$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = C_1 \sin 3\theta + (C_2 - C_1) \sin \theta \quad (42)$$

$$C_0 = \left| \frac{V_3}{V_1} \right|_{\theta=\pi/2} = C_1 \sin 3\left(\frac{\pi}{2}\right) - (C_1 - C_2) \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)$$

$$C_0 = C_2 - 2C_1$$

$$C = 10^{-\frac{20}{20}} = 0,1$$

Aquí cabe destacar que el valor de C (factor de acoplamiento eléctrico) esta directamente relacionado al nivel de referencia en dB en base al que tomará las mediciones, como se observa el valor de C es de 0.1.

$$C_2 - 2C_1 = 0,1 \quad (43)$$

$$\frac{d}{d\theta} C(\theta) = 3 C_1 \cos 3\theta + (C_2 - C_1) \cos \theta$$

$$\left. \frac{d}{d\theta} C(\theta) \right|_{\theta=\pi/2} = 3C_1 \cos 3\left(\frac{\pi}{2}\right) + (C_2 - C_1) \cos\left(\frac{\pi}{2}\right)$$

$$\left. \frac{d}{d\theta} C(\theta) \right|_{\theta=\pi/2} = 0 \quad (44)$$

$$(3) \quad \frac{d^2}{d\theta^2} C(\theta) = -9 C_1 \sin 3\theta - (C_2 - C_1) \sin \theta = 0$$

$$\left. \frac{d^2}{d\theta^2} C(\theta) \right|_{\theta=\pi/2} = -9 C_1 \sin 3\left(\frac{\pi}{2}\right) - (C_2 - C_1) \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0$$

$$\left. \frac{d^2}{d\theta^2} C(\theta) \right|_{\theta=\pi/2} = 10 C_1 - C_2 = 0$$

$$10 C_1 - C_2 = 0 \quad (45)$$

$$-2C_1 + C_2 = 0,1 \quad (43)$$

$$10 C_1 - C_2 = 0 \quad (45)$$

Se efectúa la resolución del sistema de ecuaciones y se han obtenido los siguientes resultados:

$$C_1 = C_3 = 0,0125$$

$$C_2 = 0,125$$

Ahora se procede a calcular los valores de las impedancias tanto par (38) como impar (39):

Impedancia par

$$Z_{o_e}^1 = Z_{o_e}^3 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 + 0,0125}{1 - 0,0125}} \right)$$

$$Z_{o_e}^1 = Z_{o_e}^3 = 50,63 \Omega$$

$$Z_{o_e}^2 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 + 0,125}{1 - 0,125}} \right)$$

$$Z_{o_e}^2 = 56,69 \Omega$$

Impedancia impar

$$Z_{o_o}^1 = Z_{o_o}^3 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 - 0,0125}{1 + 0,0125}} \right)$$

$$Z_{o_o}^1 = Z_{o_o}^3 = 49,38 \Omega$$

$$Z_{o_o}^2 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 - 0,125}{1 + 0,125}} \right)$$

$$Z_{o_o}^2 = 44,10 \Omega$$

4.5.1.1. Desarrollo del primer acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz.

Para calcular las dimensiones físicas de las líneas *microstrip*, L (longitud de la línea *microstrip*), W (ancho de la línea) y S (separación entre líneas) se procede a utilizar la herramienta Linecalc de ADS (Advanced Design System). Se utiliza el componente MCLIN que será la sección del acoplador. Los criterios de diseño son:

- La constante dieléctrica relativa (ϵ_r) que es 4,8 debido a que se utiliza el sustrato FR4.
- La frecuencia de diseño (Freq) es de 4 GHz.
- La impedancia característica Z_0 es de 50Ω .

- La longitud eléctrica efectiva E_{Eff} es de 90° .
- El nivel de acoplamiento es de 20 dB.

En la tabla 6 se puede apreciar los valores obtenidos con Linecalc

Tabla 6.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	10,247100 mm
W	2,884990 mm
S	11,665900 mm

Fuente: Autor

En la tabla 7 se muestran los valores de L, W y S que se obtuvieron para la sección 2 del acoplador.

Tabla 7.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	10,301400 mm
W	2,821500 mm
S	1,596540 mm

Fuente: Autor

Los valores mostrados en las tablas 6 y 7 han sido modificados utilizando la herramienta Tuning con la finalidad de aumentar el ancho de banda del acoplador, en este caso se modificaron los tres parámetros sin tomar en cuenta las consideraciones necesarias como que, se deben variar los valores de L y W de forma igual entre las secciones en base a la siguiente regla propuesta:

Por ejemplo si se trabaja con 3 secciones

$$N = 3$$

$N \rightarrow 1$ (a la sección N se la debe variar conjuntamente con la sección 1)



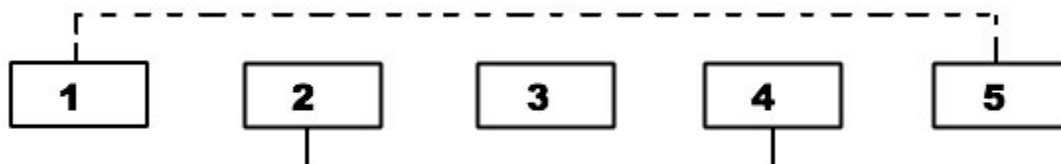
Nota: No se considera la sección que se encuentra en la mitad debido a que el número de secciones con que se puede diseñar un acoplador es impar (Prieto, 2009).

Por ejemplo si se trabaja con 5 secciones

$$N = 5$$

$N \rightarrow 1$ (a la sección N se la debe variar conjuntamente con la sección 1)

$N - 1 \rightarrow 2$ (a la sección N-1 se la debe variar conjuntamente con la sección 2)



Las variaciones se las debe llevar a cabo siguiendo la regla mostrada.

Tunning es una herramienta que permite variar los valores de los parámetros que se desee de una o varias secciones del acoplador con el fin de aumentar su ancho de banda, el valor del parámetro S no se ha modificado debido a que, al realizar las simulaciones se determinó que su valor debería ser el más bajo entre los valores de las secciones que conforman el acoplador pues mientras más cercanas están las líneas *microstrip* el acoplamiento es mayor es decir se da un *good agreement*, por ende se recomienda no variar S indiscriminadamente o elevar su valor por sobre el de las demás secciones.

En la figura 29 se muestra el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones finalizado.

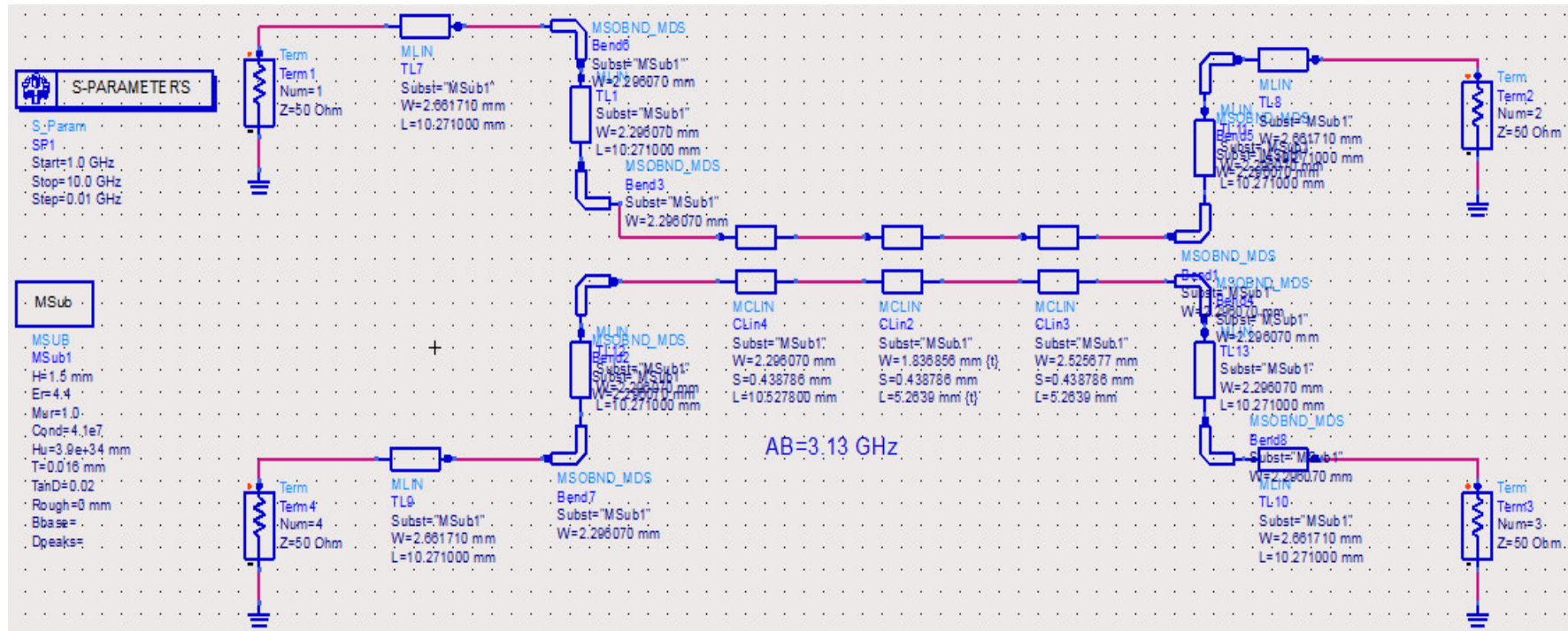


Figura 29. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz

Fuente: Autor

4.5.1.1.1. Implementación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz.

En la figura 30 se muestra el layout del acoplador, el cual será plasmado en el sustrato, mientras que en la figura 31 se muestra el acoplador implementado al cual se han soldado los conectores SMA en cada puerto.

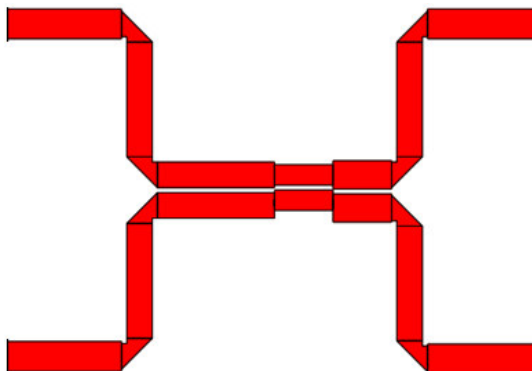


Figura 30. Layout

Fuente: Autor

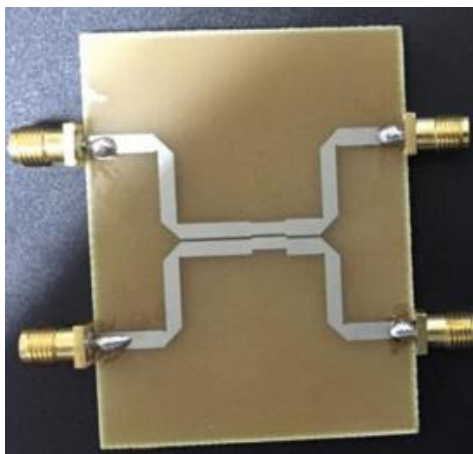


Figura 31. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz implementado

Fuente: Autor

4.5.1.1.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz.

En la figura 32 se puede apreciar el resultado en dB de los parámetros S que se obtiene de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas con frecuencia de trabajo de 4 GHz.

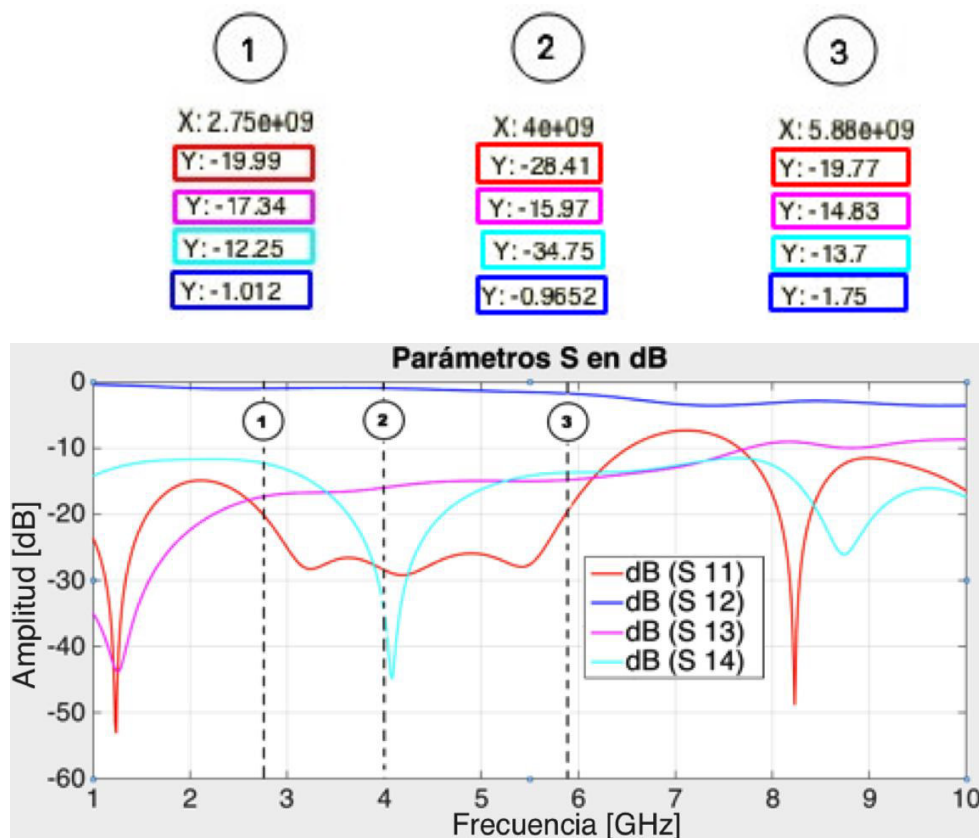


Figura 32. Parámetros S expresados en dB – Simulación

Fuente: Autor

El porcentaje ancho de banda es

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr \text{ (trabajo)}} \cdot (100\%)$$

$$fr1 = 2,75 \text{ GHz}$$

$$fr3 = 5,88 \text{ GHz}$$

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{(5,88 - 2,75)\text{GHz}}{4 \text{ GHz}} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{3,13}{4} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = 78,25 \%$$

El porcentaje de ancho de banda de este acoplador es de 78,25 % comprobando una de las características principales de este tipo de acopladores, la cual indica que al aumentar sección secciones de un acoplador también aumenta el ancho de banda. Este porcentaje se logró obtener al variar los valores de los parámetros L, W y S mediante la herramienta Tuning. Como se ha mencionado el puerto 4 esta desacoplado respecto al puerto 1 por ende teóricamente se

espera que la potencia de salida por dicho puerto sea aproximadamente cero. A continuación se procede a comprobar el aislamiento del puerto 4 respecto al 1, para esto consideramos el valor de $S(1,4)$ en la frecuencia de trabajo del acoplador, este valor se obtiene a partir de la figura 32:

$$S(1,4) = -34,75 \text{ dB}$$

$$\text{dB}(S 1,4) = 10 \log P$$

$$-34,75 \text{ dB} = 10 \log P$$

$$P = 10^{\frac{-34,75}{10}}$$

$$P = 0,000334965 \text{ W}$$

$$P \approx 0 \text{ W}$$

Como se aprecia en los cálculos el valor de la potencia de salida en el puerto 4 es aproximadamente cero, por lo tanto se cumple el concepto teórico sobre la potencia de salida en un puerto desacoplado.

En la figura 33 se muestran los parámetros S expresados en función de su magnitud.

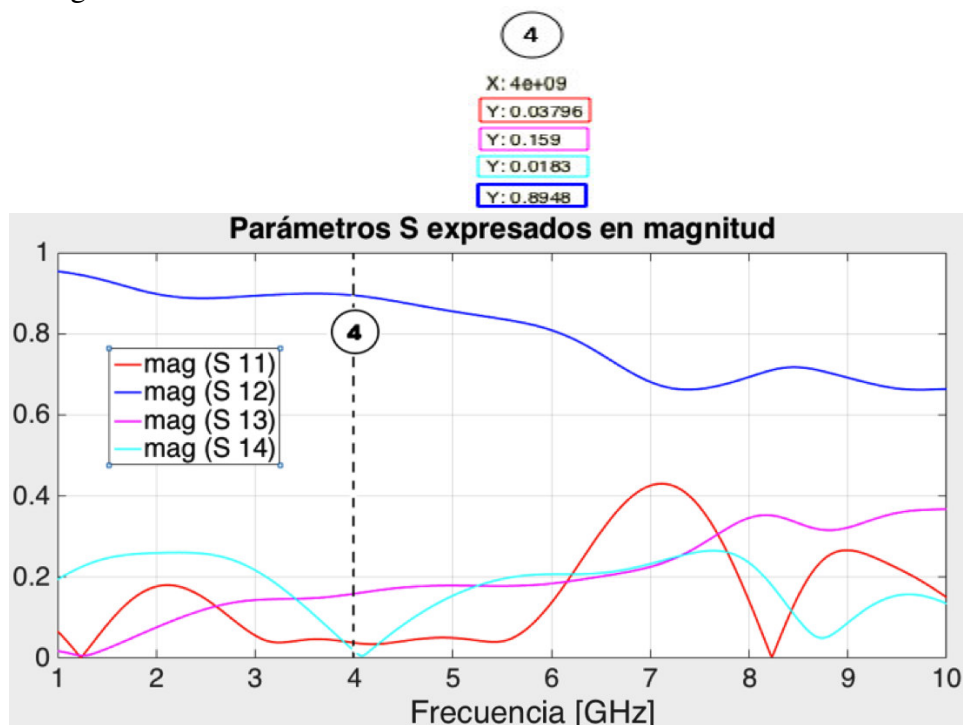


Figura 33. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación

Fuente: Autor

El valor del parámetro S(1,2) en la frecuencia de trabajo 4GHz es de 0,8948 como se aprecia en la figura 33, este valor al ser elevado nos indica que una gran cantidad de la potencia de entrada se dirige al puerto 2 del acoplador.

$$\text{mag}(S_{1,2}) = 0,8948$$

El valor del parámetros S(1,3) en magnitud que se obtiene de la figura 33 permite corroborar el cumplimiento de un parámetro de diseño establecido, que el factor de acoplamiento $C=0,1$. Ahora obtenemos el valor de la magnitud del factor C obteniendo su raíz cuadrada:

$$c = \sqrt{0,1}$$

$$c = 0,31622$$

$$\text{mag}(S_{1,3}) = 0,159$$

Como se puede observar se da cumplimiento al parámetro de diseño $C=0,1$, debido a que el valor esperado en magnitud es de 0,31622 y el que se obtiene es 0,159. Es notable la diferencia existente entre el valor esperado y el obtenido de 0,15722, esto se produce por la presencia de pérdidas características del sustrato FR4, pérdidas por implementación, pérdidas por la soldadura, entre otros. Ahora se procede a realizar la comprobación de que el dispositivo es un elemento pasivo sin pérdidas esta última consideración es ideal, para ello se utiliza la ecuación (41)

$$(0.03796)^2 + (0.8948)^2 + (0.159)^2 + (0.0185)^2 = 0.8277$$

Se ha obtenido un valor de 0,8277 el cual es muy próximo a 1, cabe destacar que al existir pérdidas por el sustrato, pérdidas por la soldadura, entre otras, se produce una diferencia de 0,1723 entre el valor obtenido (en base a las mediciones en magnitud) respecto con el valor esperado. Finalmente es acertado mencionar que se ha cumplido con los parámetros de diseño especificados.

4.5.1.1.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz.

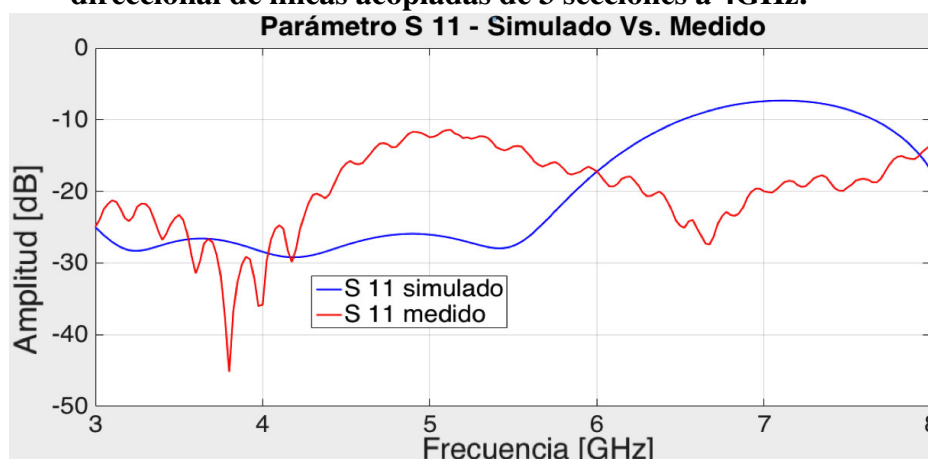


Figura 34. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

En la figura 34 se puede apreciar el resultado de la simulación y medición del parámetro $S(1,1)$, es decir la señal de entrada por el puerto 1 del acoplador direccional de líneas acopladas, cabe destacar que existe una diferencia entre la tendencia de los valores medidos experimentalmente y los simulados esto debido a las características físicas del sustrato FR4 utilizado y factores que aparecen al implementar el circuito, lo cual genera variación en los resultados. Además el parámetro $S(1,1)$ medido permite apreciar la frecuencia a la que trabaja el acoplador que es de aproximadamente 3,8 GHz como lo muestra el pico más bajo, lo que indica que existe una desviación de frecuencia debido a que la frecuencia de diseño es de 4 GHz.

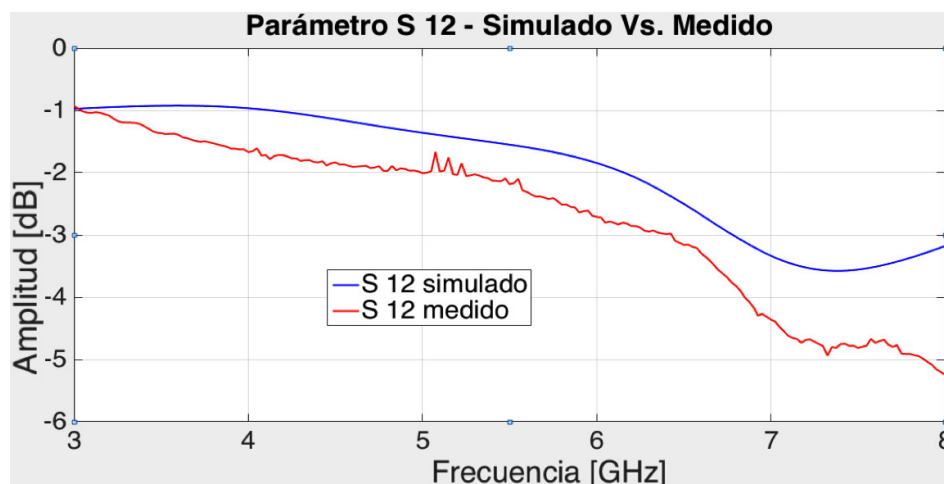


Figura 35. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

En la figura 35 se puede observar el parámetro $S(1,2)$ el cual representa a la señal de salida por el puerto 2 del acoplador direccional de líneas acopladas, como se puede apreciar en este caso la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados, cabe mencionar que existe una leve variación entre las dos gráficas esto debido a factores que aparecen en la implementación física del acoplador.

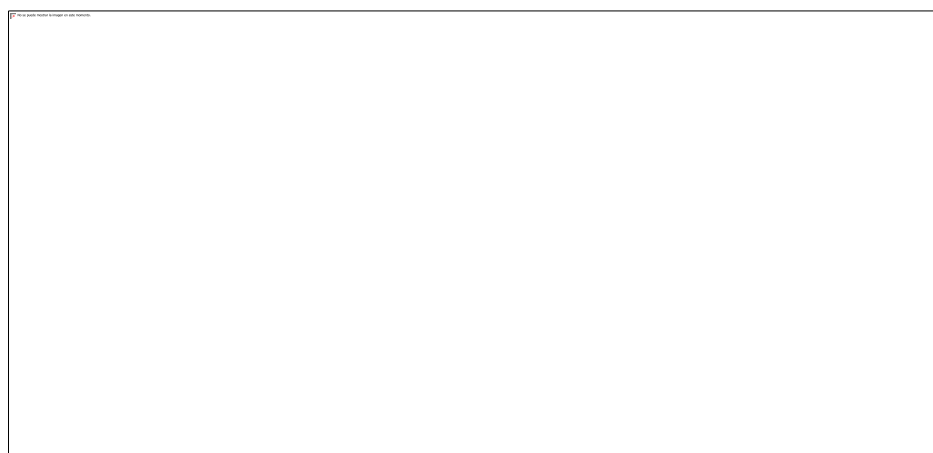


Figura 36. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

En la figura 36 se observa el parámetro S (1,3) el cual representa a la señal de salida por el puerto 3 del acoplador direccional de líneas acopladas, se puede apreciar que la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados pues presentan una forma similar, pero se hace notable una variación entre gráficas de aproximadamente -19 dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras, esto se presenta por factores relacionados a la implementación física del circuito, a las pérdidas sustrato FR4 utilizado, entre otros.

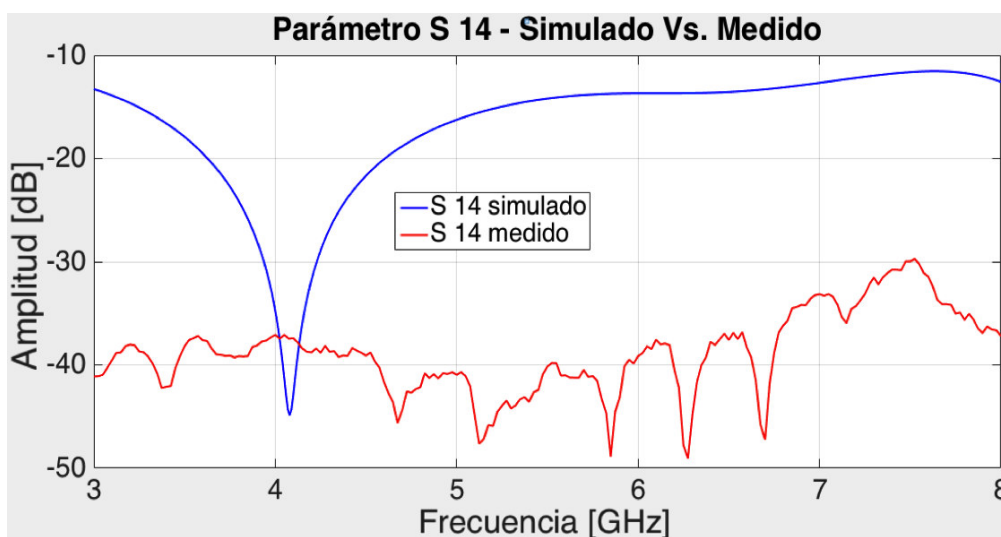


Figura 37. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

En las figura 37 se puede observar el parámetro S (1,4) el cual representa la señal de salida por el puerto 4 del acoplador direccional de líneas acopladas, es notable la diferencia entre la tendecia de los valores medidos experimentalmente y los simulados por dicho motivo la gráfica que representa a la señal medida tiene diferencia de forma respecto a la señal de la simulación, además de una variación de aproximadamente -28 dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras, esto sucede debido a pérdidas que se generan en la implementación del acoplador lo que causa una variación significativa en los resultados, dentro de lo que implica la implementación pueden presentarse variaciones en las dimensiones de los parámetros L, W y S de las secciones del acoplador.

La gráfica que representa a la señal medida esta bajo el nivel de -30dB reafirmando el aislamiento del puerto 4 respecto al puerto 1. Además cabe destacar que las variaciones presentadas entre las señales medidas y simuladas también debe dicha variación a la sintonización aplicada a los parámetros L, W y S de las secciones del acoplador direccional, pérdidas características del sustrato FR4, entre otros.

4.5.1.2. Desarrollo del segundo acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz.

Este diseño es similar al anterior en lo que a los valores de impedancias par e impar respecta, la diferencia es que al primer diseño se le varió los valores de L y W con la herramienta tuning , ahora lo que se ha realizado es la variación de L y W de las secciones 1 y 3 considerando en esta ocasión aspectos de diseño que mencionan que si se varían parámetros de una sección se lo debe hacer en las mismas proporciones también a su sección semejante, además se busca comprobar que al tener en cuenta dicha consideración el ancho de banda del acoplador puede ser mayor.

Cabe destacar que el valor del parámetro S no se ha cambiado como sucedió en el diseño anterior, el valor que se mantuvo fue el de la sección 2 del acoplador y el cual fue asignado a las secciones 1 y 3. Los valores iniciales de cada sección se obtuvieron mediante la herramienta linecalc se muestran en la tabla 8.

Tabla 8.

Valores de L, W y S modificados

PARÁMETRO	VALOR
L	5,12355 mm
W	3,173489 mm
S	11,665900 mm

Fuente: Autor

Los valores de L, W y S para la sección 2 después de aplicarse la herramienta tuning se exponen en la tabla 9.

Tabla 9.

Valores de L, W y S modificados

PARÁMETRO	VALOR
L	10,3014 mm
W	2,8215 mm
S	11,665900 mm

Fuente: Autor

4.5.1.2.1. Implementación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz.

En la figura 39 se muestra el layout del acoplador, el cual será plasmado en el sustrato, mientras que en la figura 40 se muestra el acoplador implementado al cual se han soldado los conectores SMA en cada puerto.

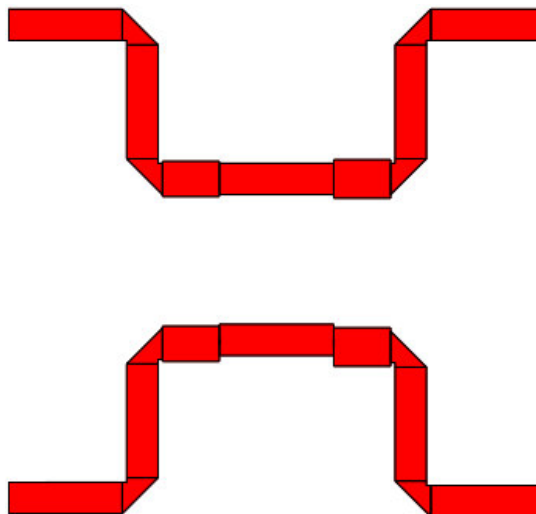


Figura 39. Layout

Fuente: Autor

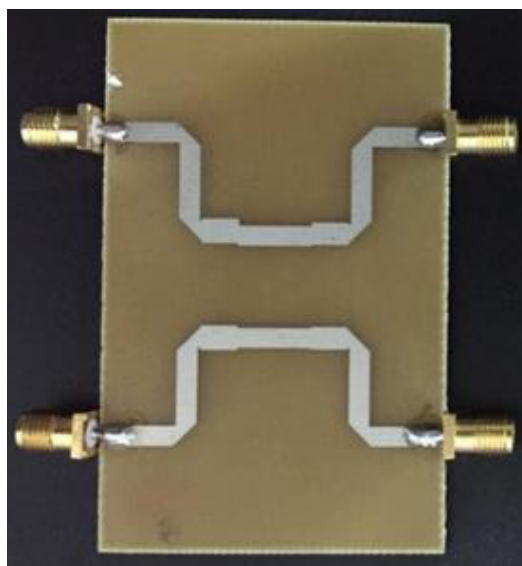


Figura 40. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4 GHz implementado

Fuente: Autor

4.5.1.2.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz.

En la figura 41 se puede apreciar el resultado de la simulación de los parámetros S en dB del acoplador direccional de líneas acopladas diseñado a una frecuencia de trabajo de 4GHz.

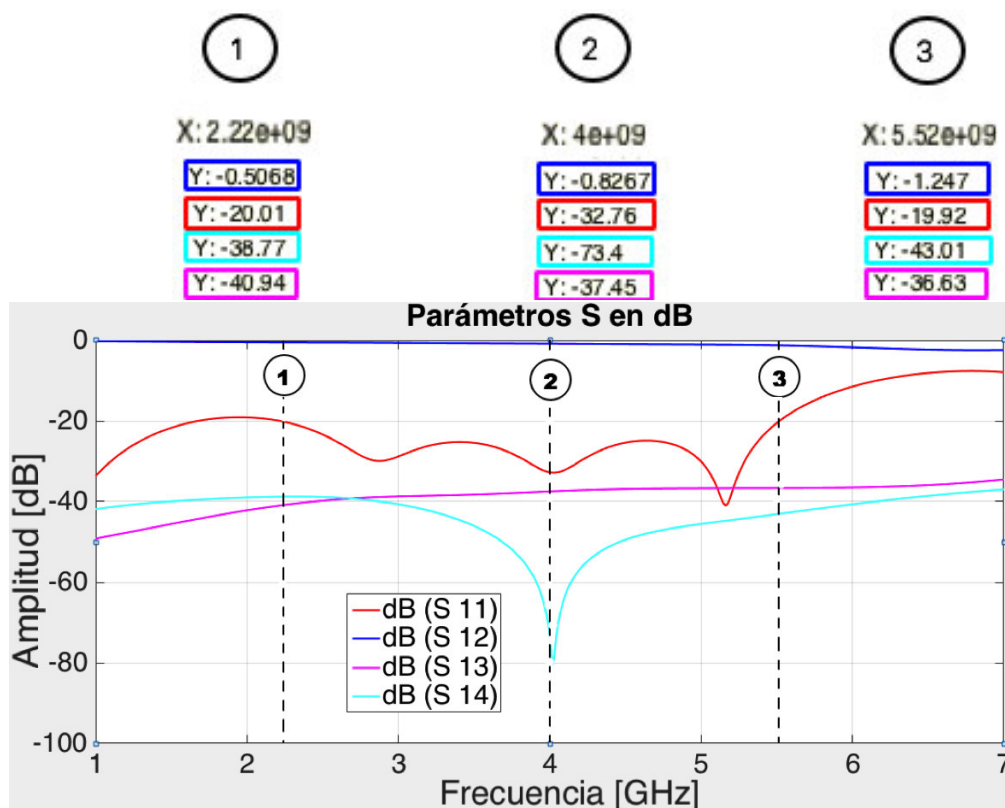


Figura 41. Parámetros S expresados en dB – Simulación

Fuente: Autor

Ahora se obtiene el porcentaje de ancho de banda que es utilizado por este acoplador

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$fr1 = 2,22 \text{ GHz}$$

$$fr3 = 5,52 \text{ GHz}$$

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{(5,52 - 2,22)\text{GHz}}{4 \text{ GHz}} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{3,3}{4} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = 82,5 \%$$

El ancho de banda es de 82,5%. El parámetro S (1,4) de la figura 41 muestra la potencia en dB que llega al puerto 4 del acoplador. Se comprueba el aislamiento del puerto 4 respecto al 1, para esto el valor de S (1,4) en la frecuencia de trabajo del acoplador 4GHz:

$$S(1,4) = -73,4 \text{ dB}$$

$$\text{dB}(S_{1,4}) = 10 \log P$$

$$-73,4 \text{ dB} = 10 \log P$$

$$P = 10^{-\frac{73,4}{10}}$$

$$P = 0,0000000457088 \text{ W}$$

$$P \approx 0 \text{ W}$$

Se comprueba el aislamiento del puerto 4 respecto al puerto 1

En la figura 42 se muestran los parámetros S expresados en función de su magnitud.

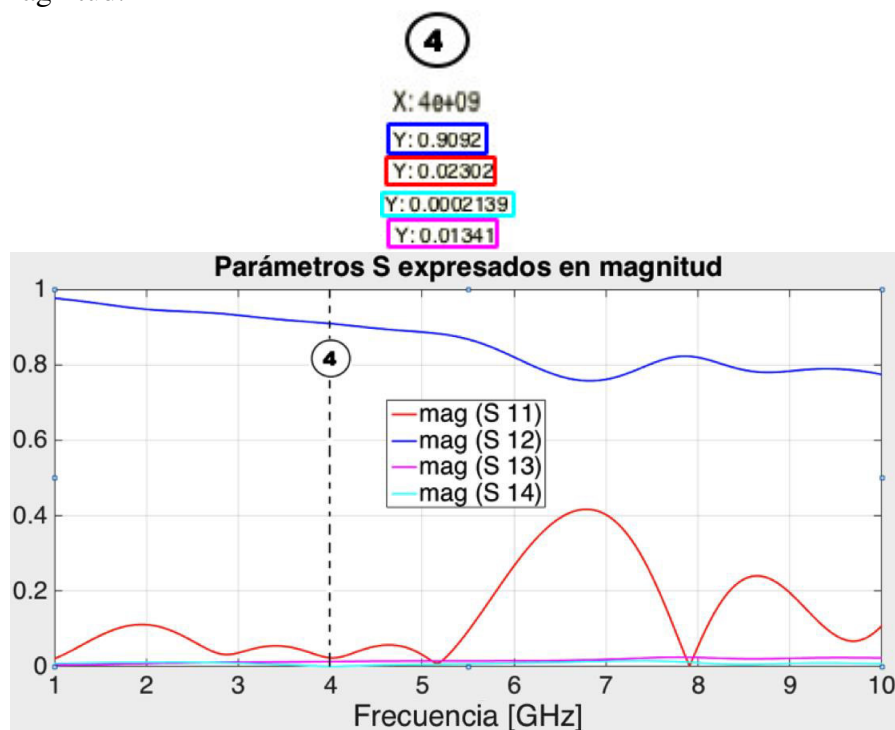


Figura 42. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación

Fuente: Autor

El valor del parámetro S(1,2) en la frecuencia de trabajo 4GHz es de 0,9092 como se aprecia en la figura 42, este valor al ser elevado nos indica que una gran cantidad de la potencia de entrada se dirige al puerto 2 del acoplador.

$$\text{mag}(S_{1,2}) = 0,9092$$

El valor del parámetros $S(1,3)$ en magnitud que se obtiene de la figura 42 permite corroborar el cumplimiento de un parámetro de diseño establecido, que el factor de acoplamiento $C=0,1$. Ahora obtenemos el valor de la magnitud del factor C obteniendo su raíz cuadrada:

$$c = \sqrt{0,1}$$

$$c = 0,31622$$

$$\text{mag}(S_{1,3}) = 0,01341$$

Como se puede observar se da cumplimiento al parámetro de diseño $C=0,1$, debido a que el valor esperado en magnitud es de 0,31622 y el que se obtiene es 0,01341. La diferencia existente entre el valor esperado y el obtenido es de 0,30281, un valor alto que se produce por la presencia de pérdidas características del sustrato FR4, pérdidas por implementación, pérdidas por la soldadura, entre otros. Ahora se procede a realizar la comprobación de que el dispositivo es un elemento pasivo sin pérdidas esta última consideración es ideal, para ello se utiliza la ecuación (41)

$$(0,02302)^2 + (0,9092)^2 + (0,01341)^2 + (0,0002139)^2 = 0,827354$$

Se ha obtenido un valor de 0,827354 el cual es muy próximo a 1, cabe destacar que al existir pérdidas por el sustrato, pérdidas por la soldadura, entre otras, se produce una diferencia de 0,172646 entre el valor obtenido (en base a las mediciones en magnitud) respecto con el valor esperado. Finalmente es acertado mencionar que se ha cumplido con los parámetros de diseño especificados.

4.5.1.2.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 4GHz.

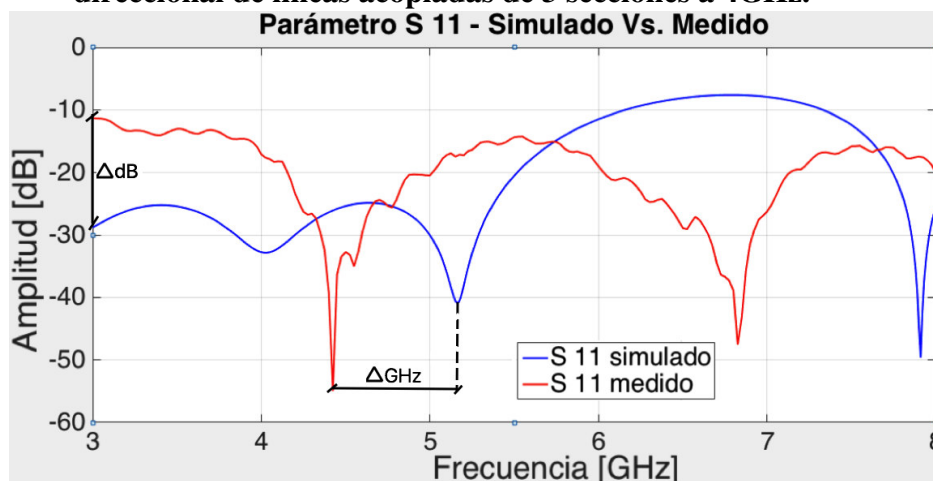


Figura 43. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 43 muestra los resultados que se obtienen de las mediciones y la simulación del parámetro $S(1,1)$, la tendencia de los valores medidos experimentalmente y la tendencia los valores simulados difieren de manera notoria, esto debido a las pérdidas características del sustrato FR4 utilizado y factores que aparecen al implementar físicamente el circuito pues suele presentarse variación de las dimensiones de las líneas *microstrip*, todo esto en conjunto genera una variación de aproximadamente -16 dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras, lo cual indica que el puerto 1 no está acoplado perfectamente. Además el parámetro $S(1,1)$ medido permite apreciar que la frecuencia a la que trabaja el acoplador implementado es de aproximadamente 4,3 GHz como lo muestra el pico más bajo de la gráfica, siendo evidente que existe una desviación en frecuencia respecto a la frecuencia de diseño que es de 4 GHz. Además cabe destacar que se hace evidente la existencia de una variación en frecuencia entre las gráficas de aproximadamente 0,9 GHz considerado desde el pico más bajo del resultado de la medición y el pico más bajo del resultado de la simulación.

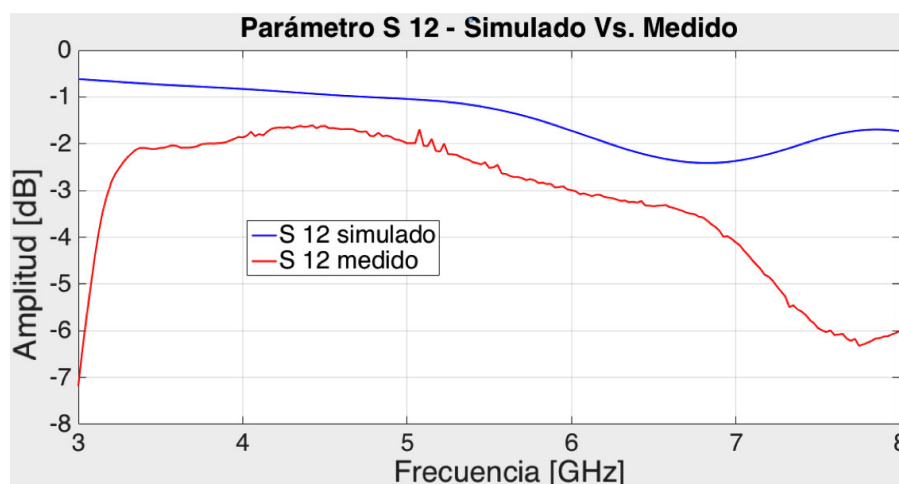


Figura 44. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 44 muestra el parámetro $S(1,2)$ el cual representa a la señal de salida por el puerto 2 del acoplador, como se puede apreciar en este caso la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados, cabe mencionar que existe una leve variación de aproximadamente -6,5 dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras, esto debido a las pérdidas características del sustrato FR4 que se utilizó pero además a factores que aparecen en la implementación física del acoplador como variación en las dimensiones de las secciones o la soldadura de los conectores SMA que se adhiere posteriormente en los puertos del acoplador.

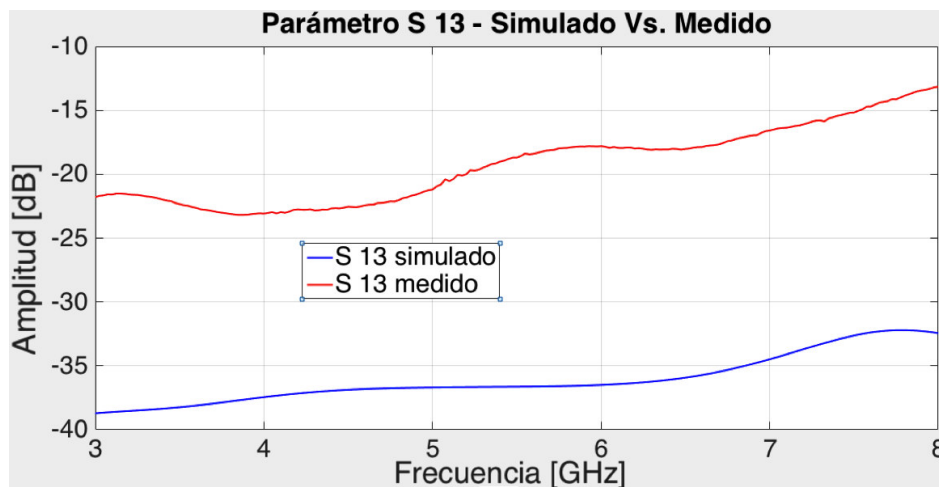


Figura 45. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 45 muestra el parámetro S (1,3) el cual representa a la señal de salida por el puerto 3 del acoplador, se puede apreciar que la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados, es evidente la presencia de una variación aproximada de -15dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras, dichas variaciones suceden debido a factores relacionados a la implementación física del circuito, por las pérdidas del sustrato utilizado, entre otros.

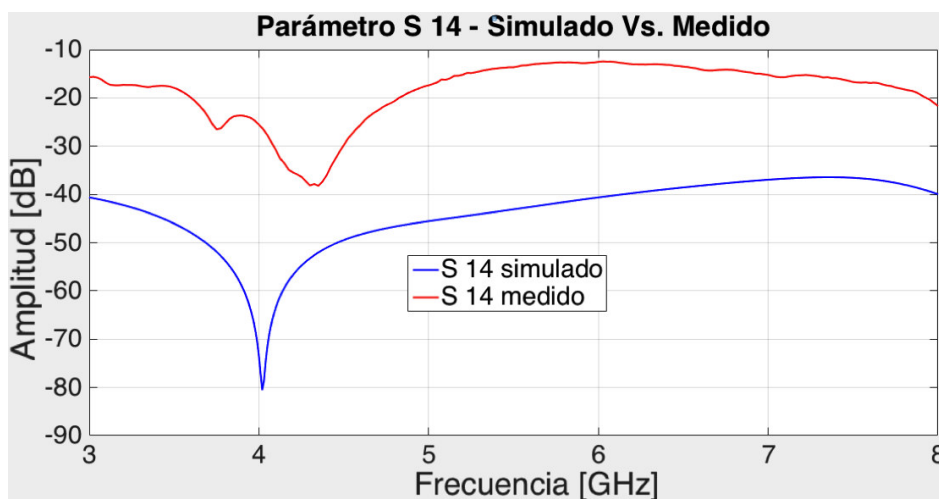


Figura 46. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

En las figura 46 se observa el parámetro S (1,4) que representa la señal de salida por el puerto 4 del acoplador direccional, es notable mencionar que la tendencia de los valores medidos experimentalmente y los simulados son semejantes pues las gráficas presentan idéntica forma pero con una variación de -25 dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras, además existe un desplazamiento de frecuencia aproximado de 0,3 GHz entre gráficas considerado desde el pico bajo del resultado de la medición y el pico bajo del resultado de la simulación. Las diferencias expuestas se deben a factores como

las pérdidas características del sustrato FR4 que se utiliza, a la implementación física del acoplador en la que se pueden presentar errores en las dimensiones de las secciones, entre otros.

4.5.1.3. Desarrollo del tercer acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6GHz

Lo primero que se hizo fue obtener los valores de las impedancias características tanto en modo impar como par las cuales son trascendentales para el diseño de los acopladores, lo que caracterizará a cada diseño será su frecuencia de trabajo.

Para calcular las dimensiones físicas de las líneas *microstrip* L, W y S se utilizó la herramienta Linecalc. En la tabla 10 se puede apreciar los valores obtenidos con Linecalc

Tabla 10.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	6,780840 mm
W	2,934660 mm
S	12,236400 mm

Fuente: Autor

En la tabla 11 se muestran los valores de L, W y S que se obtuvieron para la sección 2 del acoplador.

Tabla 11.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	6,818590 mm
W	2,873900 mm
S	1,698890 mm

Fuente: Autor

Los valores mostrados en las tabla 9 para las secciones 1 y 3 han sido modificados utilizando la herramienta Tuning con la finalidad de aumentar el ancho de banda del acoplador, en este caso se modificaron los valores de L y W únicamente. El valor del parámetro S se modificó debido a que el valor obtenido es muy elevado respecto al valor de S en la tabla 10, el parámetro S debe variar entre secciones por valores que no sean muy elevados por lo tanto se tomo como base el valor de la tabla 9 $S=1,698890$ mm para asignarle a las secciones 1 y 3 un valor $S= 1,718890$ mm.

En la figura 47 se muestra el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas de tres secciones a 6 GHz finalizado.

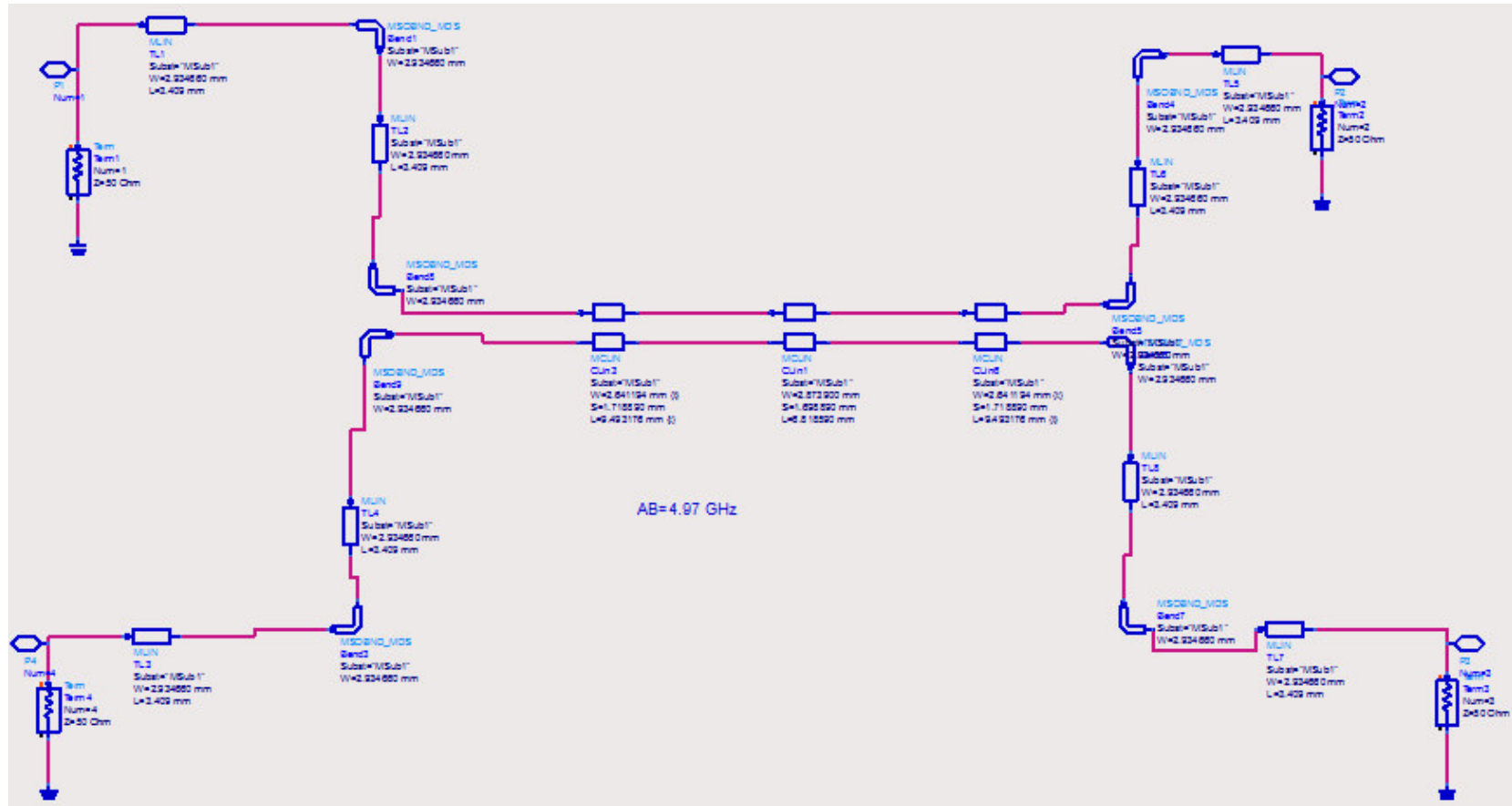


Figura 47. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz

Fuente: Autor

4.5.1.3.1. Implementación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz.

En la figura 48 se muestra el layout del acoplador, el cual será plasmado en el sustrato, mientras que en la figura 49 se muestra el acoplador implementado al cual se han soldado los conectores SMA en cada puerto.

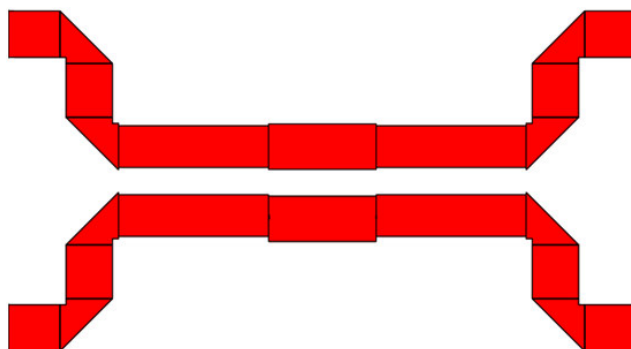


Figura 48. Layout

Fuente: Autor

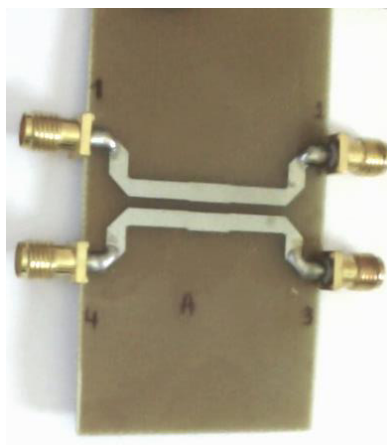


Figura 49. Acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz implementado

Fuente: Autor

4.5.1.3.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6 GHz.

La figura 50 muestra los parámetros S que se obtiene de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas con frecuencia de trabajo de 6 GHz.

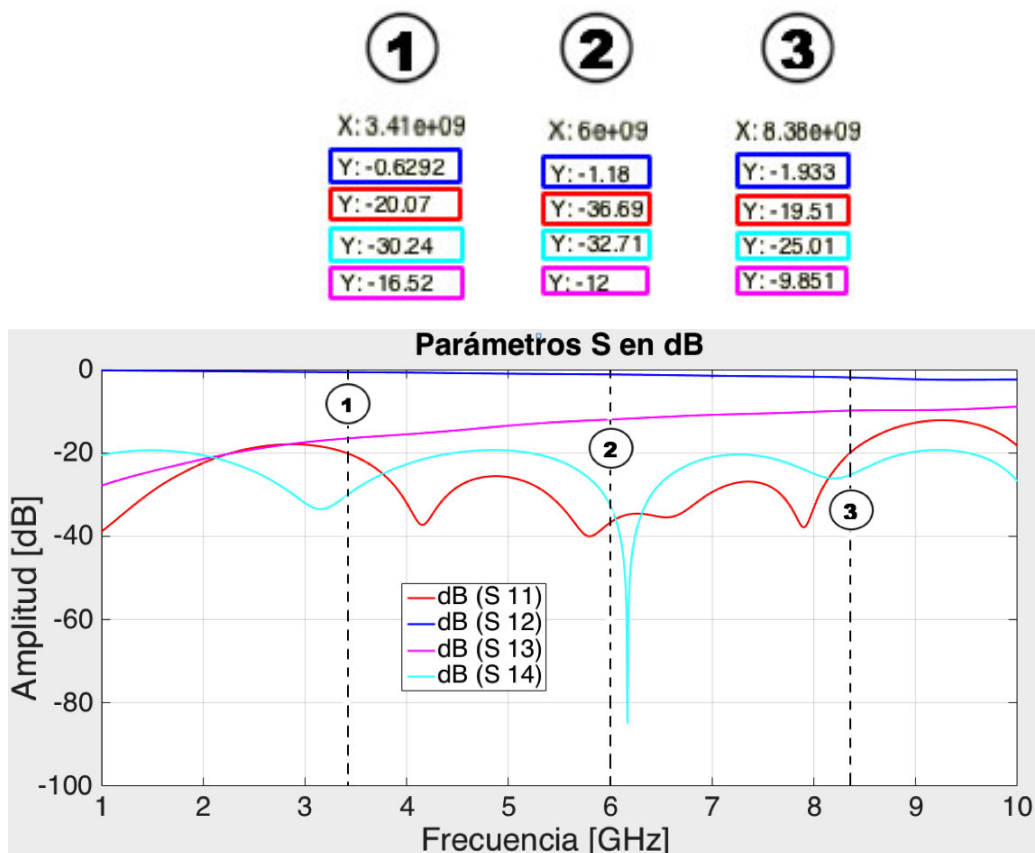


Figura 50. Parámetros S expresados en dB – Simulación

Fuente: Autor

El porcentaje ancho de banda utilizado se obtiene a continuación:

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$fr1 = 3,41 \text{ GHz}$$

$$fr3 = 8,38 \text{ GHz}$$

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{(8,38 - 3,41)\text{GHz}}{4 \text{ GHz}} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{4,97}{6} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = 82,83 \%$$

En base a los cálculos desarrollados se puede apreciar que se ha logrado diseñar un acoplador con un 82,83% de ancho de banda.

La figura 50 muestra el parámetro $S(1,4)$ mediante la cual se comprueba que el puerto 4 no está acoplado respecto al puerto 1, por lo que el valor de potencia a la salida del puerto 4 es cero. A continuación se procede a comprobar el aislamiento del puerto 4 respecto al 1, para esto consideramos el valor de $S(1,4)$ en la frecuencia de trabajo del acoplador:

$$S(1,4) = -32,712 \text{ dB}$$

$$\text{dB}(S_{1,4}) = 10 \log P$$

$$-32,712 \text{ dB} = 10 \log P$$

$$P = 10^{\frac{-32,712}{10}}$$

$$P = 0,00053554997 \text{ W}$$

$$P \approx 0 \text{ W}$$

Como se puede apreciar en los cálculos desarrollados el valor de la potencia de salida en el puerto 4 es aproximadamente cero.

En la figura 51 se muestran los parámetros S expresados en función de su magnitud.

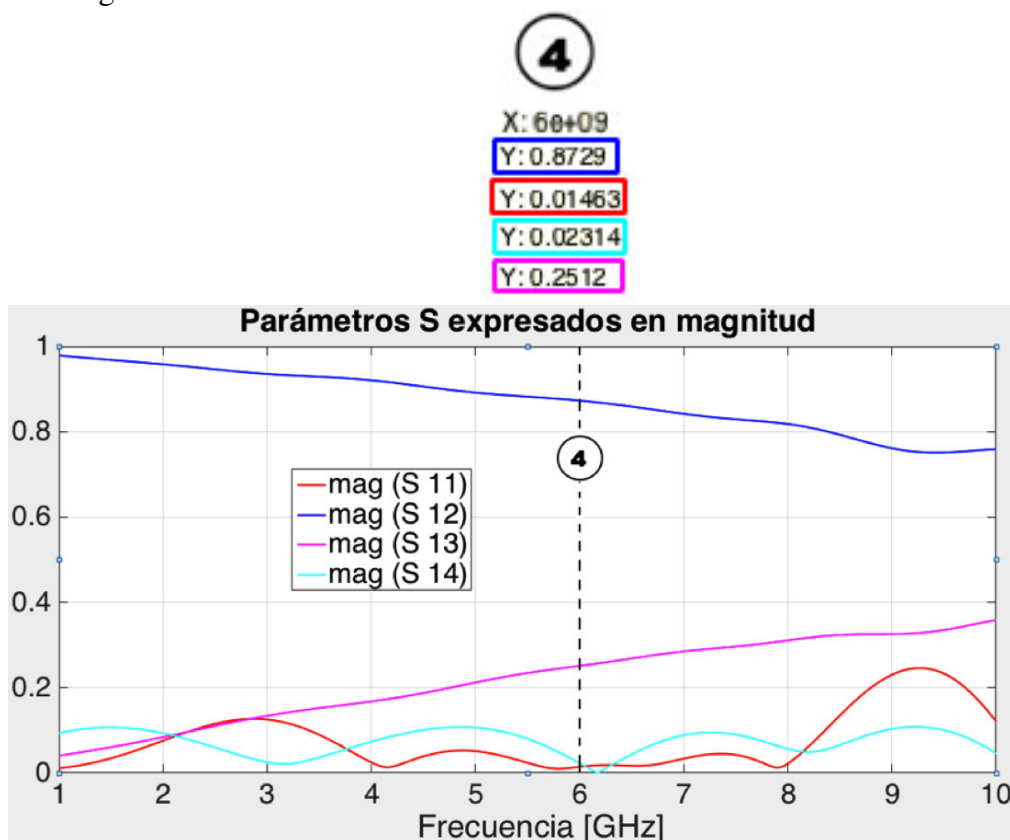


Figura 51. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación

Fuente: Autor

El valor del parámetro $S(1,2)$ en la frecuencia de trabajo 6GHz es de 0,8729 como se aprecia en la figura 51, este valor al ser elevado nos indica que una gran cantidad de la potencia de entrada se dirige al puerto 2 del acoplador.

$$\text{mag}(S 1, 2) = 0,8729$$

El valor del parámetros $S(1,3)$ en magnitud que se obtiene de la figura 51 permite corroborar el cumplimiento de un parámetro de diseño establecido, que el factor de acoplamiento $C=0,1$. Ahora obtenemos el valor de la magnitud del factor C obteniendo su raíz cuadrada:

$$c = \sqrt{0,1}$$

$$c = 0,31622$$

$$\text{mag}(S 1, 3) = 0,251$$

Como se puede observar se da cumplimiento al parámetro de diseño $C=0,1$, debido a que el valor esperado en magnitud es de 0,31622 y el que se obtiene es 0,251. La diferencia existente entre el valor esperado y el obtenido es de 0,06522, este valor es relativamente bajo lo que indica que el acoplamiento es aproximadamente total y eso se lo apreciará en los resultados al comparar con los simulado con lo medido, la ligera diferencia que se produce se debe a las pérdidas características del sustrato FR4, pérdidas por implementación, pérdidas por la soldadura, entre otros. Ahora se procede a comprobar que el dispositivo es un elemento pasivo sin pérdidas esta última consideración es ideal, para ello se utiliza la ecuación (41)

$$(0,01463)^2 + (0,8729)^2 + (0,2512)^2 + (0,02314)^2 = 0,8258$$

Se ha obtenido un valor de 0,8258 el cual es muy próximo a 1, cabe destacar que al existir pérdidas por el sustrato, pérdidas por la soldadura, entre otras, se produce una diferencia de 0,1742 entre el valor obtenido (en base a las mediciones en magnitud) respecto con el valor esperado. Finalmente es acertado mencionar que se ha cumplido con los parámetros de diseño especificados.

4.5.1.3.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 3 secciones a 6GHz.

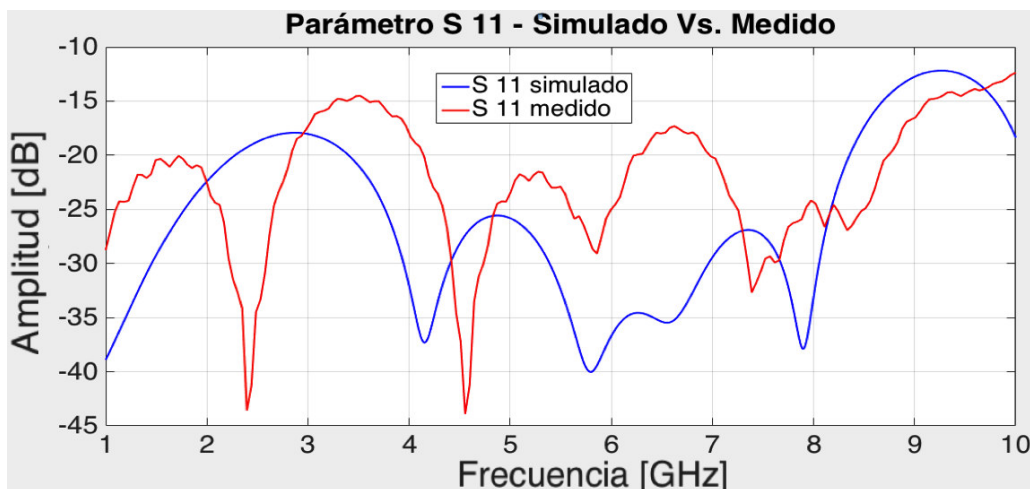


Figura 52. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 52 muestra el resultado de la simulación y medición del parámetro S (1,1), es decir la señal de entrada por el puerto 1 del acoplador, cabe destacar que existe una similitud entre la tendencia de los valores medidos experimentalmente y los simulados pues como se puede apreciar las dos gráficas presentan una forma similar pero existe un desplazamiento horizontal de aproximadamente 1,5 GHz considerado desde el primer pico bajo del resultado de la medición y el primer pico bajo del resultado de la simulación, además se da una variación de aproximadamente 0,8 dB valor que se obtiene de la media entre los puntos de las figuras. Las variaciones que se presentan de una gráfica respecto la otra son consecuencia de factores como las pérdidas características del sustrato FR4, variación de dimensiones en la implementación física del circuito, la soldadura utilizada para adherir los conectores SMA en cada puerto, entre otros.

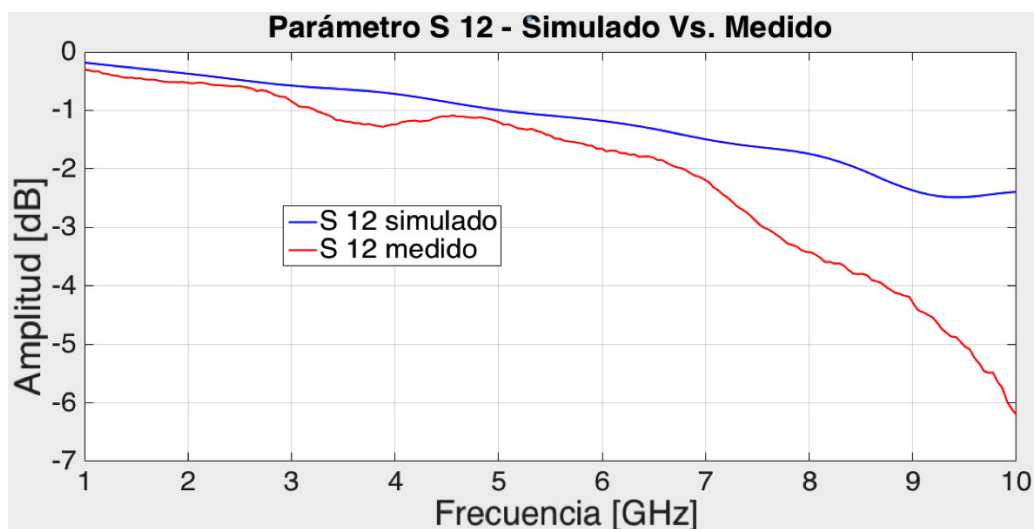


Figura 53. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 53 muestra el parámetro S (1,2) el cual representa a la señal de salida por el puerto 2 del acoplador, como se puede apreciar en este caso la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados, cabe mencionar que no existe variación aproximadamente en dB entre las dos gráficas.

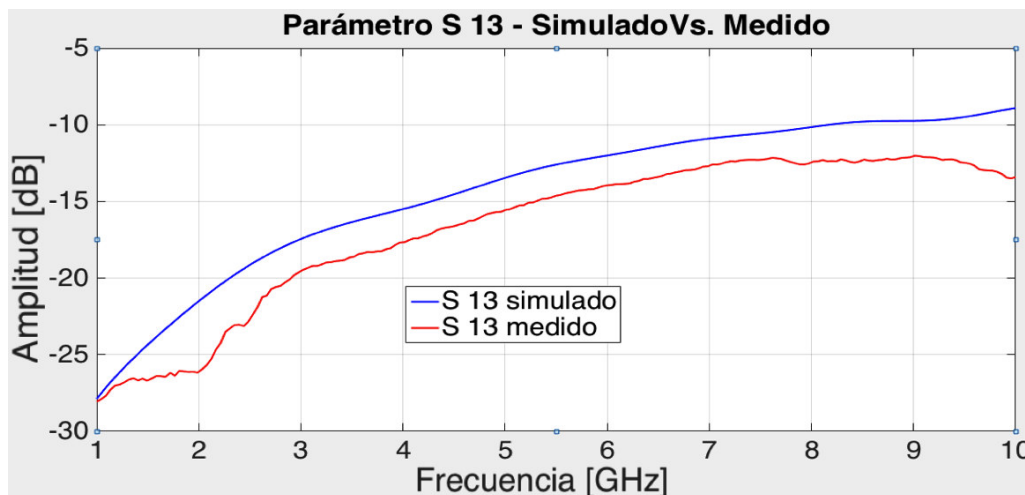


Figura 54. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 54 muestra el parámetro S (1,3), en la cual se puede apreciar que la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la de los valores simulados, en este caso en especial no se aprecia una variación significativa de una gráfica respecto a la otra, es decir se muestra un *good agreement*.

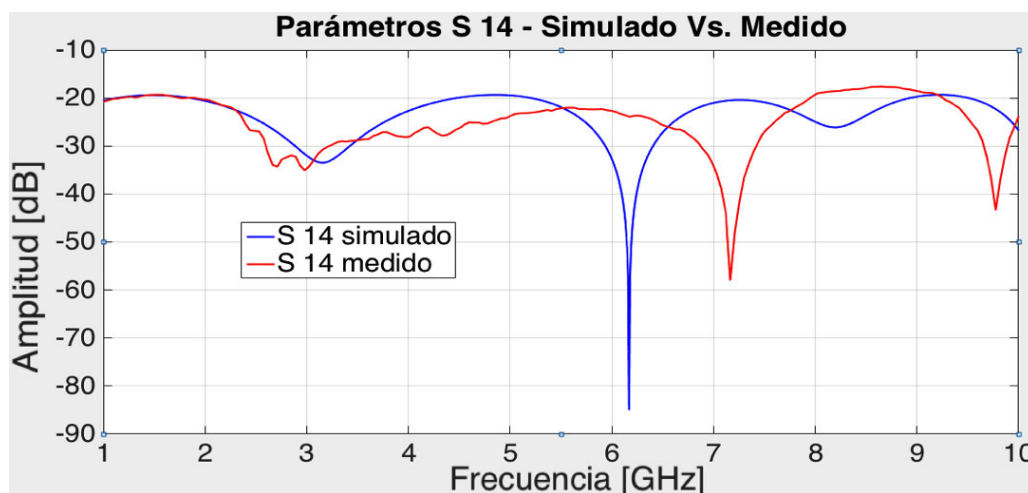


Figura 55. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

En la figura 55 se observa el parámetro S (1,4) el cual representa la señal de salida por el puerto 4 del acoplador, la tendencia de los valores medidos experimentalmente y los simulados es similar, cabe destacar que únicamente existe un desplazamiento horizontal de la gráfica medida respecto a la simulada

de aproximadamente 1 GHz considerado desde el primer pico bajo del resultado de la medición y el primer pico bajo del resultado de la simulación.

4.5.2. Acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones

Se diseña un acoplador de líneas acopladas de 5 secciones a 20dB cuya impedancia características es de 50Ω , y su frecuencia central es de 6GHz.

- El valor de N en este caso es de 5, utilizamos la ecuación (36):

$$M = \frac{5 + 1}{2}$$

$$M = 3$$

Entonces utilizamos las ecuaciones (35) y (37):

$$V_3 = 2jV_1 \sin \theta e^{-j5\theta} [C_1 \cos(5 - 1)\theta + C_2 \cos(5 - 3)\theta + \frac{1}{2}C_3]$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = 2 \sin \theta [C_1 \cos 4\theta + C_2 \cos 2\theta + \frac{1}{2}C_3]$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = 2 C_1 \sin \theta \cos 4\theta + 2 C_2 \sin \theta \cos 2\theta + C_3 \sin \theta]$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = 2 C_1 \left(\frac{\sin 5\theta - \sin 3\theta}{2} \right) + 2 C_2 \left(\frac{\sin 3\theta - \sin \theta}{2} \right) + C_3 \sin \theta$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = C_1 \sin 5\theta - C_1 \sin 3\theta + C_2 \sin 3\theta - C_2 \sin \theta + C_3 \sin \theta$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = C_1 \sin 5\theta - (C_1 - C_2) \sin 3\theta - (C_2 - C_3) \sin \theta \quad (46)$$

$$C_0 = \left| \frac{V_3}{V_1} \right|_{\theta=\pi/2} = C_1 \sin 5 \left(\frac{\pi}{2} \right) - (C_1 - C_2) \sin 3 \left(\frac{\pi}{2} \right) - (C_2 - C_3) \sin \left(\frac{\pi}{2} \right)$$

$$C_0 = C_1 + C_1 - C_2 - C_2 + C_3$$

$$C_0 = 2C_1 - 2C_2 + C_3$$

$$C = 10^{-\frac{20}{20}} = 0,1$$

$$0,1 = 2C_1 - 2C_2 + C_3 \quad (47)$$

$$\frac{d}{d\theta} C(\theta) = 5 C_1 \cos 5\theta - 3 (C_1 - C_2) \cos 3\theta - (C_2 - C_3) \cos \theta$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= 5 C_1 \cos 5\left(\frac{\pi}{2}\right) - 3 (C_1 - C_2) \cos 3\left(\frac{\pi}{2}\right) - (C_2 - C_3) \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{d}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= 0 \quad (48)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d^2}{d\theta}C(\theta) &= -25 C_1 \sin 5\theta + 9 (C_1 - C_2) \sin 3\theta + (C_2 - C_3) \sin \theta = 0 \\ \frac{d^2}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= -25 C_1 \sin 5\left(\frac{\pi}{2}\right) + 9 (C_1 - C_2) \sin 3\left(\frac{\pi}{2}\right) + (C_2 - C_3) \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{d^2}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= -25 C_1 - 9 C_1 + 9 C_2 + C_2 - C_3 = 0 \\ \frac{d^2}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= -34 C_1 + 10 C_2 - C_3 \\ -34 C_1 + 10 C_2 - C_3 &= 0 \quad (49)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d^3}{d\theta}C(\theta) &= -125 C_1 \cos 5\theta + 27 (C_1 - C_2) \cos 3\theta + (C_2 - C_3) \cos \theta = 0 \\ \frac{d^3}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= -125 C_1 \cos 5\left(\frac{\pi}{2}\right) + 27 (C_1 - C_2) \cos 3\left(\frac{\pi}{2}\right) + (C_2 - C_3) \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{d^3}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= 0 \quad (50)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d^4}{d\theta}C(\theta) &= 625 C_1 \sin 5\theta - 81 (C_1 - C_2) \sin 3\theta - (C_2 - C_3) \sin \theta = 0 \\ \frac{d^4}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= 625 C_1 \sin 5\left(\frac{\pi}{2}\right) - 81 (C_1 - C_2) \sin 3\left(\frac{\pi}{2}\right) - (C_2 - C_3) \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{d^4}{d\theta}C(\theta)\Big|_{\theta=\pi/2} &= 625 C_1 + 81 C_1 - 81 C_2 - C_2 + C_3 \\ 706 C_1 - 82 C_2 + C_3 &= 0 \quad (51)\end{aligned}$$

$$2C_1 - 2C_2 + C_3 = 0,1 \quad (47)$$

$$-34 C_1 + 10 C_2 - C_3 = 0 \quad (49)$$

$$706 C_1 - 82 C_2 + C_3 = 0 \quad (51)$$

Se efectúa la resolución del sistema de ecuaciones y se han obtenido los siguientes resultados:

$$C_1 = C_5 = 0,00234375$$

$$C_2 = C_4 = 0,021875$$

$$C_3 = 0,1390625$$

Ahora se procede a calcular los valores de las impedancias tanto par (38) como impar (39):

Impedancia par

$$Z_{o_e}^1 = Z_{o_e}^5 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 + 0,00234375}{1 - 0,00234375}} \right)$$

$$Z_{o_e}^1 = Z_{o_e}^5 = 50,1173251515338 \Omega$$

$$Z_{o_e}^2 = Z_{o_e}^4 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 + 0,021875}{1 - 0,021875}} \right)$$

$$Z_{o_e}^2 = Z_{o_e}^4 = 51,1059789678466 \Omega$$

$$Z_{o_e}^3 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 + 0,1390625}{1 - 0,1390625}} \right)$$

$$Z_{o_e}^3 = 57,5119335837112 \Omega$$

Impedancia impar

$$Z_{o_o}^1 = Z_{o_o}^5 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 - 0,00234375}{1 + 0,00234375}} \right)$$

$$Z_{o_o}^1 = Z_{o_o}^5 = 49,8829495078009 \Omega$$

$$Z_{o_o}^2 = Z_{o_o}^4 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 - 0,021875}{1 + 0,021875}} \right)$$

$$Z_{o_o}^2 = Z_{o_o}^4 = 48,917955403474 \Omega$$

$$Z_{o_0}^3 = 50 \cdot \left(\sqrt{\frac{1 - 0,1390625}{1 + 0,1390625}} \right)$$

$$Z_{o_e}^3 = 43,4692392381685 \Omega$$

4.5.2.1. Desarrollo del acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6GHz

Para calcular las dimensiones físicas de las líneas *microstrip* L, W y S se utiliza la herramienta Linecalc de ADS (Advanced Design System). Para llevar a cabo el diseño del acoplador se requiere utilizar el componente MCLIN que será la sección del acoplador, el componente MSOBNBND_MDS y el MLIN son aquellos utilizados para interconectar las secciones del acoplador. Los parámetros importantes que se han especificado son:

- La constante dieléctrica relativa (ϵ_r) que es 4,8 debido a que se utiliza el sustrato FR4.
- La frecuencia de diseño (Freq) es de 6 GHz.
- La impedancia característica Z_0 es de 50Ω .
- La longitud eléctrica efectiva E_{Eff} es de 90° .
- El nivel de acoplamiento es de 20 dB.

En la tabla 12 se puede apreciar los valores obtenidos con Linecalc para las secciones 1 y 5.

Tabla 12.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	6,764130 mm
W	2,941230 mm
S	60,345100 mm

Fuente: Autor

En la tabla 13 se muestran los valores de L, W y S que se obtuvieron para las secciones 2 y 4 del acoplador.

Tabla 13.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	6,794140 mm
W	2,936310 mm
S	7,942500 mm

Fuente: Autor

En la tabla 14 se muestran los valores de L, W y S que se obtuvieron para la sección 3 del acoplador.

Tabla 14.

Valores de L, W y S

PARÁMETRO	VALOR
L	6,827570 mm
W	2,858600 mm
S	1,494150 mm

Fuente: Autor

En el caso de este acoplador en especial se optó por tomar como base el valor del parámetro S de las secciones 2 y 4 para cambiar dicho valor en

- Las secciones 1 y 5 a 7,962500 mm
- Las secciones 2 y 4 a 7,952500 mm
- La sección 3 a 7,942500 mm

En la figura 56 se muestra el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas de cinco secciones finalizado.

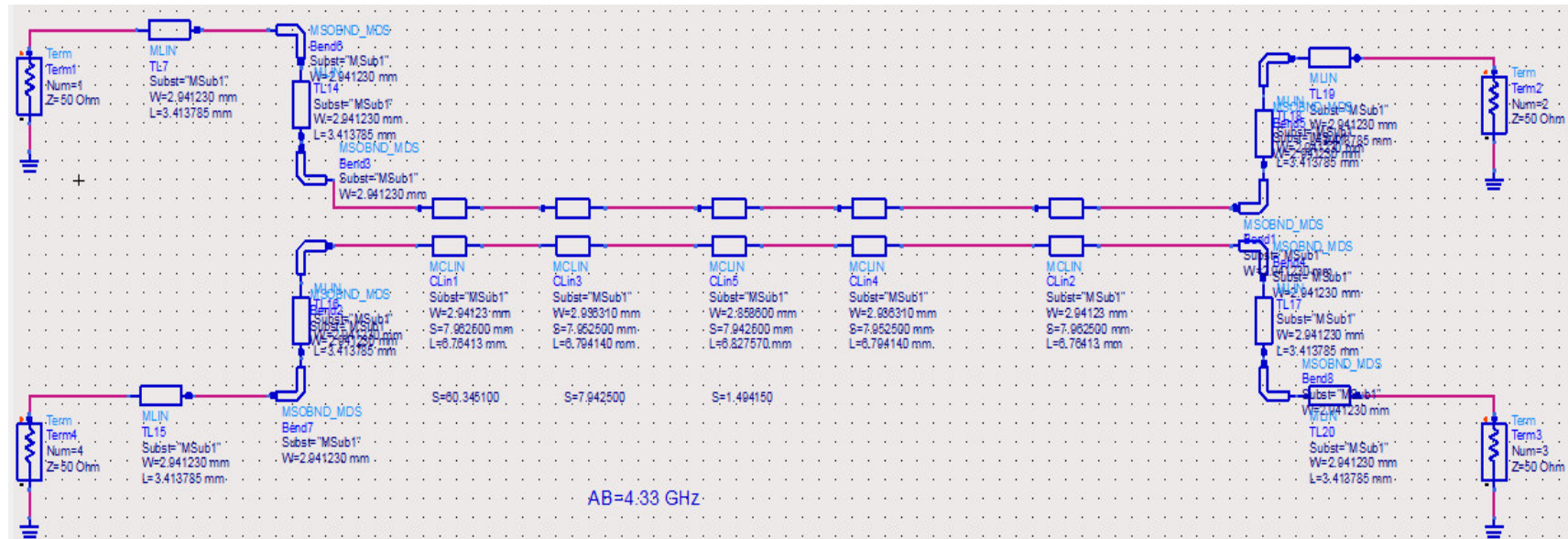


Figura 56. Acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6 GHz

Fuente: Autor

4.5.2.1.1. Implementación del acoplador de 5 secciones a 6 GHz.

En la figura 57 se muestra el layout del acoplador, el cual será plasmado en el sustrato, mientras que en la figura 58 se muestra el acoplador implementado al cual se han soldado los conectores SMA en cada puerto.

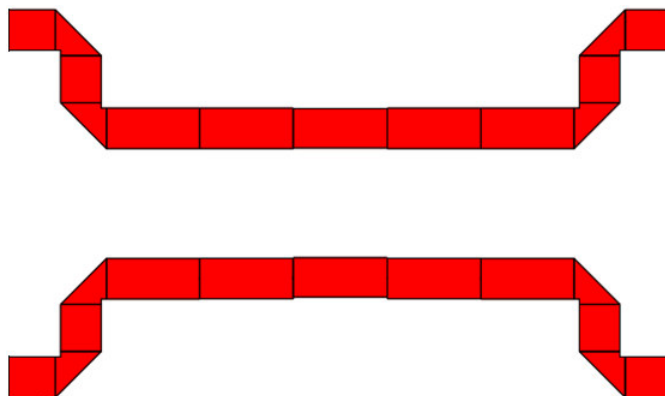


Figura 57. Layout

Fuente: Autor

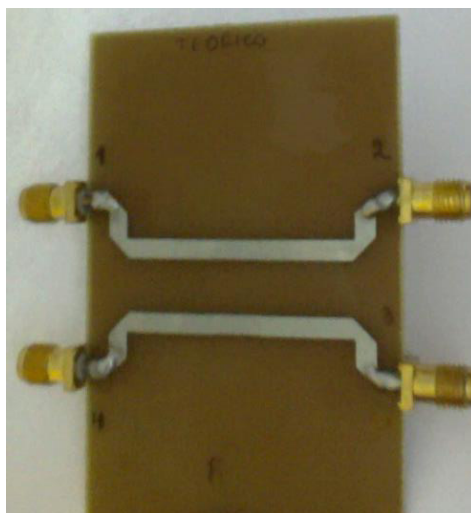


Figura 58. Acoplador de 5 secciones a 6 GHz implementado

Fuente: Autor

4.5.2.1.2. Resultados de la simulación del acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6 GHz.

La figura 59 muestra los parámetros S que se obtienen de la simulación del acoplador de 5 secciones con frecuencia de trabajo de 6 GHz.

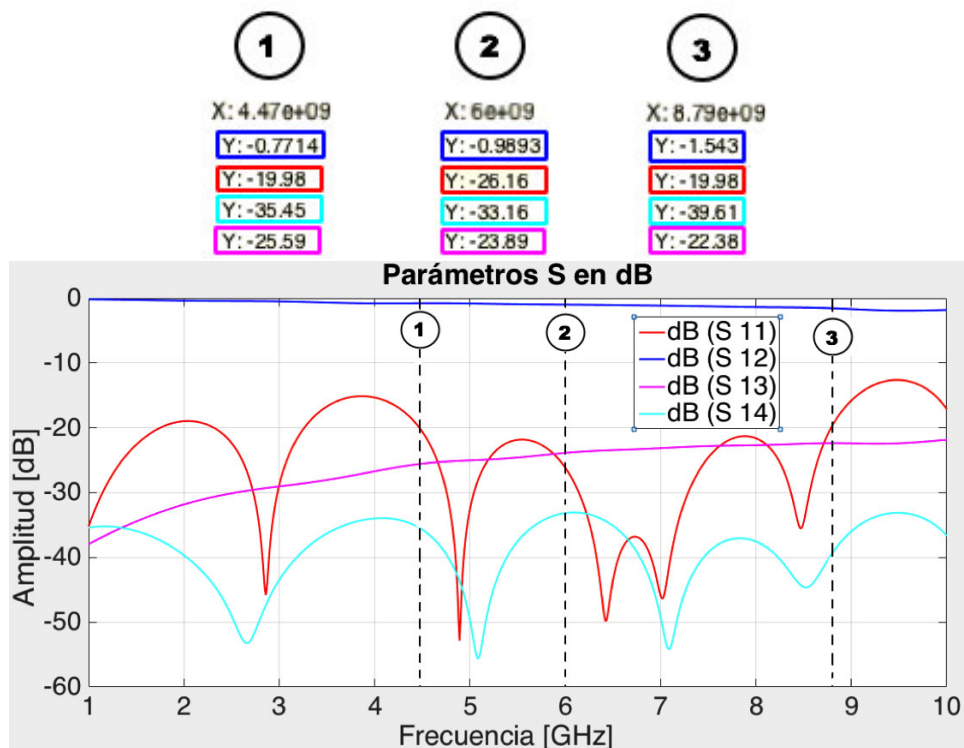


Figura 59. Parámetros S expresados en dB – Simulación

Fuente: Autor

El porcentaje ancho de banda utilizado se obtiene a continuación:

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$fr1 = 4,47 \text{ GHz}$$

$$fr3 = 8,79 \text{ GHz}$$

$$\%AB = \frac{fr3 - fr1}{fr} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{(8,79 - 4,47)\text{GHz}}{4 \text{ GHz}} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = \frac{4,32}{6} \cdot (100\%)$$

$$\%AB = 72 \%$$

En base a los cálculos desarrollados se puede apreciar que se ha logrado diseñar un acoplador con un 72% de ancho de banda. A continuación se procede a comprobar el aislamiento del puerto 4 respecto al 1, para esto consideramos el valor de S (1,4) en la frecuencia de trabajo del acoplador:

$$S(1,4) = -33,16 \text{ dB}$$

$$\text{dB}(S_{1,4}) = 10 \log P$$

$$-33,16 \text{ dB} = 10 \log P$$

$$P = 10^{\frac{-33,16}{10}}$$

$$P = 0,0004830588 \text{ W}$$

$$P \approx 0 \text{ W}$$

Como se puede apreciar en los cálculos desarrollados el valor de la potencia de salida en el puerto 4 es aproximadamente cero.

En la figura 60 se muestran los parámetros S expresados en función de su magnitud.

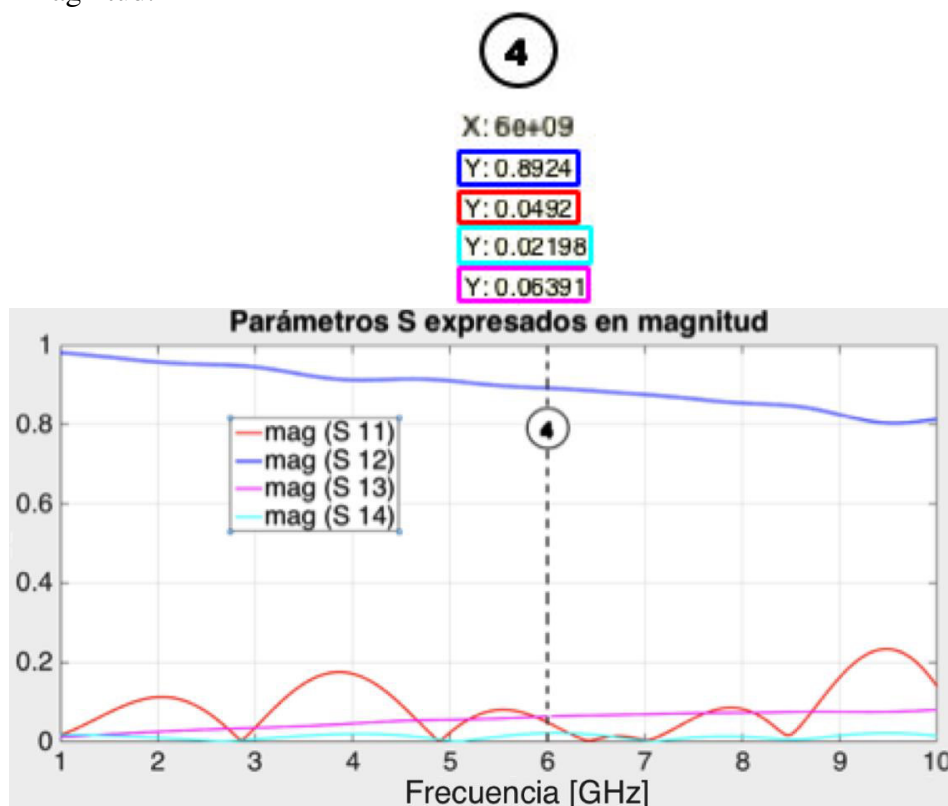


Figura 60. Parámetros S expresados en magnitud – Simulación

Fuente: Autor

El valor del parámetro S(1,2) en la frecuencia de trabajo 6GHz es de 0,8924 como se aprecia en la figura 60, este valor al ser elevado nos indica que una gran cantidad de la potencia de entrada se dirige al puerto 2 del acoplador.

$$\text{mag}(S 1, 2) = 0,8924$$

El valor del parámetros S(1,3) en magnitud que se obtiene de la figura 60 permite corroborar el cumplimiento de un parámetro de diseño establecido, que el factor de acoplamiento $C=0,1$. Ahora obtenemos el valor de la magnitud del factor C obteniendo su raíz cuadrada:

$$c = \sqrt{0,1}$$

$$c = 0,31622$$

$$\text{mag}(S_{1,3}) = 0,06391$$

Como se puede observar se da cumplimiento al parámetro de diseño $C=0,1$, debido a que el valor esperado en magnitud es de 0,31622 y el que se obtiene es 0,06391. La diferencia existente entre el valor esperado y el obtenido es de 0,25231, la diferencia que se produce se debe a las pérdidas características del sustrato FR4, pérdidas por implementación, pérdidas por la soldadura, entre otros. Ahora se procede a comprobar que el dispositivo es un elemento pasivo sin pérdidas esta última consideración es ideal, para ello se utiliza la ecuación (41)

$$(0,0492)^2 + (0,8924)^2 + (0,06391)^2 + (0,02198)^2 = 0,8034$$

Se ha obtenido un valor de 0,8034 el cual es muy próximo a 1, cabe destacar que al existir pérdidas por el sustrato, pérdidas por la soldadura, entre otras, se produce una diferencia de 0,1966 entre el valor obtenido (en base a las mediciones en magnitud) respecto con el valor esperado. Finalmente es acertado mencionar que se ha cumplido con los parámetros de diseño especificados.

4.5.2.1.3. Comparación de resultados simulados y medidos del acoplador direccional de líneas acopladas de 5 secciones a 6 GHz.

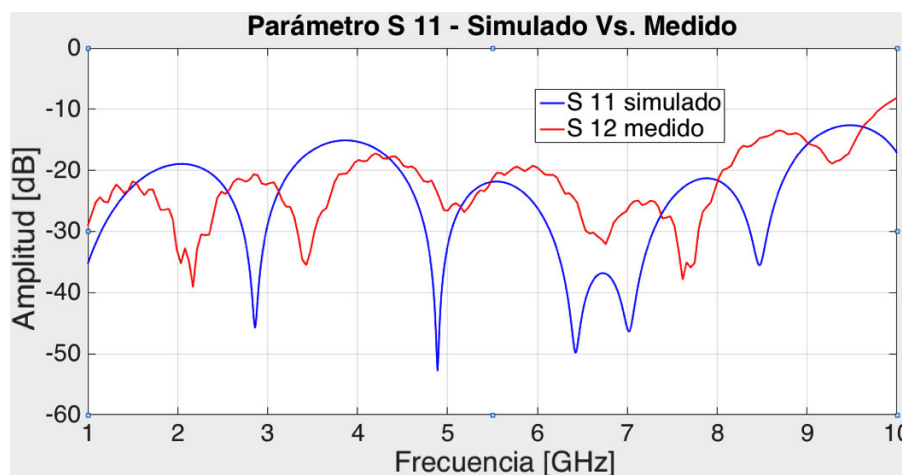


Figura 61. Parámetro S11 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 61 muestra el resultado de la simulación y medición del parámetro $S(1,1)$, es decir la señal de entrada por el puerto 1 del acoplador direccional de líneas acopladas, cabe destacar que existe una diferencia entre la tendencia de los valores medidos experimentalmente y los simulados, las gráficas presentan cierto grado de similitud en su forma. Además la gráfica de la simulación permite observar que la frecuencia de trabajo del acoplador es aproximadamente de 5 GHz lo cual significa que existe una variación de

frecuencia respecto con la frecuencia de diseño del acoplador que es de 6 GHz. Cabe también destacar que existe una variación de aproximadamente -5dB valor obtenido de la media entre los puntos de cada figura, así como también un desplazamiento horizontal de aproximadamente 0,4 GHz entre las gráficas considerado desde el primer pico bajo del resultado de la medición y el primer pico bajo del resultado de la simulación. Estos aspectos mencionados pueden deberse a factores como la implementación física del acoplador pero además a las pérdidas que tiene el sustrato FR4 pues al ser un material de bajo costo sus pérdidas son altas y significativas.

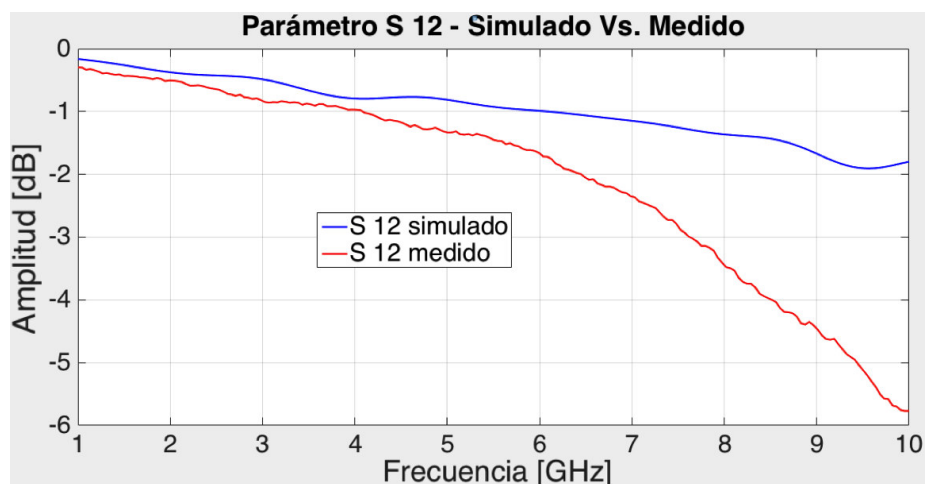


Figura 62. Parámetro S12 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figur 62 muestra el parámetro S (1,2) el cual representa a la señal de salida por el puerto 2 del acoplador, como se puede apreciar en este caso la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados tal es el caso que la variación en dB es casi nula lo que indica que no se ha presentado una variación muy significativa en dicho puerto a causa de las pérdidas por implementación y por el material.

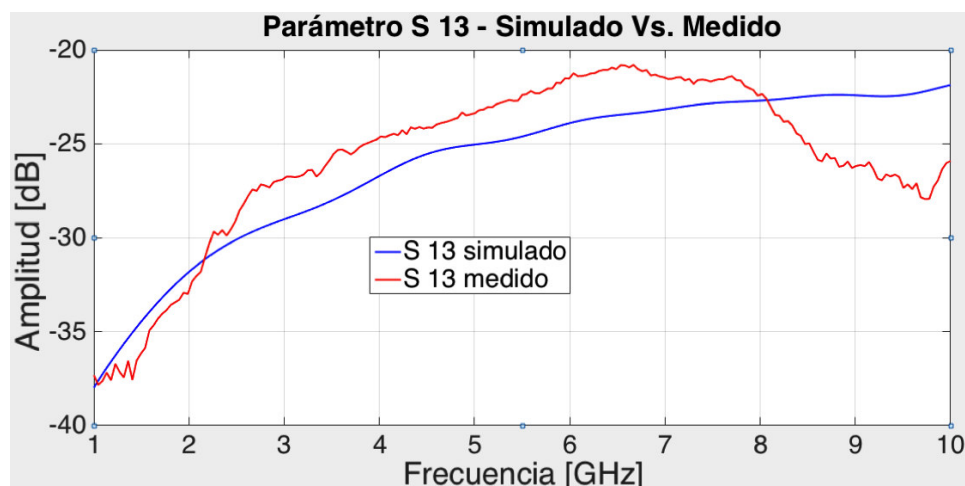


Figura 63. Parámetro S13 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 63 muestra el parámetro S (1,3) el cual representa a la señal de salida por el puerto 3 del acoplador, se puede apreciar que la tendencia de los valores medidos experimentalmente se aproxima a la tendencia de los valores simulados, en este caso la variación en dB entre estas gráficas es aproximadamente nula como se puede ver. Las gráficas presenta cierto nivel de semejanza en su forma además de que no existe desplazamiento. La gráfica de la señal medida presenta cierta afectación en los valores respecto a la gráfica de la simulación esto debido a las pérdidas características del sustrato FR4.

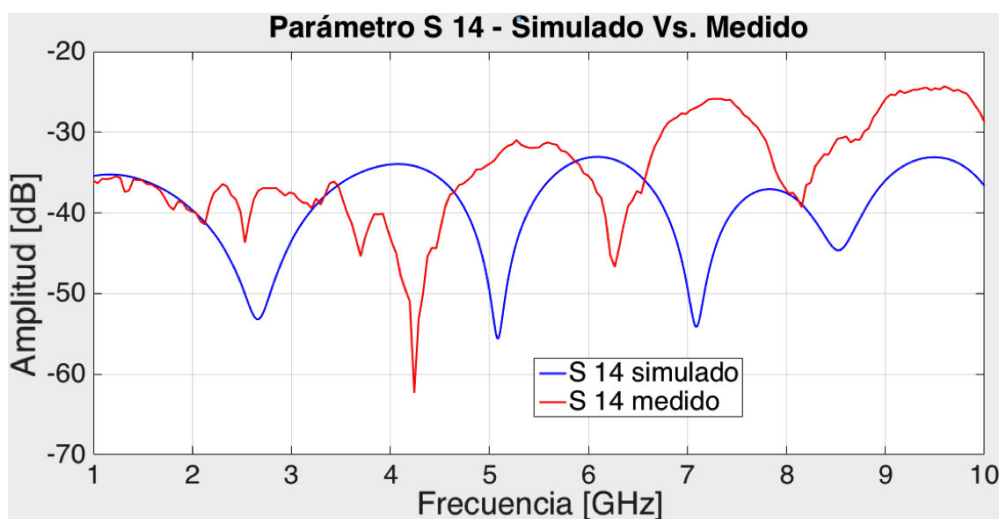


Figura 64. Parámetro S14 - Simulado Vs. Medido

Fuente: Autor

La figura 64 muestra el parámetro S (1,4) el cual representa la señal de salida por el puerto 4 del acoplador, es notable la semejanza entre la tendencia de los valores medidos experimentalmente y los simulados, se hace evidente un desplazamiento horizontal de aproximadamente 0.6 GHz entre las gráficas lo que hace evidente la presencia de las pérdidas características del sustrato FR4, pero al igual que en los parámetros anteriores la variación en dB entre las gráficas es prácticamente nula.

CAPÍTULO V

5.1. Conclusiones

Se logró diseñar acopladores direccionales de líneas acopladas de 1, 3 y 5 secciones, a diferentes frecuencias dentro de la banda C en tecnología *microstrip*, únicamente se implementaron los acopladores de 3 y 5 secciones obteniendo como resultado final dispositivos electrónicos de bajo costo en tecnología *microstrip* de RF capaz de trabajar con frecuencias de 4 y 6 GHz respecto a otros de que se expenden a costos relativamente altos, además cabe mencionar que estos dispositivos son de fácil reproducción, en comparación a la tecnología de guía de onda.

Se llevó a cabo el análisis matemático previo al desarrollo de cada acoplador direccional dentro de los que el nivel en dB al que se diseña el acoplador es un parámetro fundamental relacionado con el factor de acoplamiento tanto para el diseño de sección simple como para el diseño de múltiples secciones, siendo este último diseño el más complejo dependiendo del número de secciones que se desee implementar. Este es un proceso fundamental pues su resultado es el punto de partida del diseño y construcción.

Se analizó previamente los materiales que se utilizaría en base a sus características eléctricas y a sus pérdidas, se eligió los mejores de los disponibles en el país, con la finalidad de obtener los resultados con menor cantidad de variaciones.

Para desarrollar las pruebas se utilizaron cables Pasternack PE304-24 certificados en base a la norma ISO 9001:2008 y un analizador de espectros N9918A de Keysight Technologies calibrado en frecuencia en base a la norma ISO 17025, con lo que garantiza que los resultados no presenten aún más variaciones por pérdidas en el cable o mala calibración, determinando así que estos materiales son una parte fundamental para comprobar el buen desempeño del acoplador.

Se ha simulado y medido de manera experimental los acopladores diseñados, los resultados que se obtuvieron experimentalmente para las señales que ingresan por el puerto 1 del acoplador y se distribuyen a los demás puertos son aproximados, similares, coinciden o se parecen a los resultados procedentes de las simulaciones, pero hay que considerar que se presentaran ciertas variaciones como resultado de pérdidas características del sustrato FR4, pérdidas por la soldadura con la que se adhirió los conectores SMA.

Durante el proceso de desarrollo y simulación se determinó que si el parámetro S calculado para cada sección del acoplador presenta un valor elevado respecto a los de las demás secciones, dicho parámetro deberá ser cambiado por un valor que se aproxime al valor más bajo de S de entre las secciones, pues así se

mejora el acoplo entre secciones y el valor del parámetro $S(1,4)$ se aproximará aún más al cero ideal debido al aislamiento respecto al puerto 1.

Los parámetros S (*scattering*) fueron la base para el desarrollo de las simulaciones y mediciones, el valor del parámetro $S(1,3)$ expresado en magnitud permitió comprobar el cumplimiento del factor de acoplamiento (C) planteado para desarrollar el diseño del acoplador direccional de líneas acopladas, para lo cual se obtuvo el valor de C en magnitud y se lo comparó con el valor de dicho parámetro S .

En el capítulo 4 se propuso una regla que indica la forma adecuada en que se debe sintonizar las secciones del acoplador, si se realiza una sintonización de manera diferente el acoplo entre las secciones del acoplador puede variar lo que se evidencia en el valor del parámetro $S(1,4)$ expresado en magnitud pues se reduce alejándose del cero ideal.

Al adherir secciones a un acoplador direccional de líneas acopladas se logró aumentar el porcentaje de ancho de banda de trabajo, consideramos los diseños a los que no se aplicó *tunning*, para el acoplador de sección simple a 6 GHz se obtuvo un ancho de banda de 48,33% mientras que para el diseño de 5 secciones a 6 GHz se obtuvo un ancho de banda de 72%, siendo evidente el aumento de AB al adherirse más secciones a un diseño. Para el caso de los acopladores de 3 secciones se determinó que es posible aumentar su porcentaje de ancho de banda de trabajo al variar los parámetros L , S y W con la herramienta *tunning*, obteniendo 78,25% para el diseño de 3 secciones a 4 GHz al que se varió las secciones 1 y 2, 82,5% para el diseño de 3 secciones a 4GHz al que se varió las secciones 1 y 3, finalmente se obtuvo un 82,83% de ancho de banda para el diseño de 3 secciones a 6GHz al que se varió las secciones 1 y 3 como se estableció en la regla propuesta en el capítulo 4. Para estos caso en particular se hace notorio que la aplicación de la regla propuesta para variar los parámetros de las secciones mejora el porcentaje de AB del dispositivo.

5.2.Recomendaciones

Es aconsejable utilizar conectores SMA debido a las bajas pérdidas características que presentan por la frecuencia de trabajo.

El sustrato que se utilice debe ser el que menor cantidad de pérdidas características presente, es evidente que el sustrato con las pérdidas más bajas tendrá un costo mayor.

Para soldar los conectores SMA a la placa se aconseja limpiar la misma con líquido especial para limpieza de circuitos. **Además de añadir estaño en la unión entre el conector y la tierra para que no exista espacios y se haga la correcta transferencia de potencia.**

La construcción de las placas se lo debe hacer con equipos que tengan un alto grado de precisión con la finalidad de no tener variación en las dimensiones de las secciones del acoplador.

Al soldar los conectores SMA se debe comprobar la conexión entre las pistas y el núcleo, además de la conexión entre la tierra y la estructura del conector.

Es necesario agregar los puertos de manera ordenada en el diseño del acoplador para realizar la simulación.

Considerar que al adherir elementos al diseño del acoplador como medios de interconexión entre secciones su longitud debe ser proporcional con la de las secciones, sino se ocasionaría distorsión en los resultados ya que en RF la distancia es muy importante.

El conectar el cable pasternack en cada puerto del acoplador para realizar las mediciones se lo debe hacer con mucho cuidado y con la herramienta adecuada pues si el torque es demasiado pueden ocasionarse daños en los conectores SMA tanto macho como hembra.

5.3. Trabajos futuros

Como una continuación del trabajo realizado en este proyecto de tesis, se propone desarrollar e implementar acopladores direccionales de líneas acopladas de múltiples puertos tanto de entrada como de salida, por ejemplo un diseño con 4 puertos de entrada y 4 puertos de salida. **Posteriormente lo que se desea es que se compruebe que si se adhieren secciones al acoplador el ancho de banda de trabajo aumenta.**

Lo que se espera de manera general es replicar este trabajo con el acoplador de múltiples puertos en tecnología *microstrip*. Incorporar este tipo de dispositivos en tecnología *microstrip* o a una matriz de butler de n puertos.

Un trabajo que se propone llevar a cabo es diseñar y construir un acoplador direccional de líneas acopladas y que las pruebas que se lleven a cabo sea con situaciones netamente de aplicación, por ejemplo monitorizar y analizar las señales de radiofrecuencia que se envían desde un generador de RF hasta un dispositivo electrónico como una antena, sin la necesidad de desconectar ningún elemento que forma parte del sistema.

5.4. Referencias bibliográficas y fuentes de conocimiento

- [1] Bastidas Vallejo, H., & Gracia Cervantes, X. (2015). *Diseño y construcción de un Acoplador Direccional Microstrip de tres secciones para la banda de 2.4 GHz con HMI a la PC*. Recuperado el 28 de Febrero de 2016, de Repositorio de la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE: <http://repositorio.espe.edu.ec/handle/21000/7739>.
- [2] Iván de Paúl Bernal, A. G. (2007). *Diseño, simulación y experimentación de un circuito*.
- [3] Jones, E. M. (1956). *Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers*. Obtenido de IEEE Xplore Digital Library: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1125022&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel6%2F22%2F24864%2F01125022>
- [4] E. G. Cristal, L. Y. (Septiembre de 1965). *Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled-Transmission-Line Directional Couplers*. Obtenido de IEEE Xplore Digital Library: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1126050&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1126050
- [5] Christopher Caloz, A. S. (3 de Marzo de 2004). *A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth*. Obtenido de IEEE Xplore digital Library: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1273741&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1273741
- [6] Fernández, S. (1992). *Optica integrada, primeros pasos: Fundamentos teóricos y aplicaciones*. En S. Fernández, & S. d. Oviedo (Ed.), *Optica integrada, primeros pasos: Fundamentos teóricos y aplicaciones* (1 ed., págs. 17-19). Oviedo, Asturias, España.
- [7] *Club de Radio Amateur de Jalisco, A.C.* (Octubre de 1999). *Líneas de Transmisión Acopladas*. Obtenido de <http://www.qsl.net/xelrm/tecolo74.htm>.
- [8] Pozar, D. M. (1998). *Microwave Engineering*. Amherst: John Wiley & Sons, Inc.
- [9] Stiles, J. (2009). *Coupled Line Directional Couplers package*. Kansas.
- [10] Pérez, J. A. (Diciembre de 2012). *Diseño Miniaturizado de Acopladores de Microondas en Tecnología Metamaterial*. Cartagena, Bolívar, Colombia.
- [11] Jacho, C., Valle, F., Carrillo, M., & Illapa, J. (2014). *Acopladores Direccionales*. Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Electrónica en Telecomunicaciones y Redes, Riobamba. Obtenido de Scribd: <https://es.scribd.com/doc/200203749/Acopladores-direccionales-2>
- [12] Cobo, I. J. (2012). *Análisis y mediciones de los parámetros de dispersión o Scattering parameters en un cuádrupolo o en una red de n puertos (multipolo)*. Tucumán.
- [13] Anónimo. (s.f.). *Advanced Design System*. Recuperado el 24 de Junio de 2016, de Biblioteca de Ingeniería Universidad de Sevilla:

[http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11101/fichero/2+-+Advanced+Design+System+\(ADS\).pdf](http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11101/fichero/2+-+Advanced+Design+System+(ADS).pdf)

- [14] Anónimo. (s.f.). *Conectores SMA*. Recuperado el 03 de 06 de 2016, de Radio noticias: <http://www.radionoticias.com/articulos/SMA.pdf>
- [15] *cenval*. (s.f.). *Conectores SMA*. Recuperado el 05 de 06 de 2016, de cenval: <http://www.cenval.es/conectores/conexcon%20PDF%20bis/02800.pdf>
- [16] Wikipedia. (s.f.). *FR-4*. Recuperado el 08 de 06 de 2016, de Wikipedia: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Special:Book&bookcmd=download&collection_id=e03d0ccd0e765faaa728744a03e8eb90cf8886b7&writer=rdfl2latex&return_to=FR-4.
- [17] Enterprises, P. (2013). *Cable PE304-24*. Recuperado el 20 de 07 de 2016, de Pasternack Enterprises: <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE304-24.pdf>
- [18] Technologies, K. (s.f.). *N9918A FieldFox Handheld Microwave Analyzer, 26.5 GHz*. Recuperado el 20 de 07 de 2016, de Keysight Technologies: <http://www.keysight.com/en/pdx-x201927-pn-N9918A/fieldfox-handheld-microwave-analyzer-265-ghz?cc=US&lc=eng>
- [19] Circuits, M. (s.f.). *Cargas ANNE-50+*. Recuperado el 30 de 07 de 2016, de Mini Circuits: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ANNE-50+.pdf>
- [20] Prieto, A. S. (2009). *Diseño de Acopladores Direccionales de Microondas para matrices butler*. Madrid.