



UNIVERSIDAD TÉCNICA PARTICULAR DE LOJA
La Universidad Católica de Loja

ÁREA TÉCNICA

TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas a través de microcinta

TRABAJO DE TITULACIÓN

AUTOR: Lapo Zhanay, Franklin Antonio

DIRECTOR: Morocho Yaguana, Marco Vinício, Mgtr

LOJA – ECUADOR

2016



Esta versión digital, ha sido acreditada bajo la licencia Creative Commons 4.0, CC BY-NY-SA: Reconocimiento-No comercial-Compartir igual; la cual permite copiar, distribuir y comunicar públicamente la obra, mientras se reconozca la autoría original, no se utilice con fines comerciales y se permiten obras derivadas, siempre que mantenga la misma licencia al ser divulgada. <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.es>

Septiembre, 2016

APROBACIÓN DEL DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Magíster.

Marco Vinicio Morocho Yaguana

DOCENTE DE LA TITULACIÓN

De mi consideración:

El presente trabajo de titulación: "*Diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas a través de microcintas*" realizado por Lapo Zhanay Franklin Antonio ha sido orientado y revisado durante su ejecución, por cuanto se aprueba la presentación del mismo.

Loja, marzo de 2016

f)

DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y CESIÓN DE DERECHOS

“Yo, Lapo Zhanay Franklin Antonio, declaro ser autor del presente trabajo de titulación: “*Diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas a través de microcintas*”, de la Titulación de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, siendo Marco Vinicio Morocho Yaguana, Mgtr. director del presente trabajo; y eximo expresamente a la Universidad Técnica Particular de Loja y a sus representantes legales de posibles reclamos o acciones legales. Además certifico que las ideas, conceptos, procedimientos y resultados vertidos en el presente trabajo investigativo, son de mi exclusiva responsabilidad.

Adicionalmente declaro conocer y aceptar la disposición del Art. 88 del Estatuto Orgánico de la Universidad Técnica Particular de Loja que en su parte pertinente textualmente dice: “Forman parte del patrimonio de la Universidad la propiedad intelectual de investigaciones, trabajos científicos o técnicos y tesis de grado o trabajos de titulación que se realicen con el apoyo financiero, académico o institucional (operativo) de la Universidad”.

f)

Autor Lapo Zhanay Franklin Antonio

Cedula 1104808306

DEDICATORIA

A Dios por permitirme llegar a este momento tan importante en mi vida y darme la oportunidad de compartir y estar con las personas a quienes va dedicado mi proyecto.

Con mucho amor y aprecio a mis padres Ilmo y Fani, quienes con su apoyo, educación, y consejos han sabido guiarme para culminar mi carrera profesional, y además a su demostración ejemplar de trabajo me han enseñado a superarme y perseverar.

A mis hermanos. Darwin, Katty, Alexis, Pablo y Cesar por su gran ayuda, confianza y afecto lo cual me inspira para seguir adelante y cumplir mis metas.

A mis abuelitos Santos, Antonia, Alfredo, Rosa y a toda mi familia quienes con su apoyo constante, cariño y comprensión son parte fundamental de mi vida.

AGRADECIMIENTO

Primeramente a Dios por la vida, salud, las oportunidades y permitirme concluir este trabajo de titulación.

Mi gratitud con mucho afecto a mis padres Ilmo y Fani quienes a lo largo de toda mi vida me han motivado y apoyado en mi formación académica con los recursos necesarios.

A mis hermanos y familiares por compartir momentos de alegría, tristeza y por demostrarme su apoyo y confianza incondicional.

Un profundo agradecimiento al cuerpo docente de la Titulación de Electrónica y Telecomunicaciones a quienes les debo gran parte de mis conocimientos y en especial al Magister Marco Morocho por a su valiosa guía en este trabajo de titulación y al Ingeniero Manuel Quiñones por su visión crítica, ayuda y rectitud en la profesión docente.

A mis amigos y compañeros gracias por permitirme conocerlos con quienes he compartido grandes momentos, y a todos aquellos que desinteresadamente estuvieron a mi lado apoyándome para poder cumplir esta meta.

A la Universidad Técnica Particular de Loja por darme la oportunidad de poder formarme como profesional.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CÁRATULA.....	I
APROBACIÓN DEL DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN	II
DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y CESIÓN DE DERECHOS.....	III
DEDICATORIA.....	IV
AGRADECIMIENTO.....	V
ÍNDICE DE CONTENIDOS.....	VI
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABLAS.....	XII
ACRÓNIMOS	XIII
RESUMEN.....	1
ABSTRACT	2
INTRODUCCIÓN.....	3
OBJETIVOS.....	4
CAPÍTULO 1	5
1. ESTADO DEL ARTE TECNOLOGÍAS PLANAS PARA ELEMENTOS PASIVOS DE MICROONDAS.....	5
1.1 Introducción: Análisis cronológico.....	6
1.2 Líneas de tecnología plana.....	8
1.2.1 Stripline.	9
1.2.2 Microstrip.....	10
1.2.3 Slotline o ranurada.....	11
1.2.4 Línea coplanar.....	12
1.2.5 Comparación de tecnologías planas.....	13
1.3 Elementos pasivos de microondas.	14
1.4 Consideraciones para el diseño elementos pasivos en microcintas.....	15
1.4.1 Síntesis mediante expresiones.	16
1.4.2 Síntesis por software.	17
CAPÍTULO 2	18

2. DISEÑO DE ELEMENTOS PASIVOS DE MICROONDAS	18
2.1 Introducción.....	19
2.2 Descripción general de diseño simulación e implementación.	19
2.3 Sustrato.....	20
2.4 Diseño de elementos de 2 puertos: Filtros de microondas.....	21
2.4.1 Proceso de diseño de filtros.....	21
2.4.2 Diseño filtro paso bajo con topología saltos de impedancia.	25
2.4.3 Diseño de filtro paso bajo con elementos sectoriales.....	26
2.4.4 Diseño filtro paso banda topología líneas acopladas.	29
2.4.5 Diseño filtro paso banda topología Hairpin.	31
2.4.6 Diseño filtro paso banda interdigital.	34
2.4.7 Diseño filtros combinados.....	36
2.5 Diseño de elementos de 3 y 4 puertos: Divisores de potencia.	38
2.5.1 Diseño divisor de potencia Wilkinson.....	39
2.5.2 Diseño acoplador híbrido 90°.....	41
2.5.3 Diseño acoplador híbrido 180°.....	42
CAPÍTULO 3	45
3. SIMULACIÓN, IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE ELEMENTOS PASIVOS DE MICROONDAS	45
3.1 Introducción.....	46
3.2 Métodos para simulación electromagnética.	46
3.3 Caracterización del sustrato.	46
3.4 Implementación de prototipos.	48
3.5 Caracterización de prototipos.	48
3.6 Resultados.....	50
3.6.1 Filtro 1 paso bajo topología saltos de impedancia 2437MHz.	51
3.6.2 Filtro 2 paso bajo topología sectorial 915MHz.	52
3.6.3 Filtro 3 paso bajo topología sectorial 2437MHz.	54
3.6.4 Filtro 4 paso banda topología líneas acopladas 2437MHz.	56
3.6.5 Filtro 5 paso banda topología Hairpin 915MHz.	58
3.6.6 Filtro 6 paso banda topología Hairpin 2437MHz.	60
3.6.7 Filtro 7 interdigital 915MHz.	62
3.6.8 Filtro 8 combinado Hairpin-sectorial 915MHz.....	65

3.6.9	Filtro 9 combinado líneas acopladas-sectorial 915MHz.	67
3.6.10	Divisor Wilkinson 1, 915MHz.	69
3.6.11	Divisor Wilkinson 2, 2437MHz.	73
3.6.12	Acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz.	76
3.6.13	Acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz.	78
3.6.14	Acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz.	80
3.6.15	Acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz.	83
CONCLUSIONES.....		87
RECOMENDACIONES.....		89
TRABAJOS FUTUROS.....		90
REFERENCIAS.....		91
ANEXOS.....		94
ANEXO A HOJA TÉCNICA SUSTRATO FR-4.....		95
ANEXO B HOJA TÉCNICA CONECTOR SMA-HEMBRA.....		97
ANEXO C DISEÑOS FINALES IMPLEMENTADOS.....		98
ANEXO D PAPER TRABAJO FIN DE TITULACIÓN.....		99

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Línea coaxial circular	6
Figura 1.2 Línea coaxial rectangular	7
Figura 1.3 Transformación de coaxial a stripline	7
Figura 1.4 Transformación de stripline a microstrip.....	8
Figura 1.5 Modelo línea de transmisión como una red de dos puertos	8
Figura 1.6 Geometría línea de transmisión stripline	9
Figura 1.7 Distribución de líneas de campo en stripline	10
Figura 1.8 Geometría línea de transmisión microstrip o microcinta	10
Figura 1.9 Distribución de líneas de campo en microstrip	11
Figura 1.10 Geometría línea de transmisión slotline o ranurada	11
Figura 1.11 Distribución de líneas de campo en slotline	12
Figura 1.12 Geometría de una línea de transmisión coplanar	12
Figura 1.13 Distribución de líneas de campo en coplanar	13
Figura 1.14 Elementos pasivos: (a) Filtro Hairpin; (b) Divisor de potencia Wilkinson; (c) Acoplador híbrido 90°	15
Figura 1.15 Proceso de síntesis.....	16
Figura 1.16 LineCalc de ADS.....	17
Figura 1.17 TXLine AWR.....	17
Figura 2.1 Metodología - diagrama de flujo diseño, simulación e implementación de elementos de microondas.....	20
Figura 2.2 Proceso de diseño de filtros.....	21
Figura 2.3 Gráfica de la ecuación 2.5 – obtención del orden respuesta Butterworth	23
Figura 2.4 Gráfica de la ecuación 2.6 - obtención del orden respuesta Chebyshev rizado 0.5dB	23
Figura 2.5 Topología filtro saltos de impedancias	25
Figura 2.6 Resultado script en Matlab – filtro 1 paso bajo topología saltos de impedancia	26
Figura 2.7 Topología filtro sectorial	26
Figura 2.8 Modelo de un stub radial doble	27
Figura 2.9 Resultado script en Matlab – filtro 2 paso bajo topología elementos sectoriales	28
Figura 2.10 Resultado script en Matlab – filtro 3 paso bajo topología elementos sectoriales	29
Figura 2.11 Topología filtro líneas acopladas.....	29
Figura 2.12 Resultado script en Matlab – filtro 4 paso banda topología líneas acopladas	30
Figura 2.13 Topología filtro Hairpin	31
Figura 2.14 Resultado script en Matlab – filtro 5 paso banda topología Hairpin	33
Figura 2.15 Resultado script en Matlab – filtro 6 paso banda topología Hairpin	34
Figura 2.16 Filtro interdigital	34
Figura 2.17 Interfaz gráfica sintetizador ifilter-AWR	35
Figura 2.18 Resultado script en Matlab – filtro 8 pasa banda sección Hairpin.....	36
Figura 2.19 Resultado script en Matlab – filtro 8 paso bajo sección sectorial.....	37

Figura 2.20 Resultado script en Matlab – filtro 9 paso banda sección líneas acopladas	37
Figura 2.21 Resultado script en Matlab – filtro 9 paso bajo sección sectorial	38
Figura 2.22 Estructura divisor Wilkinson en líneas de transmisión	39
Figura 2.23 Topologías divisor Wilkinson. (a) Topología 1; (b) Topología 2	40
Figura 2.24 Topología acoplador híbrido 90°	41
Figura 2.25 Topología acoplador híbrido 180°	43
Figura 3.1 Resultados LPF simulado vs medido	47
Figura 3.2 Resultados medido vs simulado BPF	48
Figura 3.3 Medición de fase LPF para caracterizar ϵ_r y $\tan(\delta)$	49
Figura 3.4 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 1 – escalado 2437MHz....	51
Figura 3.5 Implementación filtro 1 – escalado 2437MHz.....	51
Figura 3.6 Distribución de corriente filtro 1 – escalado 2437MHz.....	51
Figura 3.7 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 1.....	52
Figura 3.8 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 2 – sectorial 915MHz.....	53
Figura 3.9 Implementación filtro 2 – sectorial 915MHz.....	53
Figura 3.10 Distribución de corriente filtro 2 – sectorial 915MHz.....	53
Figura 3.11 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 2.....	54
Figura 3.12 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 3 – sectorial 2437MHz...	55
Figura 3.13 Implementación filtro 3 – sectorial 2437MHz.....	55
Figura 3.14 Distribución de corriente filtro 3 – sectorial 2437MHz.....	55
Figura 3.15 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 3.....	56
Figura 3.16 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 4 – líneas acopladas 2437MHz	57
Figura 3.17 Implementación filtro 4 – líneas acopladas 2437MHz	57
Figura 3.18 Distribución de corriente filtro 4 – líneas acopladas 2437MHz	57
Figura 3.19 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 4.....	58
Figura 3.20 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 5 – Hairpin 915MHz.....	59
Figura 3.21 Implementación filtro 5 – Hairpin 915MHz.....	59
Figura 3.22 Distribución de corriente filtro 5 – Hairpin 915MHz.....	59
Figura 3.23 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 5.....	60
Figura 3.24 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 6 – Hairpin 2437MHz.....	61
Figura 3.25 Implementación filtro 6 – Hairpin 2437MHz.....	61
Figura 3.26 Distribución de corriente filtro 6 – Hairpin 2437MHz.....	61
Figura 3.27 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 6.....	62
Figura 3.28 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 7 – interdigital 915MHz..	63
Figura 3.29 Implementación filtro 7 – interdigital 915MHz.....	63
Figura 3.30 Distribución de corriente filtro 7 – interdigital 915MHz.....	64
Figura 3.31 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 7.....	64
Figura 3.32 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 8 – Hairpin-sectorial 915MHz	65
Figura 3.33 Implementación filtro 8 – Hairpin-sectorial 915MHz	65
Figura 3.34 Distribución de corriente filtro 8 – Hairpin-sectorial 915MHz	66
Figura 3.35 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 8.....	66

Figura 3.36 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 9 – líneas acopladas-sectorial 915MHz	67
Figura 3.37 Implementación filtro 9 – líneas acopladas-sectorial 915MHz	67
Figura 3.38 Distribución de corriente filtro 9 – líneas acopladas-sectorial 915MHz ..	68
Figura 3.39 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 9.....	68
Figura 3.40 Dimensiones físicas en mm diseño final divisor Wilkinson 1, 915MHz ..	69
Figura 3.41 Implementación divisor Wilkinson 1, 915MHz	69
Figura 3.42 Distribución de corriente divisor Wilkinson 1, 915MHz	70
Figura 3.43 Parámetros S – Simulación CST Divisor Wilkinson 1	71
Figura 3.44 Parámetros S – medición divisor Wilkinson 1.....	71
Figura 3.45 Dimensiones físicas en mm divisor Wilkinson 1, 915MHz modificado ..	72
Figura 3.46 Implementación divisor Wilkinson 1, 915MHz modificado	72
Figura 3.47 Distribución de corriente divisor Wilkinson 1, 915MHz modificado	72
Figura 3.48 Parámetros S – medición divisor Wilkinson 1 modificado.....	73
Figura 3.49 Dimensiones físicas en mm diseño final divisor Wilkinson 2, 2437MHz	74
Figura 3.50 Implementación divisor Wilkinson 2, 2437MHz	74
Figura 3.51 Distribución de corriente divisor Wilkinson 2, 2437MHz	74
Figura 3.52 Parámetros S – simulación divisor Wilkinson 2	75
Figura 3.53 Parámetros S – medición divisor Wilkinson 2.....	75
Figura 3.54 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz	76
Figura 3.55 Implementación acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz	76
Figura 3.56 Distribución de corriente acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz	76
Figura 3.57 Parámetros S – simulación acoplador 1 híbrido 90°	77
Figura 3.58 Parámetros S – medición acoplador 1 híbrido 90°	77
Figura 3.59 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz	78
Figura 3.60 Implementación acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz	78
Figura 3.61 Distribución de corriente acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz	79
Figura 3.62 Parámetros S – simulación acoplador 2 híbrido 90°	79
Figura 3.63 Parámetros S – simulación acoplador 2 híbrido 90°	80
Figura 3.64 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz	81
Figura 3.65 Implementación acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz	81
Figura 3.66 Distribución de corriente acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz	82
Figura 3.67 Parámetros S – medición acoplador 3 híbrido 180°	82
Figura 3.68 Parámetros S – medición acoplador 3 híbrido 180°	83
Figura 3.69 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz	84
Figura 3.70 Implementación acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz	84
Figura 3.71 Distribución de corriente acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz	85
Figura 3.72 Parámetros S – simulación acoplador 4 híbrido 180°	85
Figura 3.73 Parámetros S – medición acoplador 4 híbrido 180°	86

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Comparación de tecnologías planas	13
Tabla 2.1 Especificaciones del sustrato FR-4	21
Tabla 2.2 Especificaciones de diseño filtro 1	25
Tabla 2.3 Especificaciones de diseño filtro 2	27
Tabla 2.4 Especificaciones de diseño filtro 3	28
Tabla 2.5 Especificaciones de diseño filtro 4	30
Tabla 2.6 Especificaciones de diseño filtro 5	32
Tabla 2.7 Especificaciones de diseño filtro 6	33
Tabla 2.8 Especificaciones de diseño filtro 7	35
Tabla 2.9 Especificaciones de diseño filtro 8	36
Tabla 2.10 Especificaciones de diseño filtro 9	37
Tabla 2.11 Especificaciones de diseño divisor Wilkinson 1	40
Tabla 2.12 Parámetros de diseño divisor Wilkinson 1	40
Tabla 2.13 Especificaciones de diseño divisor Wilkinson 2	41
Tabla 2.14 Especificaciones de diseño acoplador 1 híbrido 90°	42
Tabla 2.15 Parámetros de diseño acoplador 1 híbrido 90°	42
Tabla 2.16 Especificaciones de diseño acoplador 2 híbrido 90°	42
Tabla 2.17 Especificaciones de diseño acoplador 3 híbrido 180°	43
Tabla 2.18 Parámetros de diseño acoplador 3 híbrido 180°	44
Tabla 2.19 Especificaciones de diseño acoplador 4 híbrido 180°	44
Tabla 3.1 Caracterización del sustrato FR-4	48
Tabla 3.2 Características VNA KEYSIGHT E5063A	49
Tabla 3.3 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 1	52
Tabla 3.4 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 2	54
Tabla 3.5 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 3	56
Tabla 3.6 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 4	58
Tabla 3.7 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 5	60
Tabla 3.8 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 6	62
Tabla 3.9 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 7	65
Tabla 3.10 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 8	67
Tabla 3.11 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 9	69
Tabla 3.12 Comparativa resultados simulado vs medido divisor Wilkinson 1	71
Tabla 3.13 Comparativa resultados Wilkinson 1 vs Wilkinson 1 modificado	73
Tabla 3.14 Comparativa resultados simulado vs medido divisor Wilkinson 2	75
Tabla 3.15 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 1 híbrido 90° ...	77
Tabla 3.16 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 2 híbrido 90° ...	80
Tabla 3.17 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 3 híbrido 180° .	83
Tabla 3.18 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 4 híbrido 180° .	86

ACRÓNIMOS

ADS Advanced Design System.

AWR Advanced Microwave.

BPF Band Pass Filter – Filtro Paso Banda.

CST Computer Simulation Technology.

FCC Federal Communication Commission - Comisión Federal de Comunicaciones.

FR-4 Flame Retardant (Fiberglas) – Retardante de Llama (fibra de vidrio).

ISM Industrial, Scientific and Medical – Industrial, Científico y Médico.

LPF Low Pass Filter – Filtro Paso Bajo.

TFT Trabajo Fin de Titulación.

VNA Vector Network Analyzer – Analizador de Redes Vectorial.

RESUMEN

En el presente Trabajo Fin de Titulación, (TFT) se describe la metodología para diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas como filtros y divisores de potencia para las bandas ISM de 900MHz y 2.4GHz, empleando la tecnología de microcinta, utilizando el sustrato fibra de vidrio, (FR-4).

El diseño se enfoca en establecer especificaciones a los dispositivos, emplear ecuaciones de diseño y la síntesis respectiva. Posteriormente se realiza la simulación en ADS o AWR comprobando que se cumplan los requerimientos, y de no cumplir se procede a optimizar.

Con el diseño optimizado se procede a simular en CST considerando conectores y soldaduras para obtener una aproximación más real del dispositivo.

Luego se realiza la implementación mediante maquinado y su caracterización a través del analizador de redes vectorial, (VNA).

PALABRAS CLAVES: Filtros, divisores de potencia, simulación electromagnética.

ABSTRACT

In this work prior obtaining my engineering degree is described, the methodology for design, simulation and implementation of passive microwave components such as filters and power dividers for 900MHz and 2.4GHz ISM bands, using microstrip technology, fiberglass substrate, (FR-4).

The design is focused on establishing specification to device, applying design equations and its related synthesis. Moreover, simulation in ADS/AWR is performed, verifying previous requirements, and optimization them if required.

Once the design is optimized, the next step is to simulate it in CST, considering connectors and soldering to obtain a real approximation of the final device.

Finally, implementation trough machined procedures, and characterization trough Vector Network Analyzer (VNA), is performed.

KEYWORDS: Filters, power splitters, electromagnetic simulation.

INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de servicios de telecomunicaciones cuyo contenido de voz, video y datos requieren mayor ancho de banda, ha impulsado el uso de tecnologías como la fibra óptica y sistemas inalámbricos de altas frecuencias, y en particular las bandas ISM 900MHz, 2.4GHz y 5.8GHz son las más utilizadas debido a que su uso no requiere licencia.

Esto hace que los sistemas inalámbricos de telecomunicaciones requieran utilizar eficientemente el espectro electromagnético, y sumado la diversidad de problemas presentes en altas frecuencias es indispensable el uso de elementos tales como antenas, filtros, divisores de potencia, multiplexores, mezcladores entre otros, que proporcionen un desempeño óptimo del sistema de comunicaciones.

El presente TFT, tiene como propósito dar a conocer las etapas de diseño, simulación, implementación y caracterización de elementos pasivos de microondas.

En el primer capítulo se aborda el estado del arte tecnológico de estructuras planas, se realiza una comparativa de las distintas tecnologías, se argumenta el uso de la microcinta y sustratos asequibles como la fibra de vidrio FR-4, y además se describe el proceso de síntesis.

En el segundo capítulo se expone la metodología utilizada en el presente TFT, enfocándose principalmente en el diseño de filtros y divisores de potencia. A su vez se establece especificaciones de dichos dispositivos para las bandas ISM 900MHz y 2.4GHz.

En el tercer capítulo se presenta las herramientas y consideraciones para simulación, la caracterización del sustrato FR-4, el método para la implementación de los prototipos, los elementos necesarios para la caracterización, los criterios para validar el desempeño de los dispositivos medidos a través del VNA y por último se recoge los resultados de simulación, implementación y caracterización de los diseño optimizados.

Finalmente, después de cumplir satisfactoriamente los objetivos propuestos se exponen las conclusiones y de la experiencia obtenida se dan a conocer las recomendaciones, así como líneas futuras de investigación que puedan surgir de este trabajo.

OBJETIVOS

Objetivo general

- Diseñar, simular e implementar elementos pasivos de microondas en las bandas ISM 900MHz y 2.4GHz a través de microcintas.

Objetivos específicos

- Analizar el estado del arte de tecnologías planas.
- Diseñar filtros y divisores de potencia para las bandas ISM 900MHz y 2.4GHz.
- Simular, implementar, caracterizar y analizar los resultados.

CAPÍTULO 1
1. ESTADO DEL ARTE TECNOLOGÍAS PLANAS PARA
ELEMENTOS PASIVOS DE MICROONDAS

1.1 Introducción: Análisis cronológico.

La teoría del campo de las microondas se inicia en la década de los años de 1930, impulsado durante la Segunda Guerra Mundial, ante la necesidad de desarrollar el radar, lo cual permitió establecer las bases de la teoría de microondas [1]. En 1940 se desarrolla el magnetrón en Gran Bretaña, por John Randall y Henry Boot, siendo la primera fuente fiable de ondas centimétricas, el cual sirvió como generador de frecuencias en el sistema radar obteniendo una potencia media de 400W a la longitud de onda de 9.8 cm [2]. Luego a la Segunda Guerra Mundial la transmisión de ondas electromagnéticas de forma confinada se realizó mediante guías de ondas, siendo las guías de ondas rectangulares las estructuras dominantes para las microondas, por ser prácticas, cuyo análisis y síntesis es más sencillo comparado con las guías de onda cilíndricas, que llevan funciones de Bessel.

No obstante, debido al limitado ancho de banda de las estructuras de guía de ondas, se buscó componentes que permitan proporcionar mayor ancho de banda, es así que en 1950 se examinaron otras líneas de transmisión, como la línea coaxial circular que se muestra en la figura 1.1, la misma fue ampliamente estudiada, ya que poseía un modo de transmisión dominante sin frecuencia de corte, proporcionando un gran ancho de banda y la capacidad de miniaturización; pero, la falta de componentes de estructura circular hizo más difícil la creación de componentes y fue descartado [1].

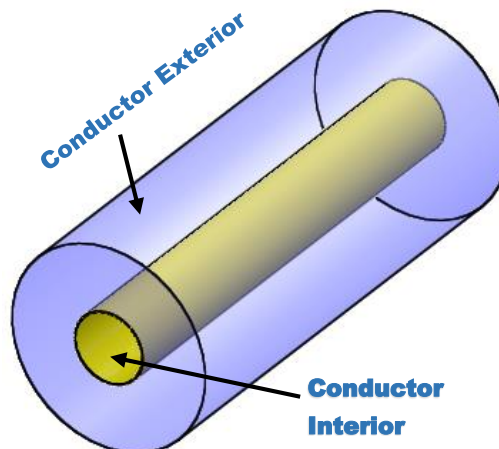


Figura 1.1 Línea coaxial circular
Fuente: Elaboración propia, basado en [3]

En busca de superar estas dificultades de fabricación, el conductor central de la línea coaxial se aplano en una tira, y el conductor exterior se alteró en una caja rectangular como

se muestra en la figura 1.2. Componentes con esas dimensiones fueron equipados con conectores para su uso con el cable coaxial regular [1].

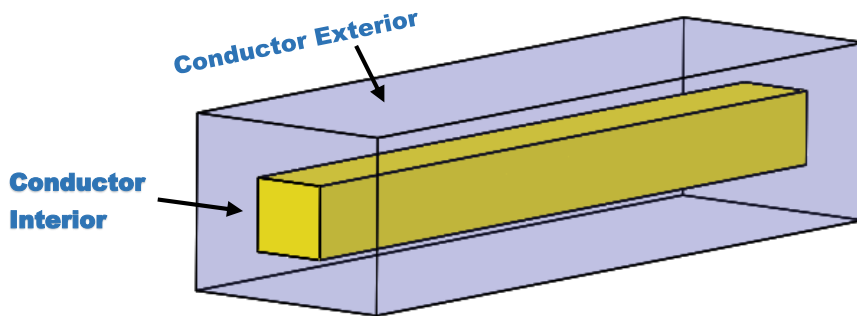


Figura 1.2 Línea coaxial rectangular
Fuente: Elaboración propia, basado en [3]

De igual forma otros investigadores hicieron algo similar, pero dieron un paso adelante, le quitaron las paredes laterales exteriores por completo, y se extendieron las paredes superior e inferior, dando lugar a la línea stripline o línea de cinta. En la figura 1.3 se muestra la transformación de línea de transmisión coaxial circular a la línea de transmisión stripline.

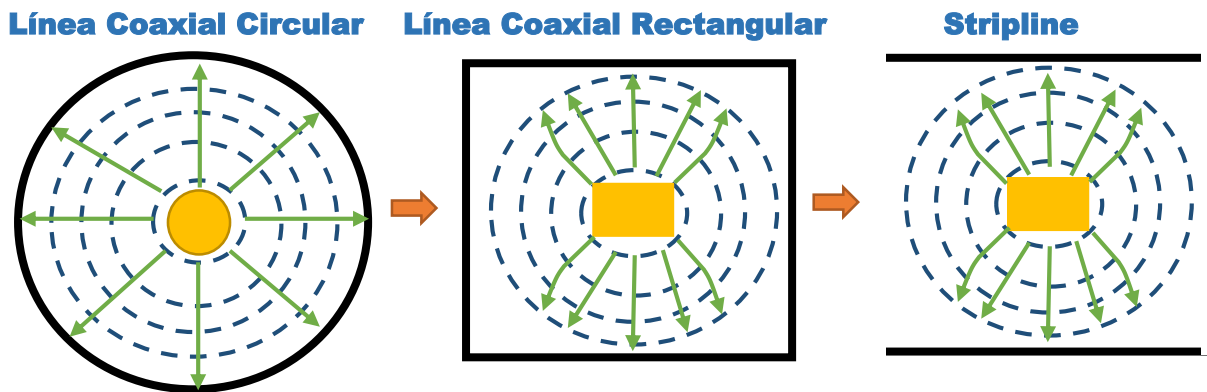


Figura 1.3 Transformación de coaxial a stripline
Fuente: Elaboración propia, basado en [4]

A partir de la línea de transmisión stripline surge una modificación, la cual consiste en retirar el conductor superior, dejando sólo la tira y el conductor inferior, con una capa dieléctrica entre ellos para soportar la tira conductora. A esta línea de transmisión se denomina microstrip o microcinta, como se muestra en la figura 1.4.

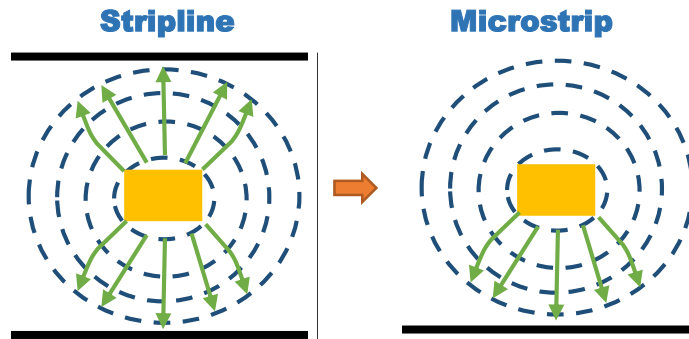


Figura 1.4 Transformación de stripline a microstrip
Fuente: Elaboración propia, basado en [4]

Desde 1960 se han venido realizando modificaciones a la línea de transmisión microstrip como la microstrip con sección transversal reducida, la cual ha permitido lograr una mejor capacidad de miniaturización, y ofreciendo una circuitería más compacta estimulando la integración con los circuitos integrados monolíticos de microondas, (MMIC) [5].

Es así que este tipo de líneas de transmisión se denominan tecnologías planas, llamadas así porque se componen de un conductor plano y un medio dieléctrico que aísla el conductor de un plano de tierra, dando lugar a distintos tipos de tecnologías como stripline, microstrip, coplanar y slotline [6].

1.2 Líneas de tecnología plana.

Una línea de transmisión es una red de dos puertos, entrada y salida, como se muestra en la figura 1.5, cuyas características físicas la componen principalmente su impedancia característica y la constante de propagación [7].



Figura 1.5 Modelo línea de transmisión como una red de dos puertos
Fuente: Elaboración propia

Las líneas de transmisión planas se componen de un dieléctrico con un material conductor plano en uno o ambos lados dando lugar a distintos tipos como:

- Línea stripline.
- Línea microstrip.
- Línea coplanar.
- Línea slotline.

Este tipo de tecnologías planas tiene como principales características el bajo costo, técnicas sencillas de fabricación y peso liviano.

1.2.1 Stripline.

La línea de transmisión stripline se compone por una cinta conductora central suspendida en un sustrato dieléctrico, y centrada entre dos planos de tierra [6]. En la figura 1.6 se presenta la geometría de la línea de transmisión stripline.

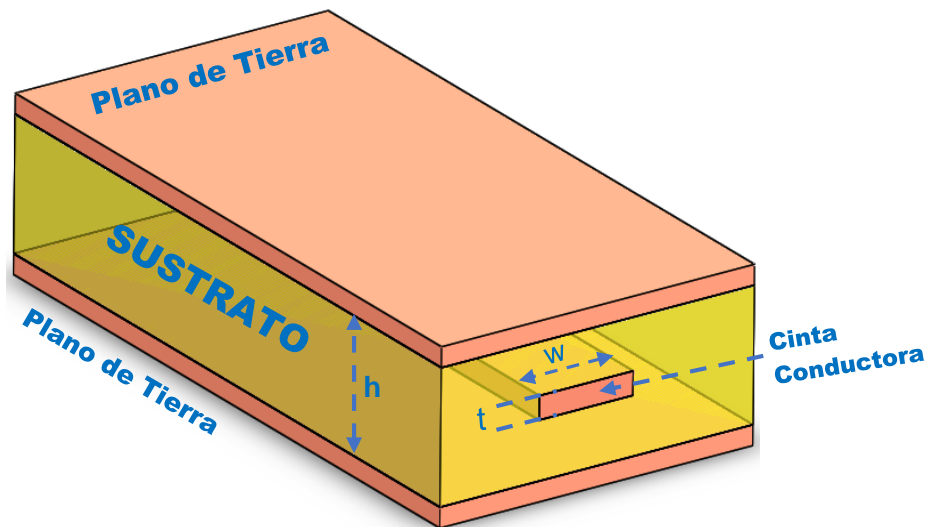


Figura 1.6 Geometría línea de transmisión stripline
Fuente: Elaboración propia, basado en [8]

Donde: w Ancho de la cinta conductora.

t Altura de la cinta conductora.

h Altura del sustrato dieléctrico.

Debido a que en su estructura el sustrato rodea completamente a la cinta conductora hace que las líneas de campo estén confinadas presentando un medio homogéneo que soporta un modo TEM, como se puede observar en la figura 1.7.

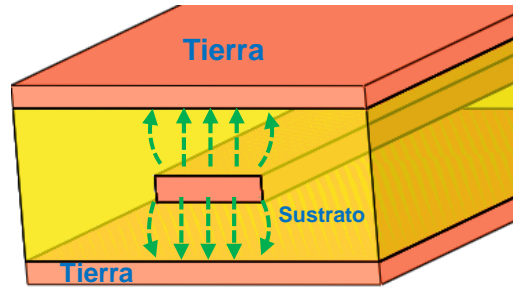


Figura 1.7 Distribución de líneas de campo en stripline
Fuente: Elaboración propia, basado en [9]

1.2.2 Microstrip.

La línea de transmisión microstrip o microcinta está compuesta por un plano conectado a tierra y una cinta conductora descubierta, separada por un sustrato dieléctrico [6]. En la figura 1.8 se presenta la geometría de una línea de microcinta.

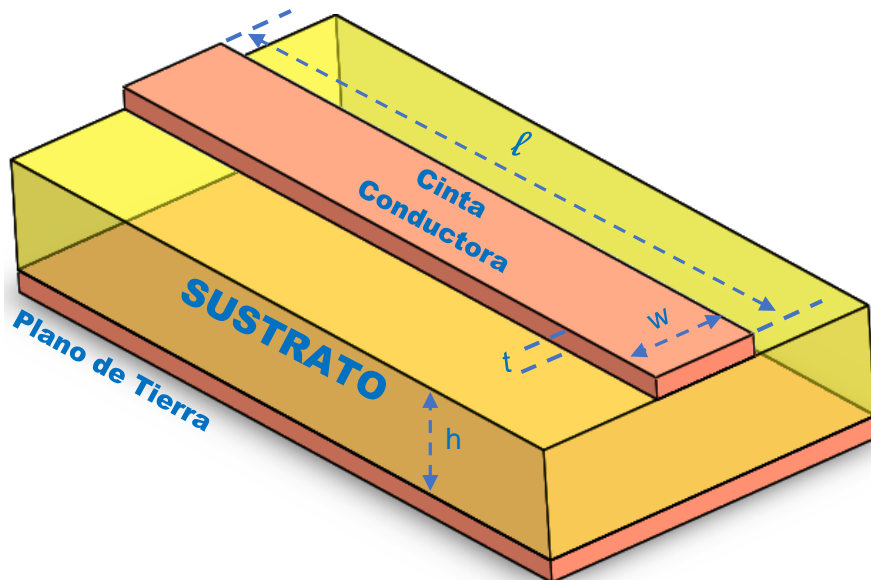


Figura 1.8 Geometría línea de transmisión microstrip o microcinta
Fuente: Elaboración propia, basado en [8]

- Donde: w Ancho de la cinta conductora.
 t Altura de la cinta conductora.
 l Largo de la cinta conductora.
 h Altura del sustrato dieléctrico.

Esta línea de transmisión posee una estructura abierta por lo que las líneas de campo no están confinadas completamente, presentando un medio no homogéneo que no soporta modos TEM, sino cuasi TEM [7], como se puede observar en la figura 1.9.

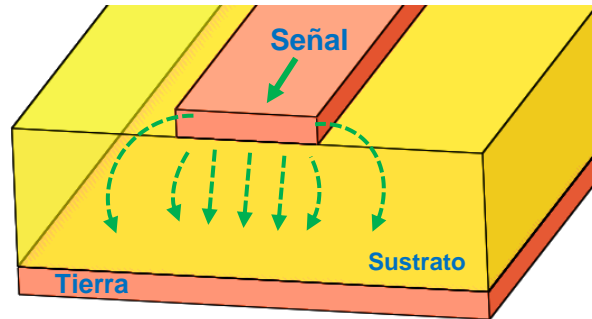


Figura 1.9 Distribución de líneas de campo en microstrip
Fuente: Elaboración propia, basado en [9]

1.2.3 Slotline o ranurada.

Este tipo de línea de transmisión está compuesta por dos cintas situadas sobre un sustrato, separadas a cierta distancia. En la figura 1.10 se presenta la geometría de una línea de transmisión coplanar.

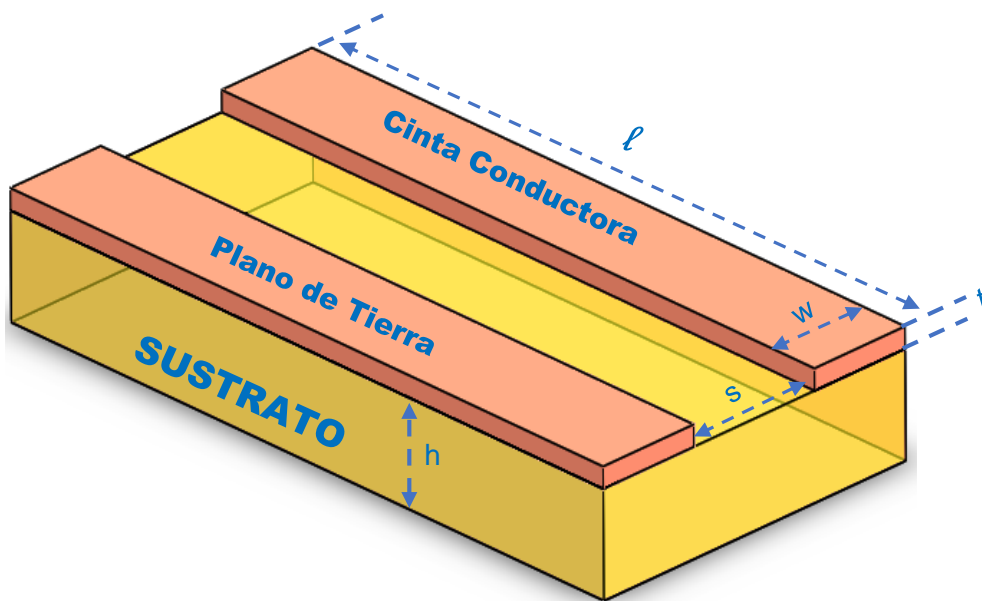


Figura 1.10 Geometría línea de transmisión slotline o ranurada
Fuente: Elaboración propia, basado en [8]

Donde: w Ancho de la cinta conductora.

t Altura de la cinta conductora.

l Largo de la cinta conductora.

h Altura del sustrato dieléctrico.

s Separación entre la cinta conductora y el plano de tierra.

Puesto que posee una estructura abierta en donde el plano de tierra es paralelo a la cinta conductora, se producen solo líneas de campo eléctrico, presentando un medio no homogéneo que soporta modos TE, como se puede observar en la figura 1.11.

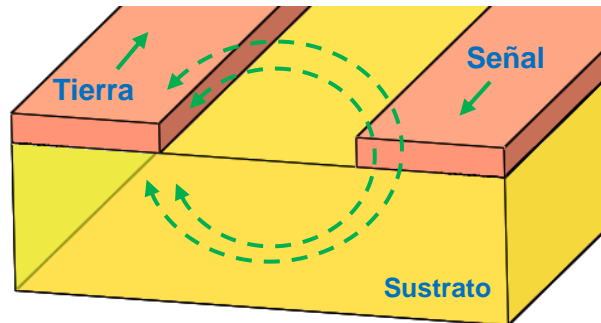


Figura 1.11 Distribución de líneas de campo en slotline
Fuente: Elaboración propia, basado en [9]

1.2.4 Línea coplanar.

Esta línea de transmisión está compuesta por tres cintas situadas sobre un sustrato o dieléctrico, en donde la cinta central es la cinta conductora que separa a la misma distancia otras dos cintas que son planos de tierra. En la figura 1.12 se presenta la geometría de una línea de transmisión coplanar.

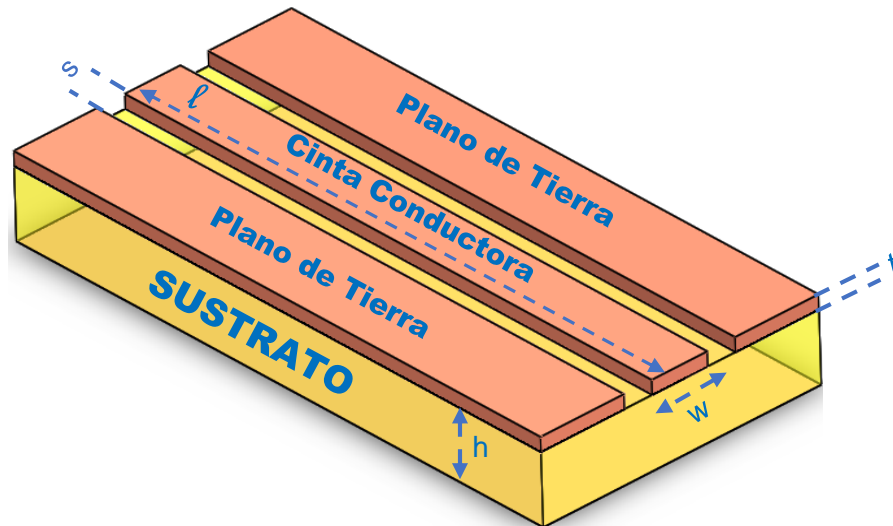


Figura 1.12 Geometría de una línea de transmisión coplanar
Fuente: Elaboración propia, basado en [8]

Donde: w Ancho de la cinta conductora.

t Altura de la cinta conductora.

l Largo de la cinta conductora.

h Altura del sustrato dieléctrico.

s Separación entre la cinta conductora y el plano de tierra.

Puesto que su estructura es abierta en donde la cinta conductora es paralela entre los planos de tierra, se produce líneas de campo eléctrico y magnético, presentando un medio no homogéneo que soporta modos TM y TE, como se puede observar en la figura 1.13.

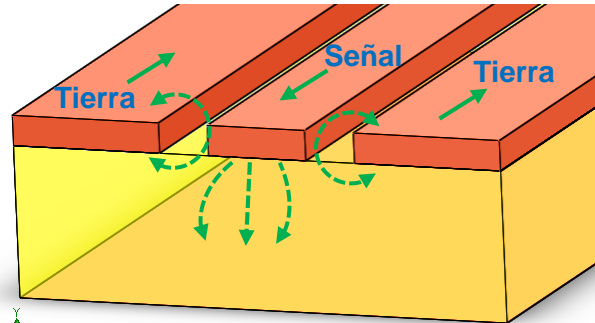


Figura 1.13 Distribución de líneas de campo en coplanar
Fuente: Elaboración propia, basado en [9]

1.2.5 Comparación de tecnologías planas.

Para realizar una comparativa entre las tecnologías planas se utiliza parámetros como factor de calidad Q, nivel de radiación, nivel de dispersión, rango de impedancias y la facilidad de montaje de componentes como conectores y resistencias, permitiendo de esta forma seleccionar un tipo de tecnología adecuada como se muestra en la tabla 1:1.

Tabla 1.1 Comparación de tecnologías planas

Tipo de tecnología	Factor Q	Nivel de radiación	Nivel de dispersión	Rango de impedancias (Ω)	Facilidad de montaje
Stripline	400	Baja	Ninguna	35 a 250	Difícil
	500	Baja	Ninguna	40 a 150	Difícil
Microstrip	250	Baja	Baja	20 a 120	Fácil
	100 a 150	Alta	Baja	20 a 120	Fácil
Slotline	100	Mediana	Alta	60 a 200	Dificultad media
Coplanar	150	Mediana	Baja	20 a 250	Dificultad media

Fuente: [10]

De la tabla 1.1 se puede destacar a la línea de transmisión de microcinta como una excelente alternativa, puesto que es de fácil implementación en comparación con las otras tecnologías, además es asequible en el mercado local y el costo en fabricación es bajo, lo que constituye a esta tecnología como la más adecuada para desarrollar el presente trabajo.

1.3 Elementos pasivos de microondas.

Los circuitos pasivos son aquellos que no necesitan una fuente de energía para su funcionamiento, es decir no tienen la capacidad de controlar la corriente en un circuito. Los elementos pasivos pueden ser de dos tipos como los de elementos concentrados (resistores, capacitores e inductores) llamados así debido a sus pequeñas dimensiones comparadas con la longitud de onda y los de elementos distribuidos cuyas dimensiones son comparables a la longitud de onda [11].

Algunas de las razones que motivan a usar frecuencias más elevadas son:

- Saturación del espectro: cada vez la demanda de servicios se incrementa por lo que se hace necesario buscar nuevas frecuencias para brindar más servicios.
- Anchos de banda elevados: Los nuevos servicios solicitan anchos de banda más elevados, que difícilmente se pueden conseguir a frecuencias de HF, VHF.
- Focalización de la energía: mejoran la resolución angular de las antenas haciéndolas más pequeñas, necesarias para comunicaciones punto a punto.

Sin embargo, el incremento de la frecuencia en un circuito hace que se manifiesten efectos tales como:

- Efecto de propagación: no es válida la teoría de circuitos.
- Efectos de radiación: los cambios de trayectoria de una línea de transmisión en ángulos rectos provocan radiaciones parásitas.
- Efectos parásitos: los componentes no se pueden considerar ideales.
- Efecto pelicular: la corriente circula solo por la superficie de los conductores incrementando su resistividad, lo cual provoca que se tengan pérdidas de inserción y reflexión.

A menudo los circuitos de microondas se clasifican según el número de puertos o accesos que poseen. A continuación se presenta una breve descripción de algunos elementos pasivos en tecnología microstrip:

- Filtros: dispositivo de 2 puertos que presenta un comportamiento selectivo en frecuencia de tal forma que permite el paso de la señal a unas frecuencias y lo impide en otras. En la figura 1.14a se muestra un filtro pasa banda.

- Divisores de potencia: dispositivo de 3 o más puertos el cual permite repartir la potencia de la señal incidente por una de las puertas entre las otras dos siguiendo una determinada proporción. En la figura 1.14b se muestra un divisor de potencia Wilkinson de 3dB.
- Acopladores direccionales: dispositivo de 4 puertos que permite obtener permanentemente una muestra de la señal de entrada y rechaza la potencia que pueda venir del puerto de salida debido a sus reflexiones. Algunos tipos son acoplador en cuadratura o branch-line, acoplador en anillo o rat-race, acoplador de lang entre otros. En la figura 1.14c se presenta un acoplador híbrido 90° de 3dB.

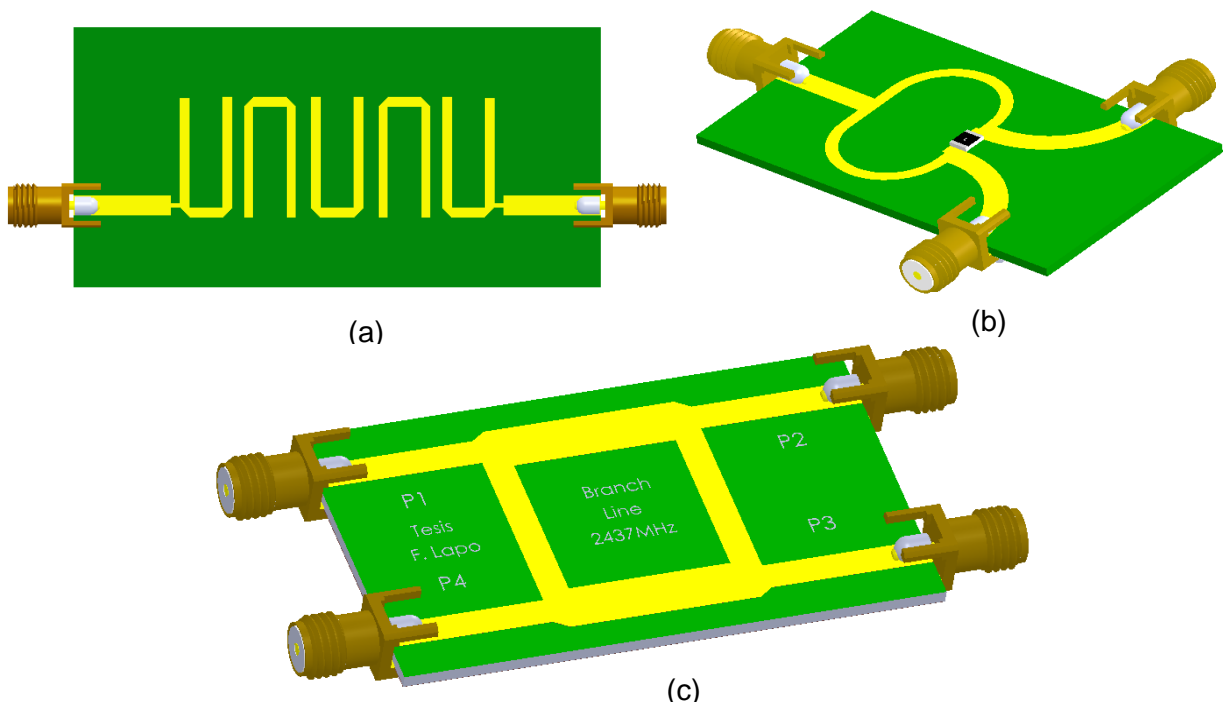


Figura 1.14 Elementos pasivos: (a) Filtro Hairpin; (b) Divisor de potencia Wilkinson; (c) Acoplador híbrido 90°
Fuente: Elaboración propia

1.4 Consideraciones para el diseño elementos pasivos en microcintas.

Una vez seleccionado el tipo de tecnología adecuada, lo siguiente consiste en realizar el cálculo de parámetros físicos largo y ancho de la línea de transmisión plana, lo cual se conoce como síntesis.

Para realizar la síntesis existen ecuaciones matemáticas, pero también hay software que facilita este proceso, cuyos parámetros de entrada son la impedancia característica Z_0 , la permitividad relativa ϵ_r , y la tangente de pérdidas del medio dieléctrico [11].

1.4.1 Síntesis mediante expresiones.

El método analítico emplea ecuaciones que se describen en [12], donde las dimensiones están en función de parámetros específicos, como se muestra en la figura 1.15.



Figura 1.15 Proceso de síntesis
Fuente: Elaboración propia

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{Para } \frac{w}{h} < 2 \\ 2 \left[\frac{B - 1 - \ln(2B - 1)}{\pi} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right] & \text{Para } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (1.1)$$

$$l = \frac{\theta}{\sqrt{\epsilon_e} k_0}$$

Donde: $A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}}$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c}$$

w Ancho de la microcinta.

h Altura de la microcinta.

ϵ_e Constante dieléctrica efectiva.

ϵ_r Constante dieléctrica relativa.

f Frecuencia.

Z_0 Impedancia característica.

l Longitud de la microcinta.

θ Longitud eléctrica.

k_0 Número de onda.

c Velocidad de la luz.

1.4.2 Síntesis por software.

Las herramientas de software más conocidas y adoptadas por la comunidad científica para simulación electromagnética son ADS Agilent, Genesys, Microwave Office, Ansys Electromagnetics y CST [13], de las cuales se ha optado utilizar AWR Microwave Office, ADS Agilent y CST por disponibilidad. AWR Microwave Office y ADS Agilent permiten realizar simulación electromagnética mediante método de los momentos y CST a través del método de diferencias finitas. En la figura 1.16 y 1.17 se muestran la interfaz gráfica de las herramientas de síntesis AWR Microwave Office y ADS Agilent.

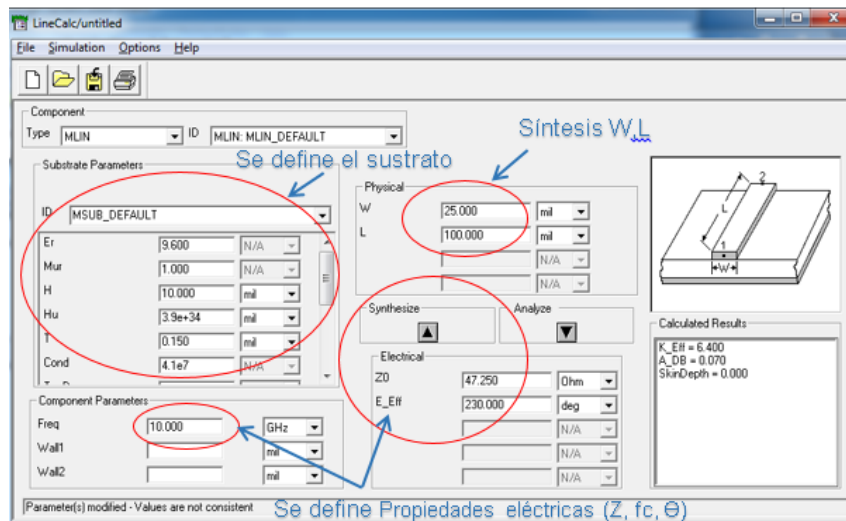


Figura 1.16 LineCalc de ADS
Fuente: Elaboración propia, basado en interfaz gráfica ADS

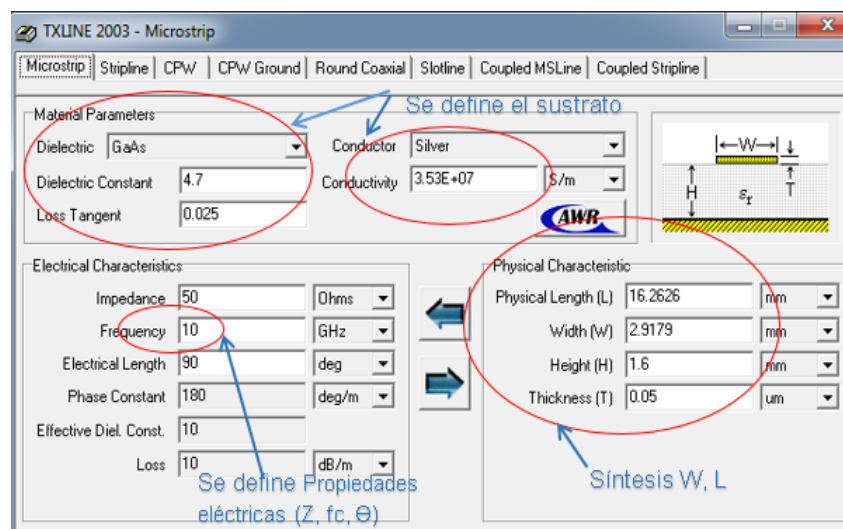


Figura 1.17 TXLine AWR
Fuente: Elaboración propia, basado en interfaz gráfica AWR

CAPÍTULO 2
2. DISEÑO DE ELEMENTOS PASIVOS DE MICROONDAS

2.1 Introducción.

Las bandas ISM (Industrial Scientific Medical) son bandas de radiofrecuencia reservadas internacionalmente para uso no comercial en áreas de trabajo industrial, científica y médica. Estas bandas pueden utilizarse sin necesidad de licencia siempre que se respeten determinados límites de potencia. Hay tres bandas ISM regulados por la comisión federal de comunicaciones FCC [14]:

- Banda de 900MHz - Se define en la gama de frecuencias 902-928 MHz con un ancho de 26MHz y la frecuencia central en 915MHz.
- Banda de 2.4GHz - La banda se encuentra en el rango de 2.4 a 2.5 GHz En esta banda opera Wi-fi la cual ocupa las frecuencias de 2.412 a 2.462 GHz con un ancho de banda de 50MHz cuya frecuencia central es 2.437GHz.
- Banda de 5.8 GHz - Se define en la gama de frecuencias 5.725-5.875 GHz con un ancho de banda de 150MHz y la frecuencia central en 5.8GHz.

2.2 Descripción general de diseño simulación e implementación.

El diseño se inicia con las especificaciones del dispositivo, luego se emplea ecuaciones de diseño y se procede a sintetizar. Posteriormente se realiza la simulación en ADS o AWR comprobando que se cumplan los requerimientos, y de no cumplir se procede a optimizar.

Con el diseño optimizado se procede a simular en CST incluyendo conectores y soldaduras para obtener una aproximación más real del dispositivo.

Luego se diseña el PCB del prototipo a través de la herramienta Altium Designer para su respectiva fabricación, y por último se procede a su caracterización a través el VNA. En la figura 2.1 se muestra el diagrama de flujo a llevar en el presente TFT.

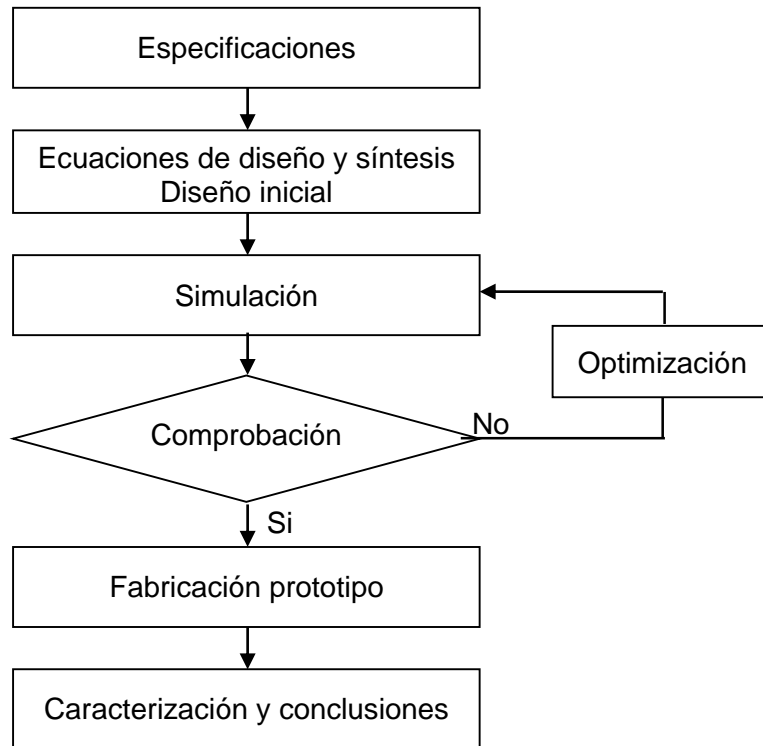


Figura 2.1 Metodología - diagrama de flujo diseño, simulación e implementación de elementos de microondas
Fuente: Elaboración propia

2.3 Sustrato.

El sustrato es un factor importante para diseñar una red de microondas, por ello existen sustratos con características idóneas para trabajar en alta frecuencia como los sustratos cerámicos o de teflón, que ofrecen una constante dieléctrica alta, y bajas pérdidas [15], permitiendo obtener circuitos con tamaños reducido y un excelente desempeño [16], sin embargo el costo de estos es alto, con lo que se ha convenido trabajar en sustratos asequibles como la fibra de vidrio.

Los sustratos en fibra de vidrio ofrecen buena resistencia mecánica y aislamiento [15]. Sin embargo, no son adecuados para alta frecuencia [17], y se anticipa que en los resultados de los prototipos no se conseguirá exactamente la frecuencia de operación, y además se obtendrán pérdidas de inserción en la banda de paso relativamente altas. Las especificaciones del sustrato de fibra de vidrio se encuentran en el anexo A y en la tabla 2.1 se resumen los parámetros más importantes.

Tabla 2.1 Especificaciones del sustrato FR-4

Parámetro	Valor
Permitividad relativa a 1MHz	3.3-4.6
Tangente de pérdidas a 500MHz	0.016
Altura del sustrato	1.5mm
Espesor del cobre	1onza/35um

Fuente: Elaboración propia, basado en anexo A

2.4 Diseño de elementos de 2 puertos: Filtros de microondas.

Los filtros se definen como dispositivos que presentan un comportamiento selectivo en frecuencia de tal forma que permiten el paso de la señal en un rango de frecuencias llamada banda de paso, y lo impiden en otra llamada banda de rechazo [18].

2.4.1 Proceso de diseño de filtros.

El procedimiento de diseño de filtros se presenta en la figura 2.2.

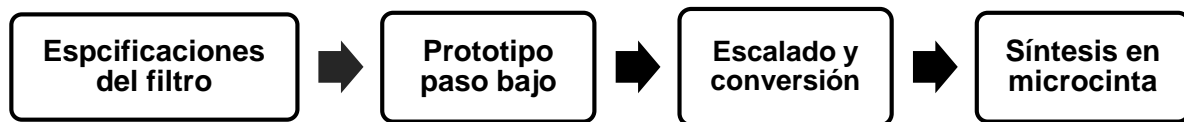


Figura 2.2 Proceso de diseño de filtros

Fuente: [12]

En donde se detalla:

- Especificaciones.
 - Tipo de filtro (paso bajo, paso alto, paso banda, banda eliminada).
 - Tipo de respuesta: Butterworth o Chebyshev.
 - Frecuencia de operación (frecuencia de corte, frecuencias límites, frecuencia central, ancho de banda relativo).
 - Atenuación (atenuación máxima en la banda de paso, atenuación mínima fuera de la banda de paso).

➤ Prototipo paso bajo [19].

- Se normaliza la frecuencia:

- Paso bajo.

$$\frac{w_s}{w_c} \leftarrow w_n \quad (2.1)$$

- Paso alto.

$$\frac{w_c}{w_s} \leftarrow w_n \quad (2.2)$$

- Paso banda.

$$\frac{1}{bw} \left(\frac{w_s}{w_0} - \frac{w_0}{w_s} \right) \leftarrow w_n \quad (2.3)$$

- Paso banda.

$$\frac{1}{bw} \left(\frac{w_s}{w_0} - \frac{w_0}{w_s} \right) \leftarrow w_n \quad (2.4)$$

Donde: w_n Frecuencia normalizada.

w_s Frecuencia en donde empieza la banda de rechazo

w_c Frecuencia de corte.

w_0 Frecuencia central.

bw Ancho de banda relativo.

- Se determina el orden del filtro

- Butterworth

$$N \geq \frac{\log \left(\frac{10^{A_{min}/10} - 1}{10^{A_{max}/10} - 1} \right)}{2 \log \left(\frac{w_s}{w_c} \right)} \quad (2.5)$$

Donde: N Orden del filtro.

A_{max} Atenuación máxima en la banda de paso o rizado en dB.

A_{min} Atenuación mínima en la banda de rechazo en dB.

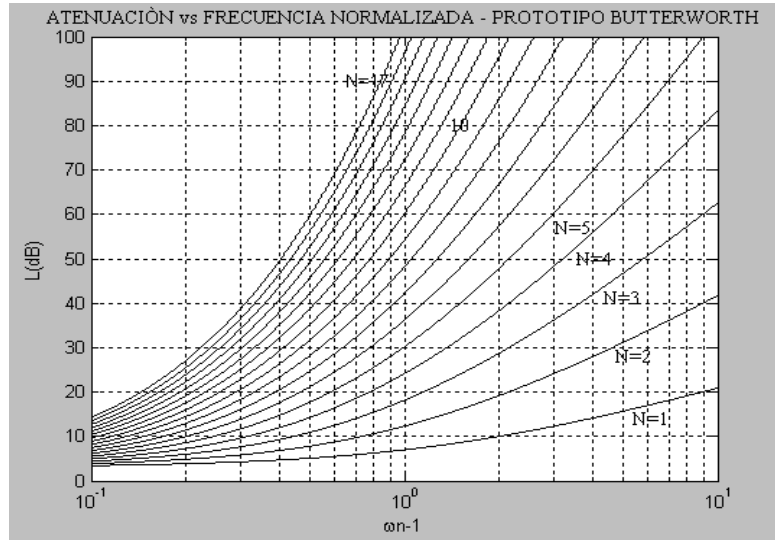


Figura 2.3 Gráfica de la ecuación 2.5 – obtención del orden respuesta Butterworth

Fuente: Elaboración propia

- Chebyshev

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\left(\frac{10^{A_{min}/10} - 1}{10^{A_{max}/10} - 1} \right)}}{\cosh^{-1} \left(\frac{W_s}{W_c} \right)} \quad (2.6)$$

Donde: N Orden del filtro.

A_{max} Atenuación máxima en la banda de paso o rizado en dB.

A_{min} Atenuación mínima en la banda de rechazo en dB.

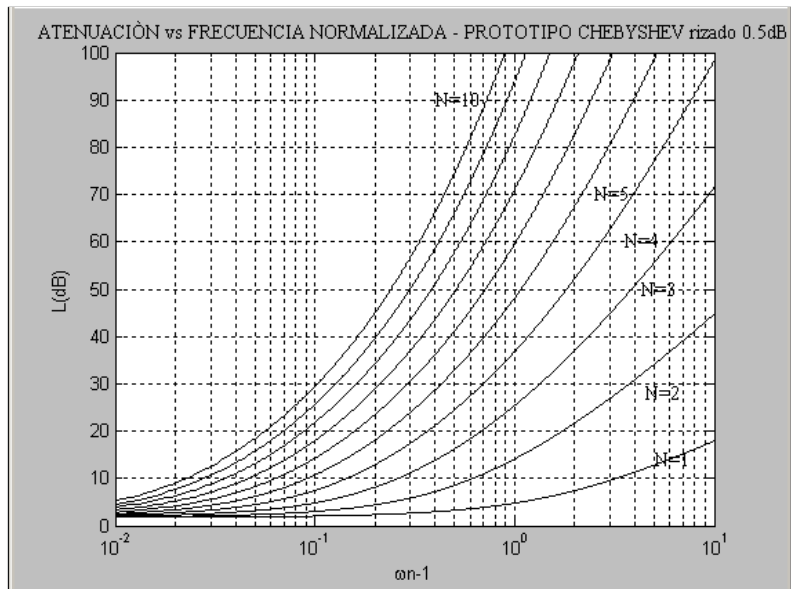


Figura 2.4 Gráfica de la ecuación 2.6 - obtención del orden respuesta Chebyshev rizado 0.5dB

Fuente: Elaboración propia

- Se obtiene los coeficientes del prototipo paso bajo según el tipo de respuesta mediante tablas o a través de ecuaciones aproximadas:
 - Respuesta Butterworth: Fórmula de Bennet [19].

$$\begin{aligned}
 g_0 &= g_{N+1} = 1 \\
 g_i &= 2 \operatorname{sen} \left(\frac{2i-1}{2N} \pi \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

Donde: $i = 1, 2, 3 \dots, N$

g Coeficientes del prototipo paso bajo.

- Respuesta Chebyshev: Fórmulas de aproximación [20].

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= \frac{2}{D} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{2N} \right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \operatorname{sen} \left[\frac{(2i-1)\pi}{2N} \right] \operatorname{sen} \left[\frac{(2i-3)\pi}{2N} \right]}{D^2 + \operatorname{sen}^2 \left[\frac{(i-1)\pi}{N} \right]} \\
 g_{i+1} &= \begin{cases} 1 & \text{para } N \text{ impar} \\ \operatorname{coth}^2 \left(\frac{E}{4} \right) & \text{para } N \text{ par} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

Donde: $i = 1, 2, 3 \dots, N$

$$D = \operatorname{senh} \left(\frac{E}{2N} \right)$$

$$E = \ln \left[\operatorname{coth} \left(\frac{A_{max}}{17.37} \right) \right]$$

g Coeficientes del prototipo paso bajo.

➤ Escalado y conversión.

Implica transformar los coeficientes del prototipo paso bajo en una estructura o topología compuesta líneas de transmisión obteniendo valores de impedancia y longitud eléctrica.

➤ Síntesis de microcinta

Se obtiene las dimensiones de largo y ancho a partir de la impedancia y longitud eléctrica.

Para el proceso de diseño de filtros se ha implementado scripts en Matlab.

2.4.2 Diseño filtro paso bajo con topología saltos de impedancia.

Conocido también como filtro escalado. Está compuesto por secciones de líneas de transmisión de altas y bajas impedancias alternadas como se muestra en la figura 2.5.

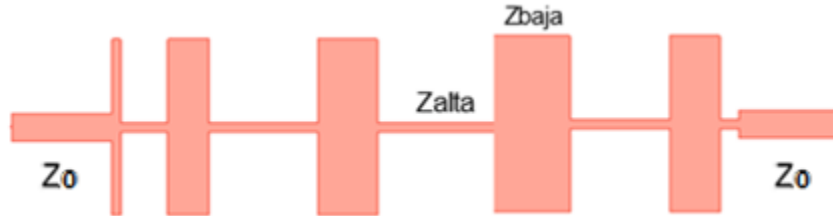


Figura 2.5 Topología filtro saltos de impedancias
Fuente: Elaboración propia

Para el diseño se debe considerar las impedancias altas y bajas realizables en microcinta, las cuales oscilan alrededor de 120Ω y 20Ω respectivamente [12]. Conocidas las impedancias a utilizar, solo resta determinar la longitud eléctrica de cada línea de transmisión mediante la ecuación 2.9.

$$\beta l = \frac{g_i Z_0}{Z_{alta}}, \quad \text{para inductor, } L = g_i, i = 2, 4, 6, \dots \quad (2.9)$$

$$\beta l = \frac{Z_{Baja}}{g_i Z_0}, \quad \text{para capacitor, } C = g_i, i = 1, 3, 5, \dots$$

Donde: Z_0 Impedancia característica (conector).

Z_{alto} Impedancia alta.

Z_{bajo} Impedancia baja.

L Capacitancia.

C Inductancia.

Filtro 1: Especificaciones:

Tabla 2.2 Especificaciones de diseño filtro 1

Frecuencia de corte	2.437GHz
Tipo de respuesta	Máximamente plana
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-1dB
Atenuación a 4GHz	>60dB
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Saltos de impedancia

Fuente: Elaboración propia

Implementando las ecuaciones 2.1, 2.5, 2.7 y 2.9 en Matlab, se obtienen el orden, coeficientes del prototipo paso bajo, impedancia y longitud eléctrica como se ilustra en la figura 2.6.

```
Tipo de respuesta Butterworth
Frecuencia de corte: 2.4370GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 60dB a 4GHz
Frecuencia normalizada: 0.64
El orden mínimo del filtro es: 14.00
'No ' 'Z(ohm)' ' gi ' ' B1(°) '
'C1' [ 20] [ 0.2239] [ 5.1321]
'L2' [ 120] [ 0.6606] [ 15.7697]
'C3' [ 20] [ 1.0641] [ 24.3866]
'L4' [ 120] [ 1.4142] [ 33.7619]
'C5' [ 20] [ 1.6934] [ 38.8110]
'L6' [ 120] [ 1.8878] [ 45.0671]
'C7' [ 20] [ 1.9874] [ 45.5484]
'L8' [ 120] [ 1.9874] [ 47.4463]
'C9' [ 20] [ 1.8878] [ 43.2644]
'L10' [ 120] [ 1.6934] [ 40.4281]
'C11' [ 20] [ 1.4142] [ 32.4114]
'L12' [ 120] [ 1.0641] [ 25.4027]
'C13' [ 20] [ 0.6606] [ 15.1389]
'L14' [ 120] [ 0.2239] [ 5.3459]
```

Figura 2.6 Resultado script en Matlab – filtro 1 paso bajo topología saltos de impedancia

Fuente: Elaboración propia

Finalmente, se procede a calcular las dimensiones físicas mediante las herramientas de síntesis cuyo resultado de simulación se presenta en el capítulo 3.

2.4.3 Diseño de filtro paso bajo con elementos sectoriales.

La topología de este tipo de filtros se compone de stubs en circuito abierto cuya geometría es un sector circular y de stubs simples de alta impedancia como se ilustra en la figura 2.7.



Figura 2.7 Topología filtro sectorial

Fuente: Elaboración propia

La ventaja de este filtro al utilizar stubs radiales respecto del stub simple es su mayor ancho de banda. La figura 2.8 muestra la topología de un stub radial doble o también llamado

butterfly con los parámetros de diseño, los mismos que se obtienen mediante las ecuaciones 2.10 detalladas en [21] [22] [23].

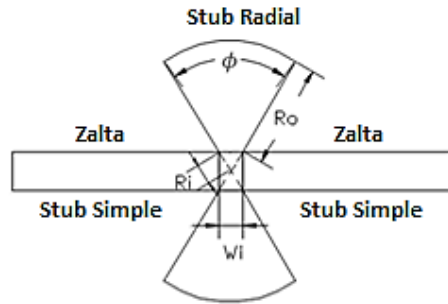


Figura 2.8 Modelo de un stub radial doble
Fuente: Elaboración Propia

$$C = \frac{g_{ci}}{2\pi f_c Z_0}$$

$$R_o = \sqrt{\frac{240\pi h c C}{\phi \epsilon_e}} \quad (2.10)$$

$$R_i \approx \frac{R_o}{10}$$

$$w_i = 2R_i \text{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right)$$

$$9^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$$

Donde: $i = 1, 2, 3 \dots, N$

$$Z_i(R_i) \approx \frac{120\pi h c}{R_i \phi \sqrt{\epsilon_r}}$$

R_i Radio interior del stub radial.

R_o Radio exterior del stub radial

w_i Separación del stub.

ϕ Ángulo del stub radial.

f_c Frecuencia de corte.

Filtro 2: Especificaciones

Tabla 2.3 Especificaciones de diseño filtro 2

Frecuencia de corte	915MHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.01dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-1dB
Atenuación a 1800MHz	>60dB
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Elementos sectoriales

Fuente: Elaboración propia

Estableciendo un ángulo de apertura de 90° para el stub radial y una impedancia de 100Ω para el stub simple de alta impedancia se procede a implementar en Matlab las ecuaciones 1.1, 2.1, 2.6, 2.8, 2.9 y 2.10 obteniendo el orden, coeficientes del prototipo paso bajo, longitud eléctrica, radio interior y exterior como se ilustra en la figura 2.9.

```
Tipo de respuesta Chebyshev rizado: 0.01dB
Frecuencia de corte: 0.9150GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 60 dB a 1.8GHz
Frecuencia normalizada: 0.97
Ángulo de apertura del stub: 90.00°
El orden mínimo del filtro es: 9.00
'No '      'Z (ohm)'      ' gi '      ' B1(°)'      'Ro (mm)'      ' Ri (mm)'      ' wi (mm)'
'Stub Radial - C1' [38.7307] [ 0.8145] '-' [43.7198] [ 4.3720] [ 0.0062]
'Stub Simple - L2' [ 100] [ 1.4271] [40.8823] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C3' [26.0214] [ 1.8044] '-' [65.0733] [ 6.5073] [ 0.0092]
'Stub Simple - L4' [ 100] [ 1.7125] [49.0607] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C5' [25.3195] [ 1.9058] '-' [66.8773] [ 6.6877] [ 0.0095]
'Stub Simple - L6' [ 100] [ 1.7125] [49.0607] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C7' [26.0214] [ 1.8044] '-' [65.0733] [ 6.5073] [ 0.0092]
'Stub Simple - L8' [ 100] [ 1.4271] [40.8823] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C9' [38.7307] [ 0.8145] '-' [43.7198] [ 4.3720] [ 0.0062]
```

Figura 2.9 Resultado script en Matlab – filtro 2 paso bajo topología elementos sectoriales
Fuente: Elaboración propia

Finalmente, se procede a calcular las dimensiones físicas del stub simple mediante las herramientas de síntesis, cuyo resultado de simulación se presenta en el capítulo 3.

Filtro 3 Especificaciones:

Tabla 2.4 Especificaciones de diseño filtro 3

Frecuencia de corte	2.437GHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.01dB
Orden	Noveno
Pérdidas de inserción	>-1dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Atenuación a 4.4GHz	>60dB
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Elementos sectoriales

Fuente: Elaboración propia

Esta vez se propone a diseñar un filtro para la banda de 2.437GHz, pero estableciendo el orden del filtro. Implementando en Matlab las ecuaciones 1.1, 2.1, 2.6, 2.8, 2.9 y 2.10 y estableciendo un ángulo de apertura de 90° para el stub radial y una impedancia de 100Ω para el stub simple, se obtiene los coeficientes del prototipo paso bajo, impedancia, longitud eléctrica, radio interior y exterior como se ilustra en la figura 2.10.

```

Tipo de respuesta Chebyshev rizado: 0.01dB
Frecuencia de corte: 2.4370GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 60 dB a 4.4GHz
Frecuencia normalizada: 0.81
Ángulo de apertura del stub: 90.00°
El orden mínimo del filtro es: 9.00
'No '      'Z (ohm) '      ' gi '      ' B1 (°) '      'Ro (mm) '      ' Ri (mm) '      ' wi (mm) '
'Stub Radial - C1' [63.2080] [ 0.8145] '-' [26.7893] [ 2.6789] [ 0.0038]
'Stub Simple - L2' [ 100] [ 1.4271] [40.8823] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C3' [42.4666] [ 1.8044] '-' [39.8736] [ 3.9874] [ 0.0056]
'Stub Simple - L4' [ 100] [ 1.7125] [49.0607] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C5' [41.3211] [ 1.9058] '-' [40.9790] [ 4.0979] [ 0.0058]
'Stub Simple - L6' [ 100] [ 1.7125] [49.0607] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C7' [42.4666] [ 1.8044] '-' [39.8736] [ 3.9874] [ 0.0056]
'Stub Simple - L8' [ 100] [ 1.4271] [40.8823] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C9' [63.2080] [ 0.8145] '-' [26.7893] [ 2.6789] [ 0.0038]

```

Figura 2.10 Resultado script en Matlab – filtro 3 paso bajo topología elementos sectoriales
Fuente: Elaboración propia

Finalmente, se procede a calcular las dimensiones físicas del stub simple mediante las herramientas de síntesis, cuyo resultado de simulación se presenta en el capítulo 3.

2.4.4 Diseño filtro paso banda topología líneas acopladas.

Este tipo de filtro se basa en la utilización de líneas de transmisión suficientemente cercanas llamadas líneas acopladas, las cuales al estar muy cerca se produce un acople electromagnético. La topología física de este filtro se muestra en la figura 2.11.

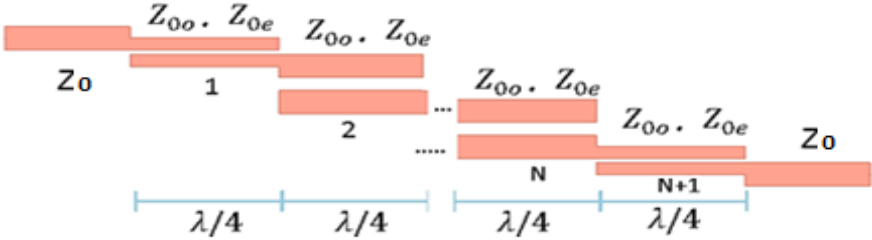


Figura 2.11 Topología filtro líneas acopladas
Fuente: Elaboración propia

Como se observa en la figura 2.11 para el diseño se necesita determinar las impedancias par e impar de cada línea acoplada así como la constante de inversión de admitancia, las mismas que se obtienen mediante las ecuaciones 2.11 las cuales se detallan y describen en [12].

$$\begin{aligned}
 J_1 Z_0 &= \sqrt{\frac{\pi b w}{2 g_1}} \\
 J_i Z_0 &= \frac{\pi b w}{2 \sqrt{g_{i-1} g_i}} \\
 J_{N+1} Z_0 &= \sqrt{\frac{\pi b w}{2 g_N g_{N+1}}} \\
 Z_{0e} &= Z_0 [1 + J Z_0 + (J Z_0)^2] \\
 Z_{0o} &= Z_0 [1 - J Z_0 + (J Z_0)^2]
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

Donde: $i = 2, 3, 4, \dots, N$

J Constante de inversión de admitancia.

Z_{0e} Impedancia característica modo par.

Z_{0o} Impedancia característica modo impar.

Filtro 4: Especificaciones:

Tabla 2.5 Especificaciones de diseño filtro 4

Frecuencia de central	2.437GHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 1dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-3dB
Atenuación a 4GHz	>50dB
Ancho de banda relativo	15%
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Líneas acopladas

Fuente: Elaboración propia

```

Tipo de respuesta Chebyshev rizado: 1.00dB
Frecuencia central: 2.4370GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 50dB a 4.0GHz
Ancho de banda relativo: 15%
El orden mínimo del filtro es: 3.00
   'n'   'gi'   'Z0Jn'   'Z0e(ohm)'   'Z0o(ohm)'
[ 0]   '1'   '  -- '   '  -- '   '  -- '
[ 1]   '2.0237'   '0.34122'   '72.8826'   '38.7605'
[ 2]   '0.99408'   '0.16612'   '59.686'   '43.0737'
[ 3]   '2.0237'   '0.16563'   '59.6532'   '43.0901'
[ 4]   '1'   '0.34122'   '72.8826'   '38.7605'

```

Figura 2.12 Resultado script en Matlab – filtro 4 paso banda topología líneas acopladas

Fuente: Elaboración propia

Implementando en Matlab las ecuaciones 2.3, 2.6, 2.8 y 2.11 se obtienen el orden, coeficientes del prototipo paso bajo, impedancia y longitud eléctrica como se ilustra en la

figura 2.12. Finalmente, se sintetizan las impedancias par e impar para obtener las dimensiones físicas, cuyo resultado de simulación se presenta en el capítulo 3.

2.4.5 Diseño filtro paso banda topología Hairpin.

Los filtros Hairpin son estructuras que conceptualmente se derivan de los filtros de líneas acopladas disponiendo en forma paralela y separando alternativamente las líneas acopladas como se muestra en la figura 2.13 [20].



Figura 2.13 Topología filtro Hairpin
Fuente: Elaboración propia

Como se observa en la figura 2.13 para el diseño se necesita determinar la longitud del tap t , la longitud de las líneas Hairpin L , y la separación s , las cuales se obtienen mediante las ecuaciones 2.12 y 2.13 detalladas en [20] [24] [25].

$$\begin{aligned}
 Q_{e1} &= \frac{g_0 g_1}{bw} \\
 Q_{eN} &= \frac{g_i g_{i+1}}{bw} \\
 M_{j,j+1} &= \frac{bw}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \\
 L &= \frac{\lambda_g}{4} \\
 t &= \frac{2L}{\pi} \operatorname{sen}^{-1} \sqrt{\frac{Z_0}{2} \frac{Z_r}{Q_{e1}}} \\
 s_1 &= 1 - \frac{2[Z]_{11}^{-1}}{Q_{e1}} \\
 s_2 &= 2 \frac{[Z]_{1N}^{-1}}{\sqrt{Q_{e1} Q_{eN}}}
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Donde: $i = 1, 3, 4, \dots, N$

$$j = 1, 3, 4, \dots, N - 1$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_c}$$

$$Z_r = \frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) & \text{Para } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right) \right)} & \text{Para } \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases}$$

L Longitud de línea Hairpin.

s Separación entre líneas Hairpin adyacentes.

L Longitud de línea Hairpin.

Q_{e1} Factor de calidad externo de entrada.

Q_{eN} Factor de calidad externo de salida.

$M_{j,j+1}$ Coeficientes de acoplamiento de líneas Hairpin adyacentes.

t Longitud del tap.

Z_r Impedancia característica de la línea Hairpin.

$[Z]$ Matriz de impedancia.

λ_g Longitud de onda en la microcinta.

λ_0 Longitud de onda en el vacío.

Las ecuaciones 2.12 se consideran empíricas, sin embargo son prácticas para obtener un diseño inicial. De no obtener los resultados esperados, se puede recurrir a la simulación electromagnética.

Filtro 5: Especificaciones

Tabla 2.6 Especificaciones de diseño filtro 5

Frecuencia de central	915MHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.01dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-3dB
Atenuación a 1.5GHz	>55dB
Ancho de banda relativo	15%
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Hairpin

Fuente: Elaboración propia

Implementando en Matlab las ecuaciones 2.1, 2.5, 2.7, 2.11, 2.12 se obtienen el orden, coeficientes del prototipo paso bajo, impedancia y longitud eléctrica de cada elemento del filtro como se ilustra en la 2.14.

```

Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 55dB a 1.5GHz
Ancho de banda relativo: 15%
El orden mínimo del filtro es: 5.00
Factor de calidad Qe1: 3.62
Factor de calidad Qn: 3.62
Factor de acoplamiento M1.00,2.00=0.19
Factor de acoplamiento M2.00,3.00=0.12
Factor de acoplamiento M3.00,4.00=0.12
Factor de acoplamiento M4.00,5.00=0.19
Factor de acoplamiento M5.00,6.00=0.20
L90°: 38.55 mm
t: 8.97 mm
' n '      ' gj '      ' Z0j '      ' Z0e(ohm) '      ' Z0o(ohm) '
[ 0]      ' 1 '      ' -- '      ' -- '      ' -- '
[ 1]      ' 0.54267 '      ' 0.65893 '      ' 104.6558 '      ' 38.7629 '
[ 2]      ' 1.1219 '      ' 0.19434 '      ' 61.6056 '      ' 42.1713 '
[ 3]      ' 1.3102 '      ' 0.19434 '      ' 61.6056 '      ' 42.1713 '
[ 4]      ' 1.1219 '      ' 0.30197 '      ' 69.6581 '      ' 39.4607 '
[ 5]      ' 0.54267 '      ' 0.31985 '      ' 71.1076 '      ' 39.1227 '
[ 6]      ' 1 '      ' 0.65893 '      ' 104.6558 '      ' 38.7629 '

```

Figura 2.14 Resultado script en Matlab – filtro 5 paso banda topología Hairpin
Fuente: Elaboración propia

Sintetizando las impedancias se obtienen las dimensiones físicas del filtro, cuyo resultado de simulación se presenta en el capítulo 3.

Filtro 6: Especificaciones

Tabla 2.7 Especificaciones de diseño filtro 6

Frecuencia de central	2.437GHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.01dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-3dB
Atenuación a 4GHz	>50dB
Ancho de banda relativo	20%
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Hairpin

Fuente: Elaboración propia

Implementando en Matlab las ecuaciones 2.1, 2.5, 2.7, 2.11, 2.12 se obtienen el orden, coeficientes del prototipo paso bajo, impedancia y longitud eléctrica de cada elemento del filtro como se ilustra en la 2.15.

```

Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 50dB a 4GHz
Ancho de banda relativo: 20%
El orden mínimo del filtro es: 5.00
Factor de calidad Qe1: 3.78
Factor de calidad Qn: 3.78
Factor de acoplamiento M1.00,2.00=0.20
Factor de acoplamiento M2.00,3.00=0.14
Factor de acoplamiento M3.00,4.00=0.14
Factor de acoplamiento M4.00,5.00=0.20
Factor de acoplamiento M5.00,6.00=0.23
L90°: 14.48 mm
t: 3.31 mm

```

'n'	'g _j '	'Z _{0j} n'	'Z _{0e} (ohm)'	'Z _{0o} (ohm)'
[0]	'1'	'--'	'--'	'--'
[1]	'0.75634'	'0.64449'	'102.9927'	'38.5438'
[2]	'1.3049'	'0.21898'	'63.3463'	'41.4487'
[3]	'1.5773'	'0.21898'	'63.3463'	'41.4487'
[4]	'1.3049'	'0.31623'	'70.8112'	'39.1886'
[5]	'0.75634'	'0.36124'	'74.5863'	'38.4628'
[6]	'1'	'0.64449'	'102.9927'	'38.5438'

Figura 2.15 Resultado script en Matlab – filtro 6 paso banda topología Hairpin
Fuente: Elaboración propia

Sintetizando los parámetros de diseño se obtienen las dimensiones físicas, cuyo resultado de simulación se presenta en el capítulo 3.

2.4.6 Diseño filtro paso banda interdigital.

Un filtro interdigital es un conjunto de resonadores acoplados de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia de trabajo, situados entre planos de tierra paralelos como se ilustra en la figura 2.16. Los parámetros de diseño al igual que el filtro Hairpin son el coeficiente de acoplamiento factor de calidad externa, la longitud del tap y la separación entre líneas acopladas. Las ecuaciones para determinar dichos parámetros se analizan y detallan en [26].

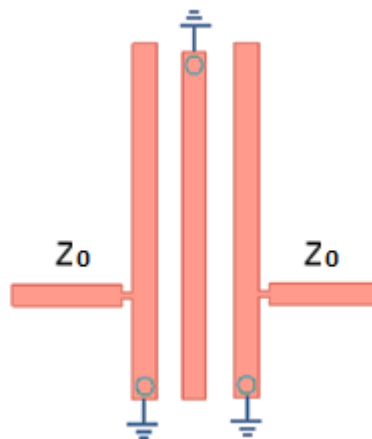


Figura 2.16 Filtro interdigital
Fuente: Elaboración propia

Filtro 7: Especificaciones

Tabla 2.8 Especificaciones de diseño filtro 7

Frecuencia de central	915MHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.5dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-3dB
Ancho de banda relativo	16.4% o 150MHz
Atenuación a 1.5GHz	>55dB
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Interdigital

Fuente: Elaboración propia

El uso de CADs para el diseño electrónico en alta frecuencia ha evolucionado, es así que existe en el mercado gran cantidad de herramientas que incluyen plantillas para síntesis de filtros.

Con el propósito de demostrar la facilidad de diseño se utiliza el complemento de iFilter de AWR. En la figura 2.17 se ilustra la interfaz gráfica, donde se observa que se ha ingresado las especificaciones del filtro requerido, y el resultado muestra las impedancias y la respuesta en frecuencia del filtro ideal. Las dimensiones físicas se obtienen en la sección layout cuyo resultado de simulación se presenta en el siguiente capítulo.

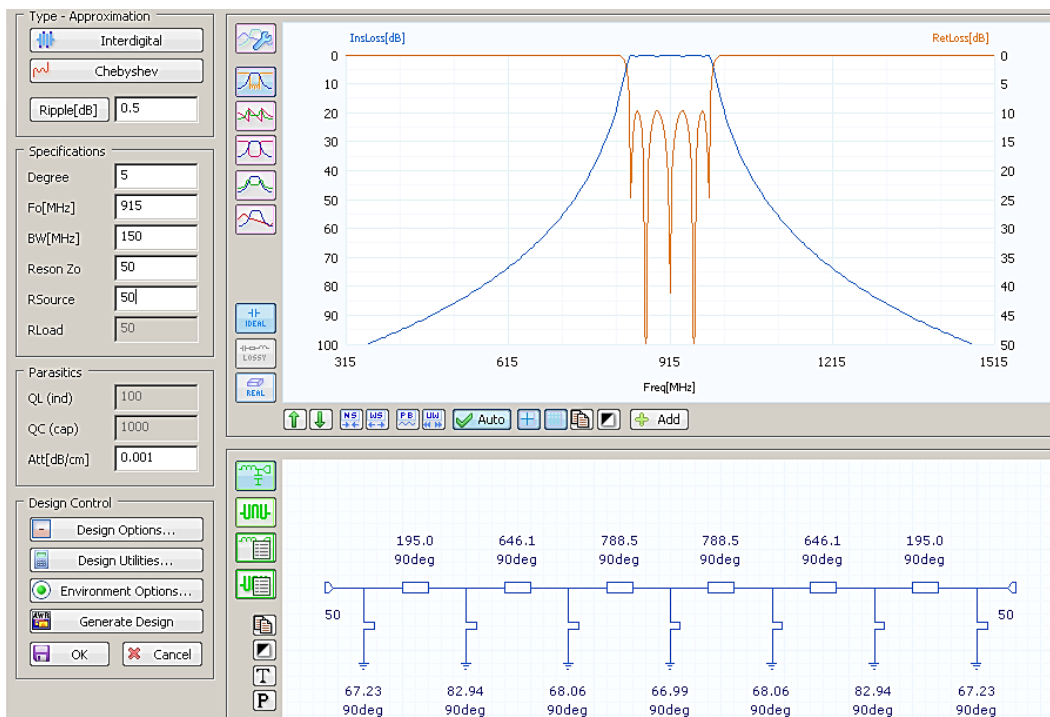


Figura 2.17 Interfaz gráfica sintetizador ifilter-AWR

Fuente: Elaboración propia

2.4.7 Diseño filtros combinados.

Con el propósito de mejorar la selectividad en frecuencia de un filtro, se puede asociar dos o más topologías, por ejemplo Hairpin y saltos de impedancia o cualquier otra tratada previamente. Esto implica extender el tamaño físico, lo cual incrementa las pérdidas de inserción. Por ello se van a diseñar dos filtros cuyo compromiso será combinar dos topologías con el menor tamaño posible, ofreciendo una mejor selectividad en frecuencia.

Filtro 8: Especificaciones

Tabla 2.9 Especificaciones de diseño filtro 8

Frecuencia de central	915MHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.05dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-5dB
Ancho de banda relativo	3.3% o 30MHz
Atenuación a 1.8GHz	>50dB
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Hairpin-sectorial

Fuente: Elaboración propia

Se ha propuesto realizar esta combinación Hairpin-sectorial por ser las topologías que menos espacio ocupan en la banda de 900MHz. La sección Hairpin pretende operar en 915MHz y obtener 50dB de atenuación a 1.8GHz. En la figura 2.18 se ilustra el resultado del script como el orden, coeficientes e impedancias par e impar para la sección Hairpin.

```
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 50dB a 1.8GHz
Ancho de banda relativo: 3.3%
El orden mínimo del filtro es: 3.00
Factor de calidad Qe1: 19.07
Factor de calidad Qn: 19.07
Factor de acoplamiento M1.00,2.00=0.04
Factor de acoplamiento M2.00,3.00=0.04
Factor de acoplamiento M3.00,4.00=0.04
L90°: 38.55 mm
t: 3.93 mm
   'n '      'gj'      'Z0Jn'      'Z0e(ohm)'      'Z0o(ohm)'
   [ 0]      '1'        '  _ _ '      '  _ _ '      '  _ _ '
   [ 1]      '0.62919'    '0.28703'    '68.4707'    '39.7678'
   [ 2]      '0.97029'    '0.066342'   '53.5372'    '46.9029'
   [ 3]      '0.62919'    '0.065349'   '53.481'     '46.9461'
   [ 4]      '1'        '0.28703'    '68.4707'    '39.7678'
```

Figura 2.18 Resultado script en Matlab – filtro 8 pasa banda sección Hairpin

Fuente: Elaboración propia

La sección sectorial se conforma por dos filtros a la frecuencia de corte de 1.4GHz que permita atenuar 30dB a una octava de la misma, eliminando espurios indeseados. En la figura 2.19 se ilustra el resultado del script para el filtro sectorial.

```
Tipo de respuesta Chebyshev rizado: 0.05dB
Frecuencia de corte: 1.4000GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 30 dB a 2.8GHz
Frecuencia normalizada: 1.00
Ángulo de apertura del stub: 90.00°
El orden mínimo del filtro es: 5.00
'No '      'Z (ohm)'      ' gi '      ' B1(°)'      'Ro (mm)'      ' Ri (mm)'      ' wi (mm)'
'Stub Radial - C1' [43.2699] [ 0.9984] '-' [39.1334] [ 3.9133] [ 0.0055]
'Stub Simple - L2' [ 100] [ 1.3745] [39.3777] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C3' [31.9756] [ 1.8283] '-' [52.9559] [ 5.2956] [ 0.0075]
'Stub Simple - L4' [ 100] [ 1.3745] [39.3777] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C5' [43.2699] [ 0.9984] '-' [39.1334] [ 3.9133] [ 0.0055]
```

Figura 2.19 Resultado script en Matlab – filtro 8 paso bajo sección sectorial
Fuente: Elaboración propia

Filtro 9: Especificaciones

Tabla 2.10 Especificaciones de diseño filtro 9

Frecuencia de central	2.437GHz
Tipo de respuesta	Chebyshev, rizado 0.01dB
Pérdidas de retorno	<-15dB
Pérdidas de inserción	>-5dB
Ancho de banda relativo	3.3% o 80MHz
Atenuación a 4GHz	>50dB
Impedancia de los puertos	50Ω
Topología	Líneas acopladas-sectorial

Fuente: Elaboración propia

La sección de líneas acopladas pretende trabajar en 2.437GHz con 50dB de atenuación a 4GHz. En la figura 2.20 se ilustra el resultado del script como el orden, coeficientes e impedancias par e impar.

```
Tipo de respuesta Chebyshev rizado: 0.01dB
Frecuencia central: 2.4370GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 50dB a 4.0GHz
Ancho de banda relativo: 3.3%
El orden mínimo del filtro es: 3.00
' n '      ' gi '      ' Zo Jn '      ' Zoe (ohm) '      ' Z0o (ohm)
[ 0]      ' 1 '      ' -- '      ' -- '      ' -- '
[ 1]      ' 0.62919 '      ' 0.28703 '      ' 68.4707 '      ' 39.7678 '
[ 2]      ' 0.97029 '      ' 0.066342 '      ' 53.5372 '      ' 46.9029 '
[ 3]      ' 0.62919 '      ' 0.065349 '      ' 53.481 '      ' 46.9461 '
[ 4]      ' 1 '      ' 0.28703 '      ' 68.4707 '      ' 39.7678 '
```

Figura 2.20 Resultado script en Matlab – filtro 9 paso banda sección líneas acopladas
Fuente: Elaboración propia

La sección sectorial se compone por un filtro de quinto orden a 2.437GHz eliminando espurios indeseados a una octava de la misma. En la figura 2.21 se ilustra el resultado del script.

```

Frecuencia de corte: 2.4370GHz
Atenuación mínima fuera de la banda de paso: 30dB a 4GHz
Frecuencia normalizada: 0.64
Ángulo de apertura del stub: 90.00°
El orden mínimo del filtro es: 5.00
'No '      'Z(ohm)'      'gi '      'B1(°)'      'Ro(mm)'      'Ri(mm)'      'wi(mm)'
'Stub Radial - C1' [39.0405] [ 2.1350] '-' [43.3728] [ 4.3373] [ 0.0061]
'Stub Simple - L2' [ 100] [ 1.0911] [31.2572] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C3' [32.9289] [ 3.0010] '-' [51.4229] [ 5.1423] [ 0.0073]
'Stub Simple - L4' [ 100] [ 1.0911] [31.2572] '-' '-' '-'
'Stub Radial - C5' [39.0405] [ 2.1350] '-' [43.3728] [ 4.3373] [ 0.0061]

```

Figura 2.21 Resultado script en Matlab – filtro 9 paso bajo sección sectorial
Fuente: Elaboración propia

2.5 Diseño de elementos de 3 y 4 puertos: Divisores de potencia.

Generalmente se define a un divisor de potencia como una red de tres o más puertos donde la señal de entrada se reparte en un factor k a los puertos de salida.

Este dispositivo nos permite proponer soluciones para sistemas de telecomunicaciones complejos que acondicionan la información a ser transmitida por medios guiados o no guiados. Por ejemplo se utiliza en radiofrecuencia, microondas y comunicaciones ópticas para repartir la señal a varios dispositivos la potencia recibida por un puerto, manteniendo las impedancias adaptadas a fin de tener un bajo nivel de potencia reflejada [27].

Existen distintos tipos de divisores de potencia como:

- Divisor Wilkinson: divide la potencia de entrada a la mitad entre sus puertos de salida, manteniendo aislados a los puertos de salida.
- Unión en T: divide la potencia teniendo un puerto desadaptado.
- Acopladores: divide la potencia de entrada de forma simétrica o asimétrica entre sus salidas, dejando un puerto aislado y desfasando 90° o 180° una de sus salidas con respecto de la otra.

En el presente trabajo solamente se diseñaran divisores de potencia Wilkinson y acopladores branch-line y rate-race.

2.5.1 Diseño divisor de potencia Wilkinson.

La estructura se compone de líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda dispuestas simétricamente, las mismas que están unidas en un extremo por una resistencia que separa los puertos de salida, como se ilustra en la figura 2.22.

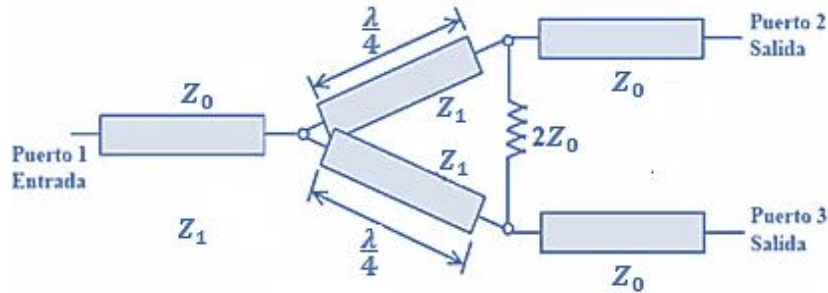


Figura 2.22 Estructura divisor Wilkinson en líneas de transmisión
Fuente: [12]

El principio de funcionamiento consiste en que una señal que alimenta al divisor se divide en virtud de la simetría entre las salidas con igual magnitud e igual fase, mientras en la resistencia que separa los puertos de salida no disipa potencia alguna si los puertos de salida están cargados con Z_0 [27]. Por otra parte, este dispositivo se comporta como combinador de señales puesto que se trata de un circuito recíproco, y además es posible obtener más de 3 salidas asociando redes en cascada.

Es así que entre sus principales aplicaciones se destaca el empleo en amplificadores balanceados, transmisores de potencia, alimentación de arreglos de antenas entre otras. Las ecuaciones 2.13 permiten el diseño de este dispositivo, las mismas que se analizan y detallan en [12].

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_0\sqrt{2} \\ R &= 2Z_0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Donde: Z_1 Impedancia

R Resistencia.

Para la realización de este dispositivo se posee diferentes geometrías, siendo primordial separar las líneas de impedancia Z_1 para evitar acoplamiento por la cercanía de dichas líneas.

Una alternativa para separar estas líneas es utilizar tramos curvos, pero cabe mencionar que la separación introducida por la resistencia produce una extensión de las dimensiones

de la impedancia Z_1 , sin embargo se espera una mínima degradación en el desempeño. En la figura 2.23a se ilustra la separación de Z_1 mediante elementos curvos de 87° mientras en la figura 2.23b la separación de Z_1 es con tramos curvos de 180° .

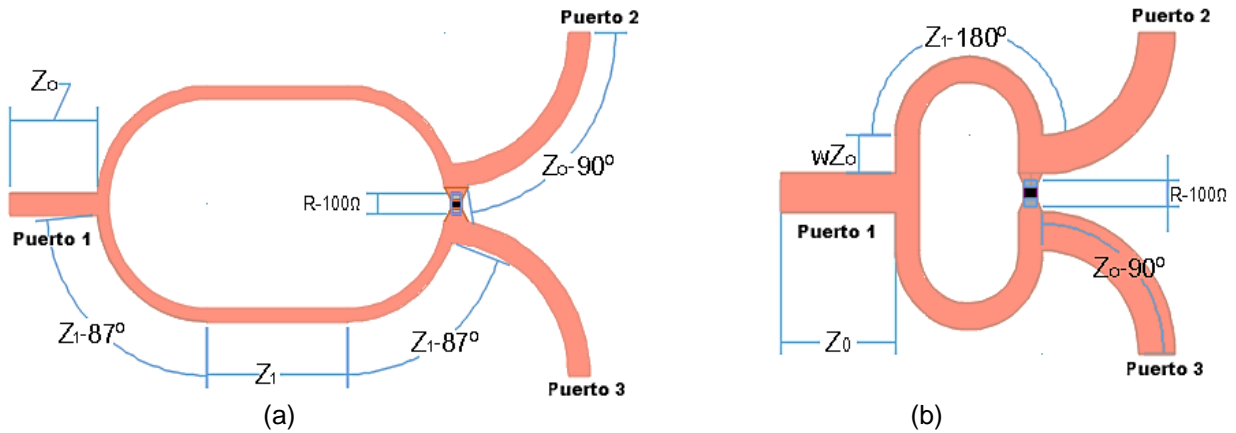


Figura 2.23 Topologías divisor Wilkinson. (a) Topología 1; (b) Topología 2
Fuente: Elaboración propia

Divisor Wilkinson 1: Especificaciones

Tabla 2.11 Especificaciones de diseño divisor Wilkinson 1

Frecuencia de operación	915MHz
Pérdidas de inserción	<1dB
Pérdidas de retorno y aislamiento mínimo	<-15dB
Impedancia de puertos	50Ω

Fuente: Elaboración propia

Para este diseño se va a utilizar la topología 1 de la figura 2.23a y con las ecuaciones 2.13 obtenemos el valor de la impedancia y resistencia como se muestra en tabla 2.12.

Tabla 2.12 Parámetros de diseño divisor Wilkinson 1

Parámetro	Impedancia	Longitud eléctrica
Z_0	50 Ω	90°
Z_1	70.71 Ω	90°
R	100 Ω	90°

Fuente: Elaboración propia

Finalmente, se sintetizan las impedancias para obtener las dimensiones físicas cuyo resultado de simulación se expone en el capítulo 3.

Divisor Wilkinson 2: Especificaciones

Tabla 2.13 Especificaciones de diseño divisor Wilkinson 2

Frecuencia de central	2.437GHz
Pérdidas de inserción	<1dB
Pérdidas de retorno y aislamiento mínimo	<-15dB
Impedancia de los puertos	50 Ω

Fuente: Elaboración propia

En este diseño se va a utilizar la topología 2 de la figura 2.23b, y como se puede observar la impedancia de los puertos para este diseño es la misma que el diseño anterior, por lo que los valores de Z_1 y R son 70.71 Ω y 100 Ω , respectivamente. Finalmente, se sintetizan las impedancias obtenemos las dimensiones físicas cuyo resultado de simulación se expone en el capítulo 3.

2.5.2 Diseño acoplador híbrido 90°.

El acoplador híbrido de 90° o branch-line es una red de 4 puertos que divide la señal de entrada a la mitad de potencia a dos de los tres puertos restantes con un desfase de 90° [12]. La topología de este dispositivo se muestra en la figura 2.24.

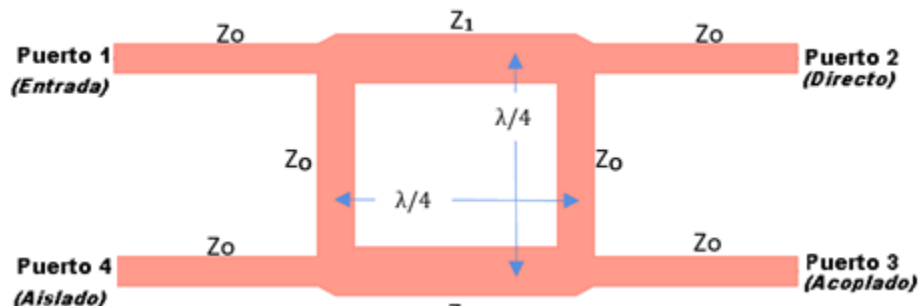


Figura 2.24 Topología acoplador híbrido 90°

Fuente: Elaboración propia

En la figura 2.24 se puede observar que el acoplador híbrido 90° está conformado por un par de líneas de transmisión contiguas de un cuarto de longitud de onda. Como se mencionó anteriormente los puertos de salida están en desfase de 90° la misma que se mantiene constante en frecuencia, lo cual permite aumentar el ancho de banda de trabajo dependiendo del número de anillos rectangulares que lo conforman.

La ecuación 2.14 permite el diseño de este dispositivo, la misma que se analiza y detalla en [12].

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

Acoplador 1 híbrido 90°: Especificaciones

Tabla 2.14 Especificaciones de diseño acoplador 1 híbrido 90°

Frecuencia de operación	915MHz
Pérdidas de retorno y aislamiento mínimo	>-15dB
Acoplamiento	3dB
Impedancia de los puertos	50Ω

Fuente: Elaboración propia

Utilizando la ecuación 2.14 se obtiene el valor de la impedancia Z_1 como se muestra en la tabla 2.15.

Tabla 2.15 Parámetros de diseño acoplador 1 híbrido 90°

Parámetro	Impedancia	Longitud eléctrica
Z_0	50 Ω	90°
Z_1	35.35Ω	90°

Fuente: Elaboración propia

Finalmente, se sintetizan las impedancias para obtener las dimensiones físicas cuyo resultado de simulación se expone en el capítulo 3.

Acoplador 2 híbrido 90°: Especificaciones

Tabla 2.16 Especificaciones de diseño acoplador 2 híbrido 90°

Frecuencia de central	2.437GHz
Pérdidas de retorno y aislamiento mínimo	>-15dB
Acoplamiento	3dB
Impedancia de los puertos	50Ω

Fuente: Elaboración propia

Como se puede observar la impedancia de los puertos para este diseño es la misma que el diseño anterior, por lo que el valor de Z_1 es 0.035Ω. Sintetizando los valores de impedancia se obtienen las dimensiones físicas cuyo resultado de simulación se expone en el capítulo 3.

2.5.3 Diseño acoplador híbrido 180°.

El acoplador híbrido de 180° o rat-race es una red de cuatro puertos con un desplazamiento de fases de 180° entre las dos puertas de salida [12]. En la figura 2.25 se ilustra el esquema de un acoplador rat-race.

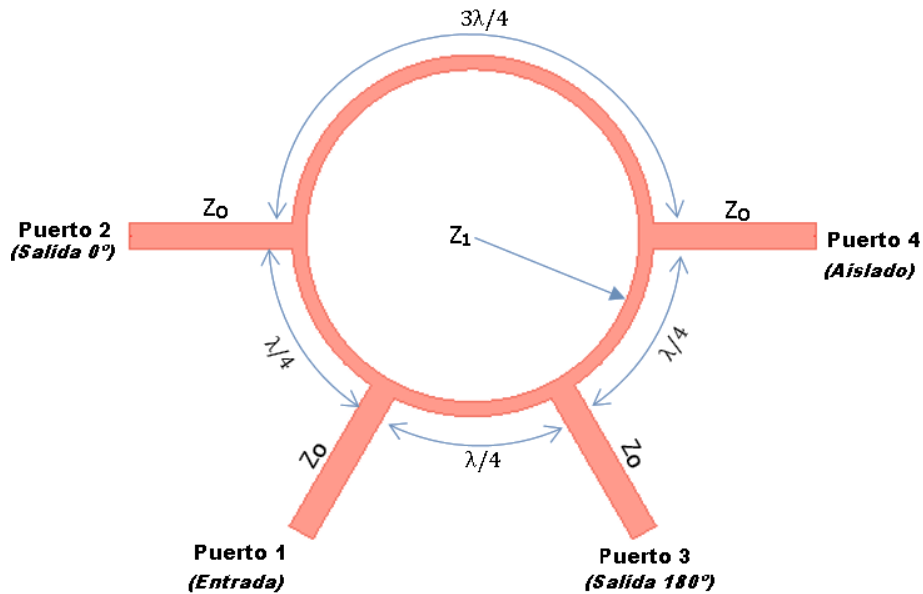


Figura 2.25 Topología acoplador híbrido 180°
Fuente: Elaboración propia

Como se puede observar en la figura 2.25 este dispositivo está compuesto por tres tramos de un cuarto de longitud de onda y un tramo de tres cuartos de longitud de onda. El funcionamiento básico de este dispositivo es que al aplicarse una señal por cualquiera de los puertos, ésta se divide equitativamente a dos de los tres puertos restantes, quedando el último puerto aislado.

La ecuación 2.15 permite el diseño de este dispositivo, la misma que se analiza y detalla en [12].

$$Z_1 = Z_0\sqrt{2} \quad (2.15)$$

Acoplador 3 híbrido 180°: Especificaciones

Tabla 2.17 Especificaciones de diseño acoplador 3 híbrido 180°

Frecuencia de central	915MHz
Pérdidas de retorno y aislamiento mínimo	>-15dB
Acoplamiento	3dB
Impedancia de los puertos	50Ω

Fuente: Elaboración propia

Utilizando la ecuación 2.15 se obtiene el valor de la impedancia Z_1 como se muestra en la tabla 2.18.

Tabla 2.18 Parámetros de diseño acoplador 3 híbrido 180°

Parámetro	Impedancia	Longitud Eléctrica
Z_0	50 Ω	90°
Z_1	70.71 Ω	270°

Fuente: Elaboración propia

Finalmente, se sintetizan las impedancias para obtener las dimensiones físicas cuyo resultado de simulación se expone en el capítulo 3

Acoplador 4 híbrido 180°: Especificaciones

Tabla 2.19 Especificaciones de diseño acoplador 4 híbrido 180°

Frecuencia de central	2.437GHz
Pérdidas de retorno y aislamiento mínimo	>-15dB
Acoplamiento	3dB
Impedancia de los puertos	50 Ω

Fuente: Elaboración propia

Como se puede observar la impedancia de los puertos para este diseño es la misma que el diseño anterior por lo que el valor de Z_1 es 70.71 Ω . Sintetizando las impedancias obtenemos las dimensiones físicas cuyo resultado de simulación se expone en el capítulo 3.

CAPÍTULO 3
3. SIMULACIÓN, IMPLEMENTACIÓN Y
CARACTERIZACIÓN DE ELEMENTOS PASIVOS DE
MICROONDAS

3.1 Introducción.

Realizado el diseño inicial de algunos circuitos pasivos se procede a la simulación, un factor importante en el diseño de cualquier sistema electrónico, puesto que permite obtener una estimación del comportamiento de cualquier circuito. En esta etapa se realiza una serie de modificaciones al diseño inicial, para obtener un diseño óptimo antes de su implementación.

En el presente capítulo se expone los métodos utilizados para la simulación, resultados de las simulaciones, implementación y los elementos necesarios para la caracterización de los dispositivos.

3.2 Métodos para simulación electromagnética.

Las herramientas de simulación electromagnética están basadas en dos tipos de técnicas: técnicas rigurosas y técnicas asintóticas [28]. Las técnicas rigurosas como el Método de los Momentos (MoM), Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD), o el Método de los Elementos Finitos (FEM) se basan en la resolución numérica de las Ecuaciones de Maxwell por aproximación de las soluciones de manera discretizada, a partir de celdas básicas en las que se computa las ecuaciones en forma de sumatorias o incrementos [28].

De los métodos antes mencionados en el presente TFT se va a emplear el método MOM y FEM, los mismos son idóneos para el análisis de estructuras planas (elementos pasivos en microcintas) y complejas (conectores) [29] [30], y además están disponibles en los simuladores electromagnéticos a emplear AWR, ADS y CST; mencionados en la sección 1.4.1.

3.3 Caracterización del sustrato.

La constante dieléctrica del sustrato a utilizar es un parámetro importante para el diseño de circuitos de microondas, sin embargo la información del dieléctrico proporcionada por el fabricante, está dada en baja frecuencia, y además debido a errores de fabricación la constante dieléctrica del sustrato se da en valores nominales de 3.3 a 4.7 medido a 1MHz (anexo A).

De esto surge la necesidad de obtener las propiedades dieléctricas del sustrato a altas frecuencias. Para ello existen métodos que varían en precisión y esfuerzo computacional, los cuales están disponibles en la literatura [31], [32]. En este trabajo se emplea un método básico, el cual consiste en realizar un prototipo utilizando un valor de constante dieléctrica

comprendido en el rango especificado por el fabricante y posteriormente tomar un valor de constante dieléctrica y tangente de pérdidas que mejor se aproxime al desempeño del prototipo implementado. Para la banda de 900MHz se realiza un filtro paso bajo y para 2.4GHz se realiza un filtro paso banda, los mismos se diseñan con la herramienta Nuhertz Filter Design complemento que se integra con AWR y se optimiza en ADS.

Filtro paso bajo 915MHz

Se utilizó un filtro paso bajo con topología sectorial de noveno orden. En la figura 3.1 se ilustra el resultado simulado vs el medido.

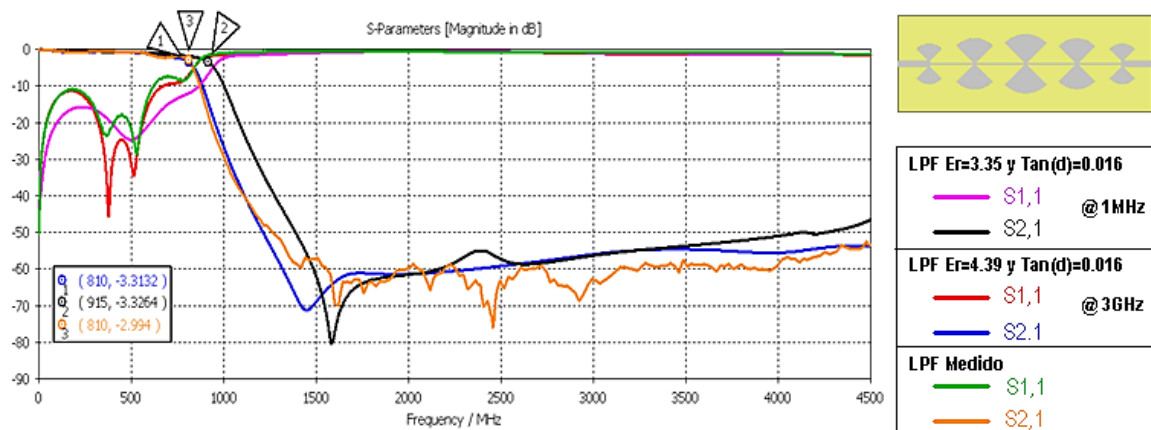


Figura 3.1 Resultados LPF simulado vs medido
Fuente: Elaboración propia

En la figura 3.1 se aprecia que el filtro implementado se ha desplazado -105MHz del simulado con los parámetros recomendados por el fabricante. Una vez modificados los valores de ϵ_r y $\tan(\delta)$, se puede observar que la simulación se ajusta a los resultados obtenidos en la implementación para los valores de $\epsilon_r = 4.439$ y $\tan(\delta) = 0.016$ a 3GHz.

Filtro paso banda 2437MHz

Se utilizó un filtro paso banda con topología Hairpin de quinto orden, y después de simular optimizar e implementar en la figura 3.2 se ilustra el resultado simulado vs el medido, en donde se aprecia que el filtro implementado se ha desplazado -187MHz del simulado. Modificado los valores de la permitividad relativa y pérdida dieléctrica, se puede observar que la respuesta se ajusta a los resultados obtenidos en la implementación para los valores de $\epsilon_r = 4.52$ y $\tan(\delta) = 0.016$ a 3GHz.

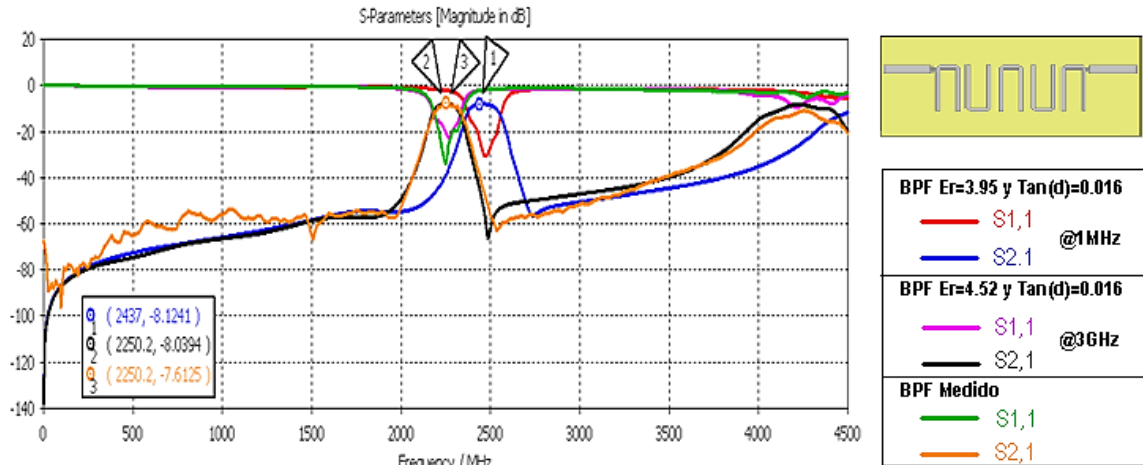


Figura 3.2 Resultados medido vs simulado BPF
Fuente: Elaboración propia

Con los resultados obtenidos se concluye que los valores óptimos a utilizar en el sustrato son los que se presentan en la tabla 3.1.

Tabla 3.1 Caracterización del sustrato FR-4

Banda	Parámetro	Valor
915MHz	Permitividad relativa a 3GHz	4.39
	Tangente de pérdidas a 3GHz	0.016
2.437GHZ	Permitividad relativa a 3GHz	4.52
	Tangente de pérdidas a 3GHz	0.016

Fuente: Elaboración propia

3.4 Implementación de prototipos.

La implementación de los prototipos se realizó mediante maquinado, cuyas limitaciones en la fabricación son ancho de pista mínimo de 0.3mm, vías-hole de 0.3mm y separación mínima entre pistas de 0.5mm. Se especificó el sustrato FR-4 en 1.5mm de altura, 0.035mm de altura de la lámina de cobre y pistas estañadas que proporciona protección contra oxidación. Además, se soldaron conectores SMA-hembra 50Ω para los puertos de los prototipos y resistores de 100Ω para los divisores de potencia Wilkinson.

3.5 Caracterización de prototipos.

Para caracterizar cada uno de los dispositivos se hizo uso del VNA marca KEYSIGHT serie E5063A que posee el laboratorio de telecomunicaciones de la UTPL, cuyas características se presenta en la tabla 3.2.

Tabla 3.2 Características VNA KEYSIGHT E5063A

VNA KEYSIGHT E5063A	
Rango de medición	100KHz - 4.5GHz
Rango dinámico	122dB
Traza de ruido	0.002dB RMS
Número de puertos para pruebas	2 puertos a 50 Ω
Estabilidad	0.01 dB/°C
Kit de calibración	85032F

Fuente: Elaboración propia

Antes de realizar una medición previamente se debe configurar el rango de frecuencias, muestreo, spam y los datos a obtener que son los parámetros de dispersión o parámetros S. Con esto se procede realizar la calibración haciendo uso del KIT-85032F para eliminar las pérdidas y desfases introducidos por cables y conectores.

Cabe mencionar que debido al cable de medición que posee conectores tipo N-macho se hizo uso de adaptadores N-hembra a SMA-macho, los cuales no forman parte de la calibración y por lo tanto los efectos de pérdidas, capacitancias parasitas y desfases introducidos no se pueden eliminar. Por ello se ha diseñado la estructura en CST con el fin de tener una perspectiva de la influencia de este adaptador en los prototipos a implementar. En la figura 3.3 se puede observar la influencia que se produce en la fase del parámetro de transmisión S21 en el filtro sectorial utilizado para la caracterización del sustrato, y además la simulación de los conectores permite aproximar con mejor precisión a la fase del prototipo implementado.

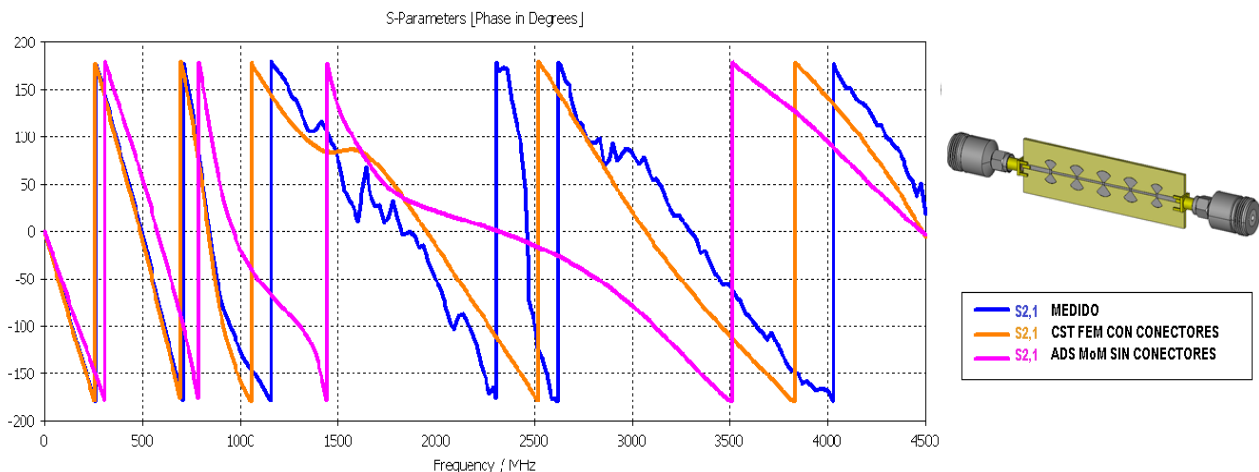


Figura 3.3 Medición de fase LPF para caracterizar ϵ_r y $\tan(\delta)$

Fuente: Elaboración propia

Por otra parte los criterios para validar el desempeño ya sea la frecuencia de corte, ancho de banda, frecuencias límites o frecuencia central en dispositivos pasivos, existen distintos criterios como tomar de referencia: el valor mínimo del parámetro de reflexión que mide la cantidad de potencia reflejada, el valor máximo del coeficiente de transmisión que mide la cantidad de potencia transmitida o el valor mínimo del coeficiente de aislamiento.

Según [33] la frecuencia de corte y frecuencias límites, es aquella frecuencia en que la amplitud decae a la mitad de la potencia o 3dB del valor máximo. La frecuencia central para cualquier dispositivo se determina mediante la ecuación 3.1.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (3.1)$$

Donde: f_0 Frecuencia central.

f_1 Frecuencia límite inferior.

f_2 Frecuencia límite superior.

El ancho de banda se determina con la ecuación 3.2 para cualquier dispositivo pasivo [33], no obstante se debe tomar en consideración que las frecuencias que delimitan el ancho de banda en divisores Wilkinson y acopladores híbridos se toma como referencia un valor de -15dB del coeficiente de aislamiento S_{23} y S_{4} . Esta consideración se debe a que este parámetro es más sensible a los parámetros de transmisión S_{21} y S_{31} [34] [35].

$$BW = f_2 - f_1 \quad (3.2)$$

Donde: BW Ancho de banda.

3.6 Resultados.

Una vez obtenidos los parámetros del material a utilizar se procede a sintetizar, simular los diseños iniciales para posteriormente optimizar hasta obtener el diseño que mejor se ajusta a las especificaciones, se realiza el arte del PCB en Altium Designer y finalmente se procede a implementar el prototipo.

A continuación se presentan los resultados de simulación, implementación y medición de los diseños finales.

3.6.1 Filtro 1 paso bajo topología saltos de impedancia 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.4, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.5 se ilustra el prototipo implementado.

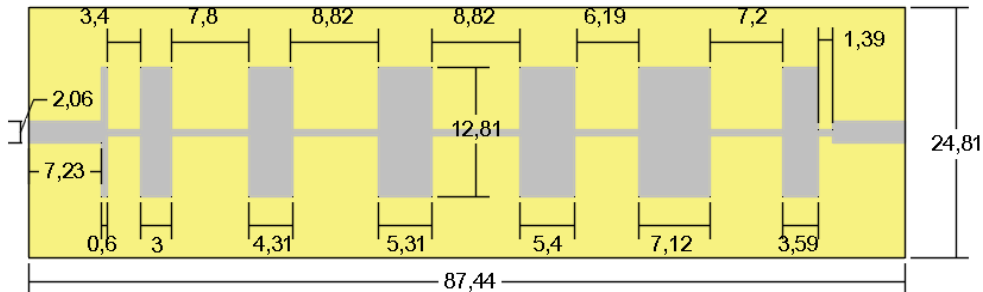


Figura 3.4 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 1 – escalado 2437MHz
Fuente: Elaboración propia



Figura 3.5 Implementación filtro 1 – escalado 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.6, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

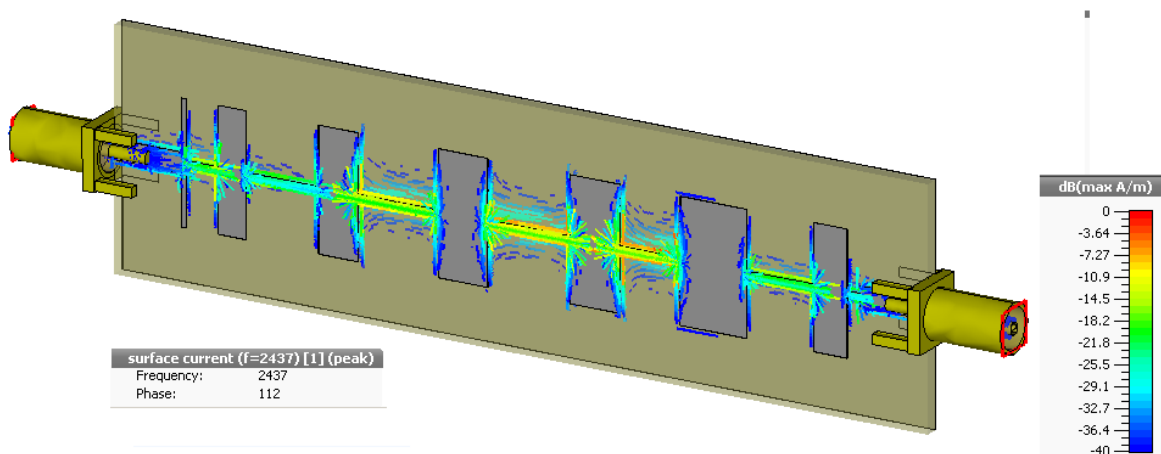


Figura 3.6 Distribución de corriente filtro 1 – escalado 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

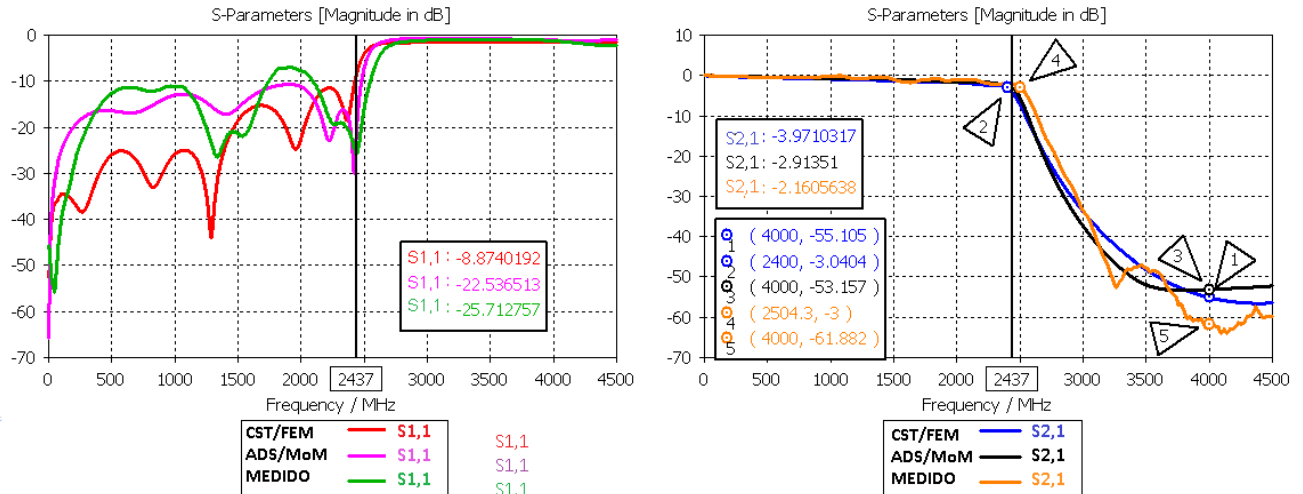


Figura 3.7 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 1
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.7 ilustra los resultados simulado vs el medido con VNA, en donde la respuesta del filtro implementado aparece desplazada hacia frecuencias superiores aunque es despreciable, de lo que se puede destacar que se cumple la especificación de adaptación en la banda de paso menor a -15dB, la frecuencia de corte a -3dB varía de la especificada de 2437MHz a 2504.3MHz y se cumple la atenuación en la banda de rechazo menor a -60dB. En la tabla 3.3 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

Tabla 3.3 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 1

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de corte f_c	2504.3MHz	2437MHz	2400MHz	2437MHz
Adaptación	-25.7dB	-22.5dB	-8.9dB	-15dB
Pérdidas de inserción	>-1dB	>-1dB	>-1dB	>-1 dB
Atenuación a 4GHz	-61.9dB	-53.2dB	-55.1dB	-60dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.2 Filtro 2 paso bajo topología sectorial 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.8, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.9 se ilustra el prototipo implementado

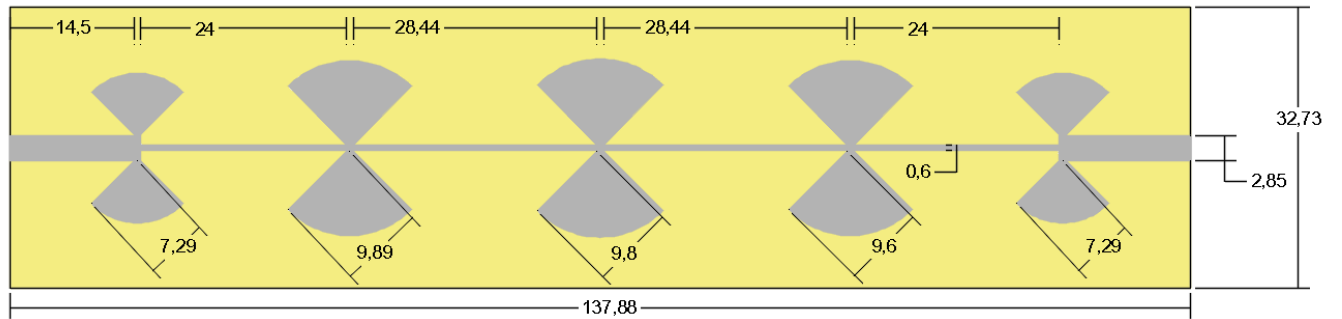


Figura 3.8 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 2 – sectorial 915MHz
Fuente: Elaboración propia



Figura 3.9 Implementación filtro 2 – sectorial 915MHz
Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.10, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

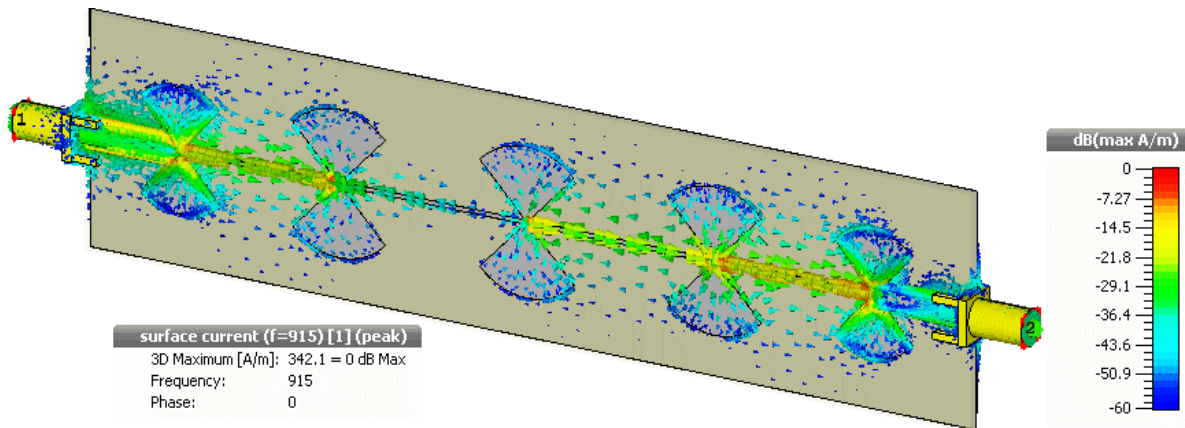


Figura 3.10 Distribución de corriente filtro 2 – sectorial 915MHz
Fuente: Elaboración propia

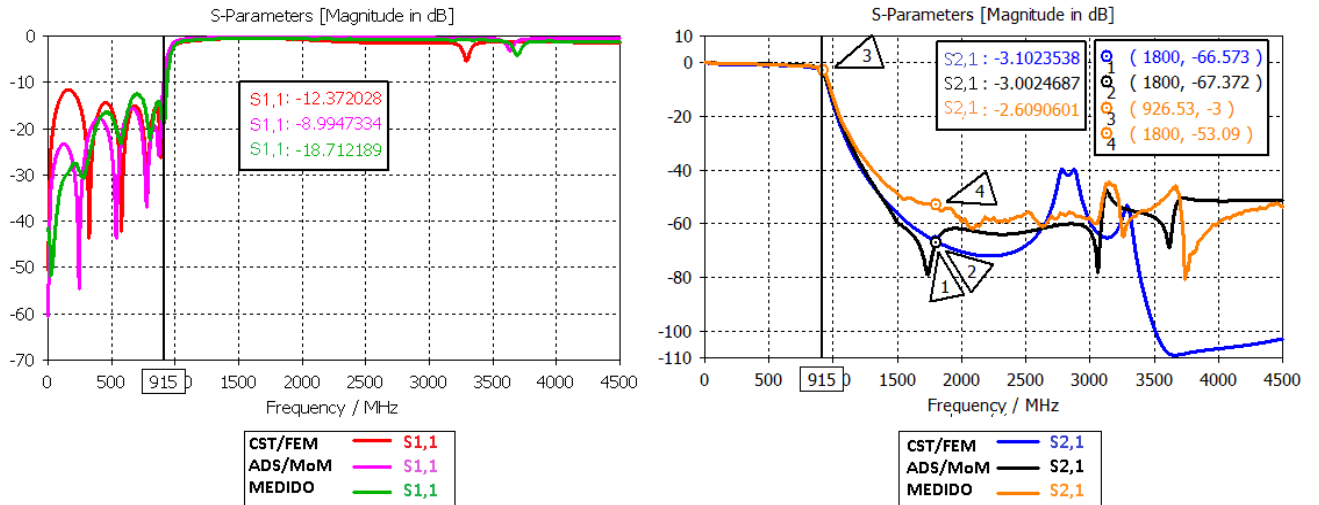


Figura 3.11 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 2
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.11 ilustra los resultados de simulación vs medición, en donde la respuesta del filtro implementado aparece desplazada hacia frecuencias superiores, aunque es despreciable, de lo que se puede destacar que se cumple la especificación de adaptación menor a -15dB en la banda de paso, la frecuencia de corte varía ligeramente a la especificada de 915MHz a 925MHz, la atenuación en la banda de rechazo es de -53.1dB la cual se aproxima a lo especificado -60dB. En la tabla 3.4 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

Tabla 3.4 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 2

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de corte f_c	926.5MHz	915MHz	915MHz	915MHz
Adaptación	-18.7dB	-8.9dB	-12.4dB	-15dB
Pérdidas de inserción	>-1dB	>-1dB	>-1dB	>-1dB
Atenuación a 1.8GHz	-53.1dB	-67.4dB	-66.6dB	-60dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.3 Filtro 3 paso bajo topología sectorial 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.12, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.13 se ilustra el prototipo implementado.

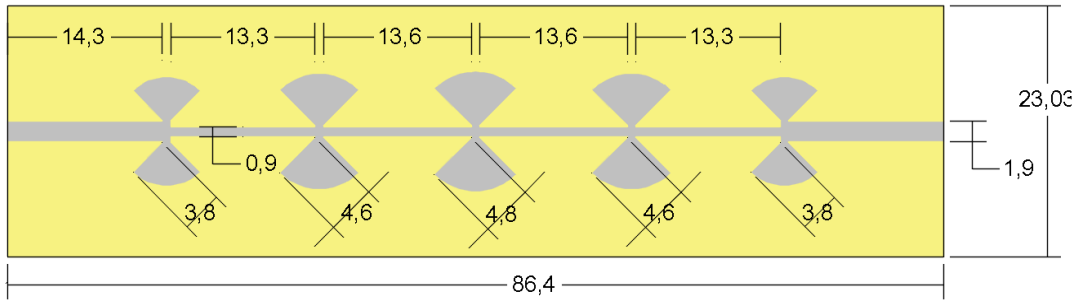


Figura 3.12 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 3 – sectorial 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

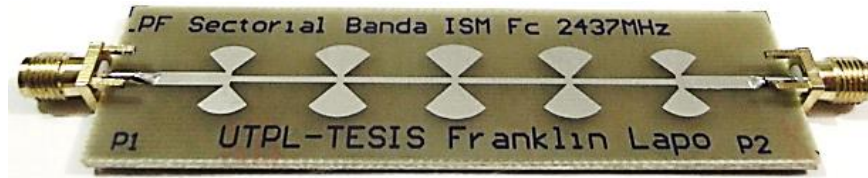


Figura 3.13 Implementación filtro 3 – sectorial 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.14, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

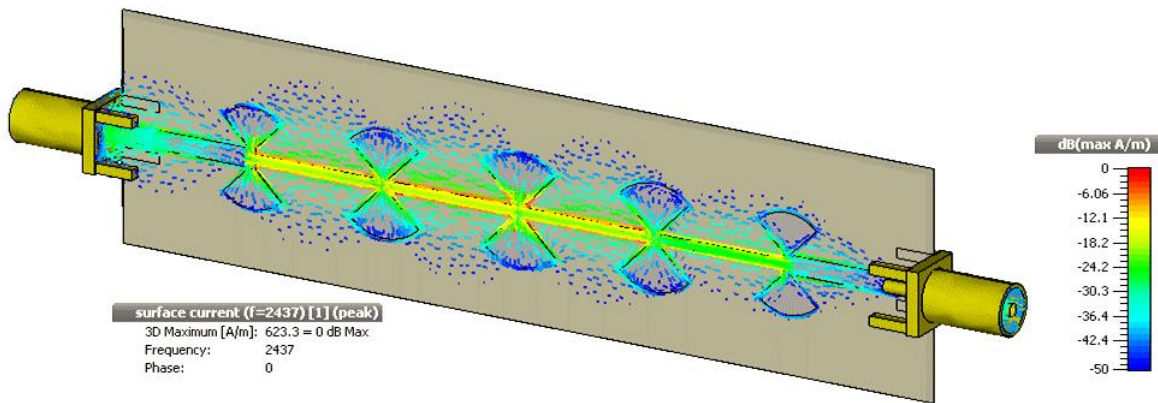


Figura 3.14 Distribución de corriente filtro 3 – sectorial 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

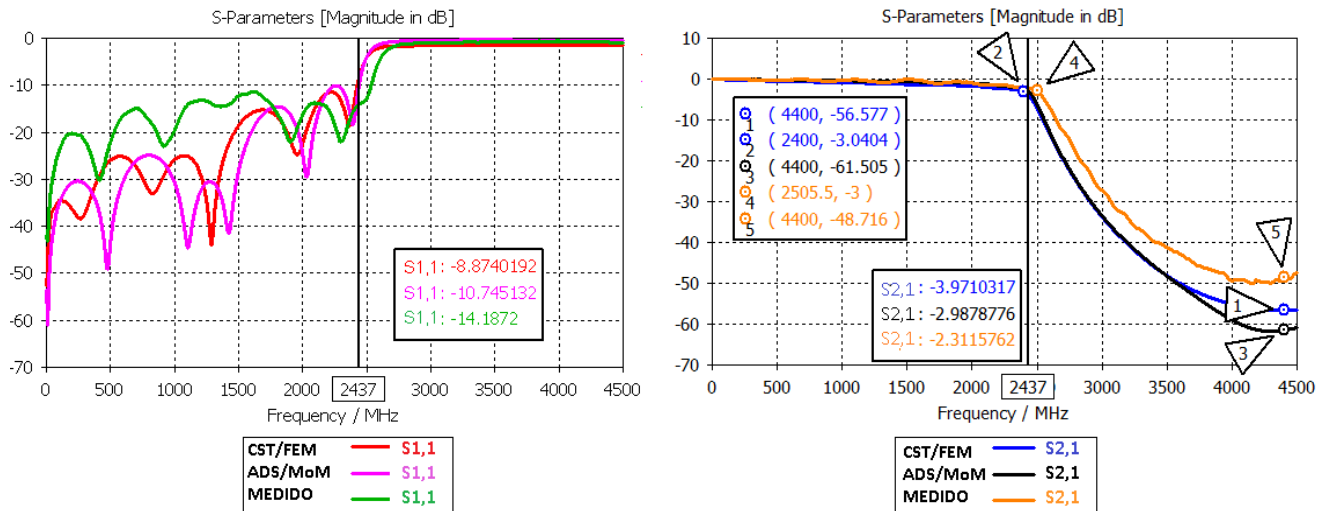


Figura 3.15 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 3
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.15 ilustra los resultados de simulación vs medición, destacando que la frecuencia de corte varía respecto a la especificada de 2437MHz a 2505.5MHz, la adaptación en la banda de paso es de -14.2dB la cual se aproxima a lo especificado -15dB y la atenuación en la banda de rechazo es -48.7dB próxima a lo especificado -60dB. En la tabla 3.5 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

Tabla 3.5 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 3

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de corte f_c	2505.5MHz	2437MHz	2400MHz	2437MHz
Adaptación	-14.2dB	-10.7dB	-8.9dB	-15dB
Pérdidas de inserción	>-1dB	>-1dB	>-1dB	>-1dB
Atenuación a 4.4GHz	-48.7dB	-61.5dB	-56.6dB	-60dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.4 Filtro 4 paso banda topología líneas acopladas 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.16, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.17 se ilustra el prototipo implementado. La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.18, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

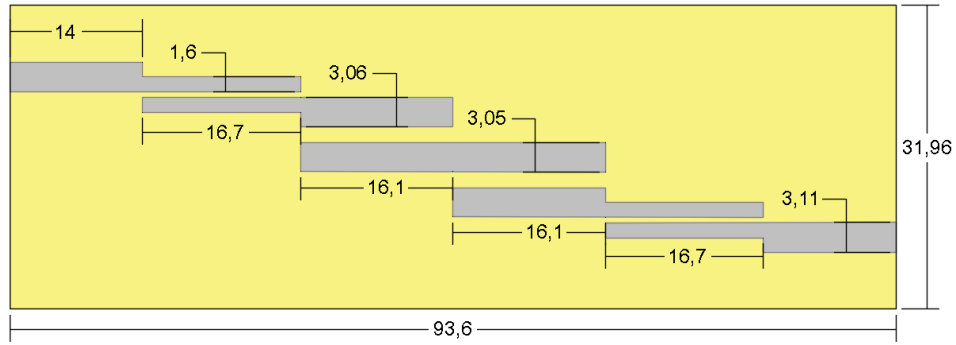


Figura 3.16 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 4 – líneas acopladas 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

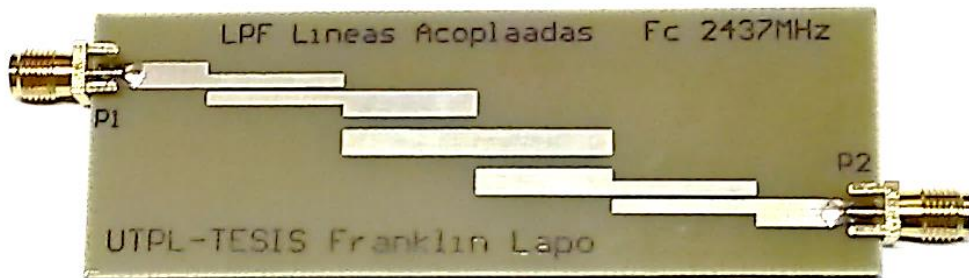


Figura 3.17 Implementación filtro 4 – líneas acopladas 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

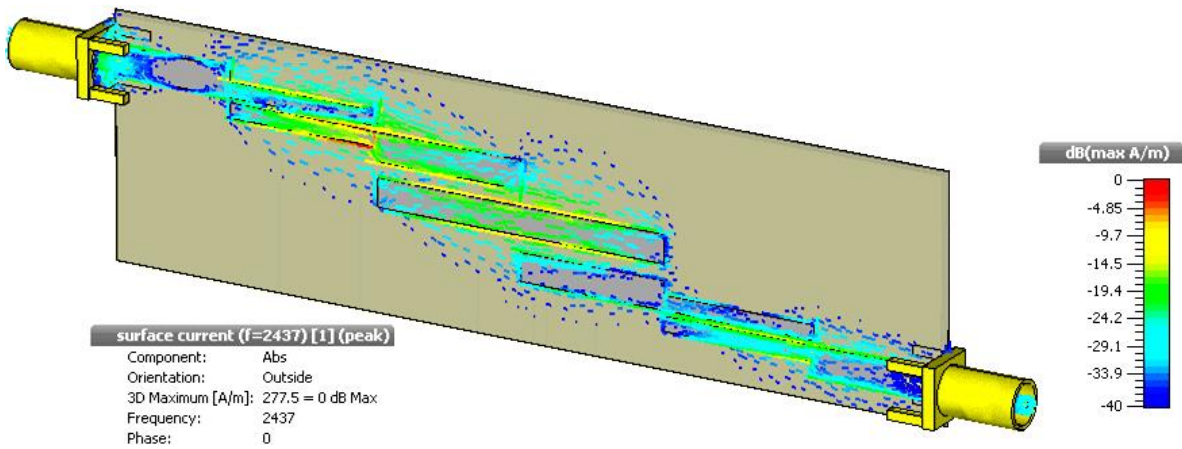


Figura 3.18 Distribución de corriente filtro 4 – líneas acopladas 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

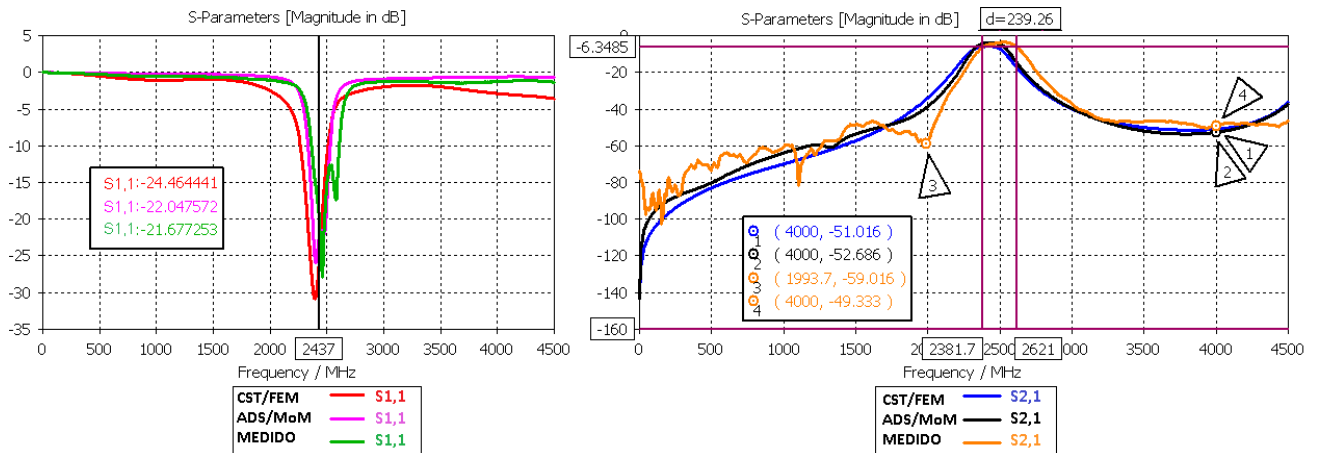


Figura 3.19 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 4
 Fuente: Elaboración propia

La figura 3.19 ilustra los resultados de simulación vs medición, en donde la respuesta del filtro implementado aparece desplazada hacia frecuencias superiores, siendo despreciable, de lo que se puede destacar que se cumple la especificación de adaptación en la banda de paso menor a -15dB, la frecuencia central varía ligeramente a la especificada de 2437MHz a 2498MHz, la atenuación en la banda de rechazo es de -49.3dB la cual se aproxima a lo especificado -50dB y el ancho de banda obtenido es de 239.3MHz. En la tabla 3.6 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

Tabla 3.6 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 4

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	2498MHz	2432MHz	2408MHz	2437MHz
Ancho de Banda BW	239.3MHz	215MHz	229.9MHz	365.5MHz
Adaptación	-21.7dB	-22dB	-24.5dB	-15dB
Atenuación a 4GHz	-49.3dB	-52.7dB	-51dB	-50dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.5 Filtro 5 paso banda topología Hairpin 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.20, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.21 se ilustra el prototipo implementado. La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.22, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2

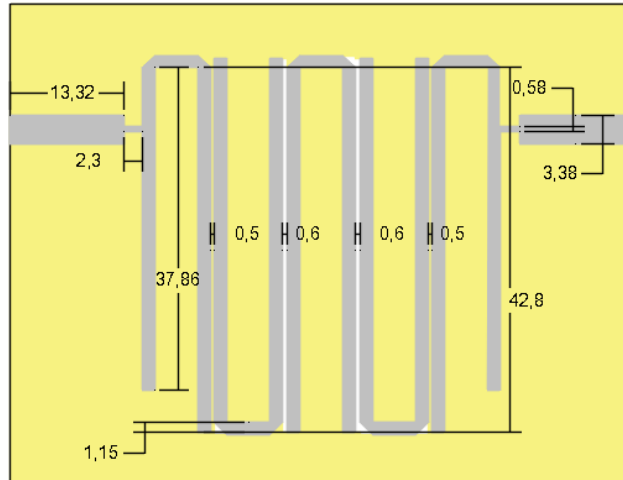


Figura 3.20 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 5 – Hairpin 915MHz
Fuente: Elaboración propia

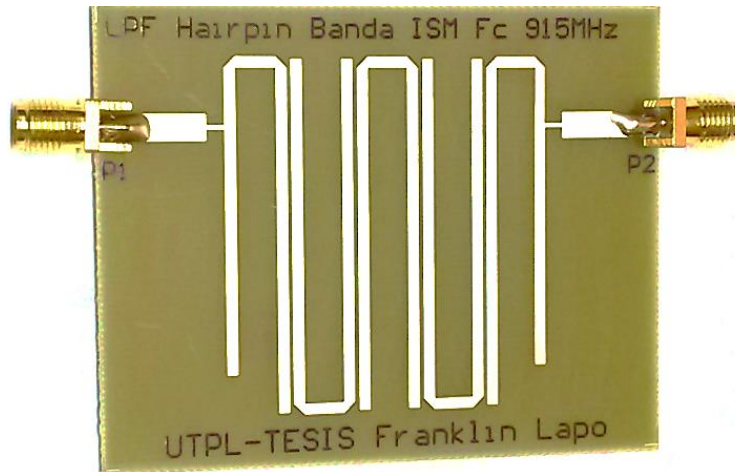


Figura 3.21 Implementación filtro 5 – Hairpin 915MHz
Fuente: Elaboración propia

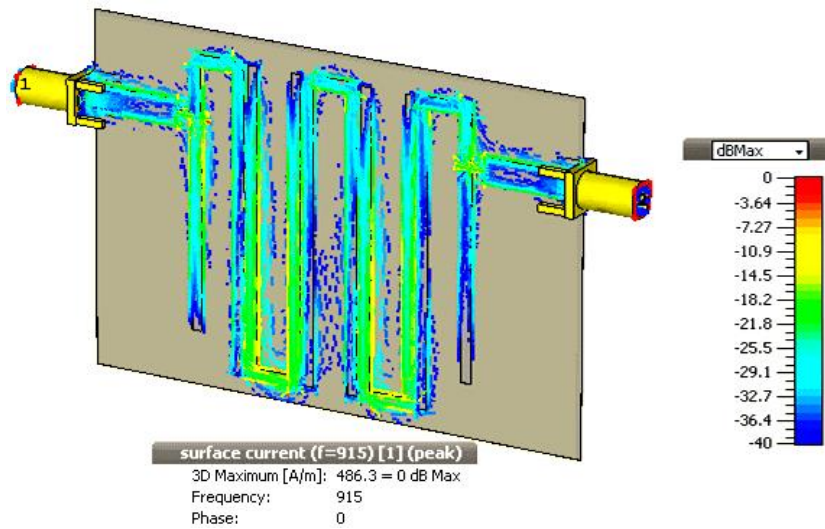


Figura 3.22 Distribución de corriente filtro 5 – Hairpin 915MHz
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.23 ilustra los resultados de simulación vs medición, en donde la respuesta del filtro implementado varía ligeramente al simulado, de lo que se puede destacar que se cumple con la especificación de adaptación en la banda de paso menor a -15dB, la frecuencia central se desplaza 26MHz, la atenuación en la banda de rechazo es -55dB la cual se aproxima a la especificada -60dB y el ancho de banda obtenido es de 286.84MHz. En la tabla 3.7 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

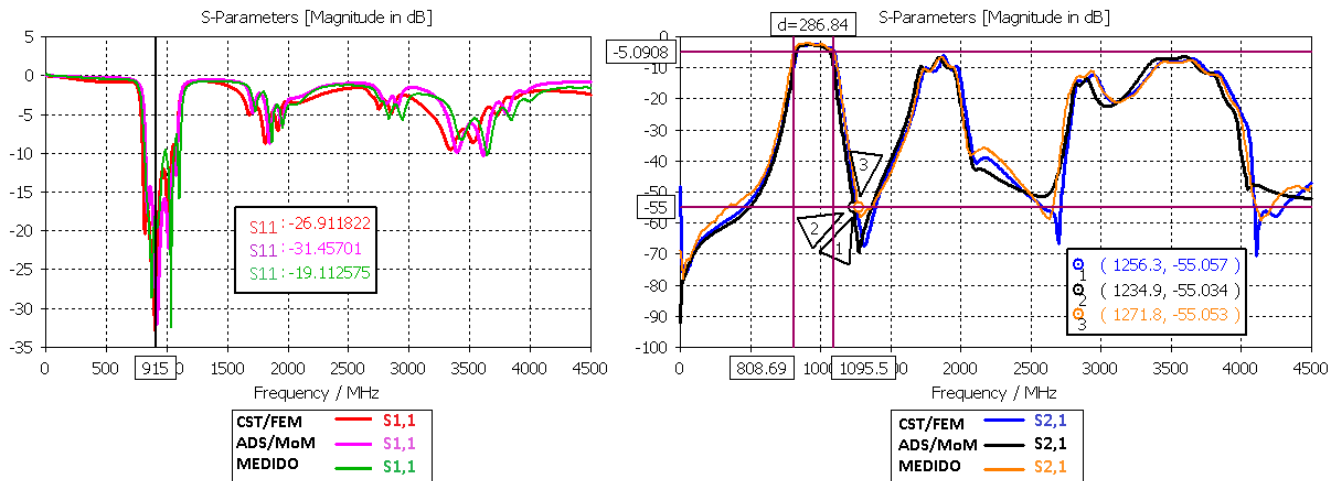


Figura 3.23 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 5
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.7 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 5

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	941.23MHz	938.62MHz	954.2MHz	915MHz
Ancho de banda BW	286.84MHz	253.87MHz	275.3MHz	137.25MHz
Adaptación	-19.1dB	-31.5dB	-27dB	<-15dB
Atenuación a 55dB	1271.8MHz	1234.9MHz	1256MHz	1500MHz

Fuente: Elaboración propia

3.6.6 Filtro 6 paso banda topología Hairpin 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.24, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.25 se ilustra el prototipo implementado. La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.26, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

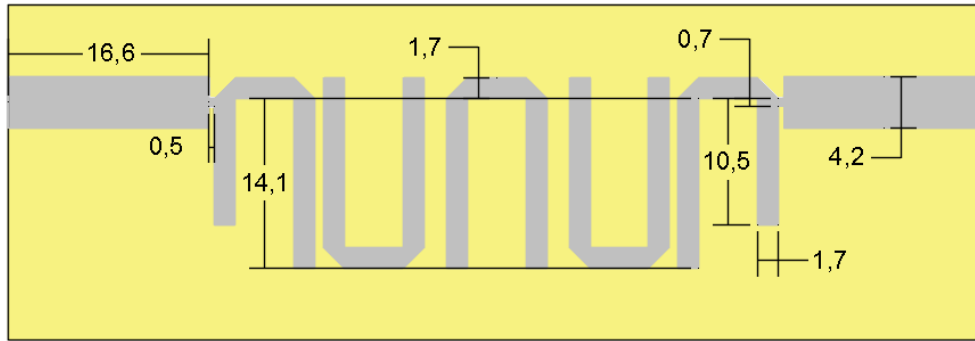


Figura 3.24 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 6 – Hairpin 2437MHz
Fuente: Elaboración propia



Figura 3.25 Implementación filtro 6 – Hairpin 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

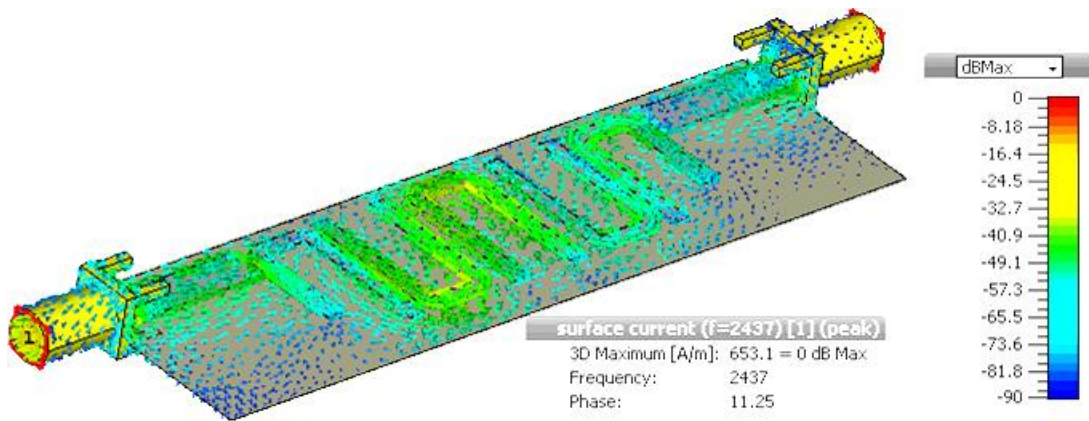


Figura 3.26 Distribución de corriente filtro 6 – Hairpin 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

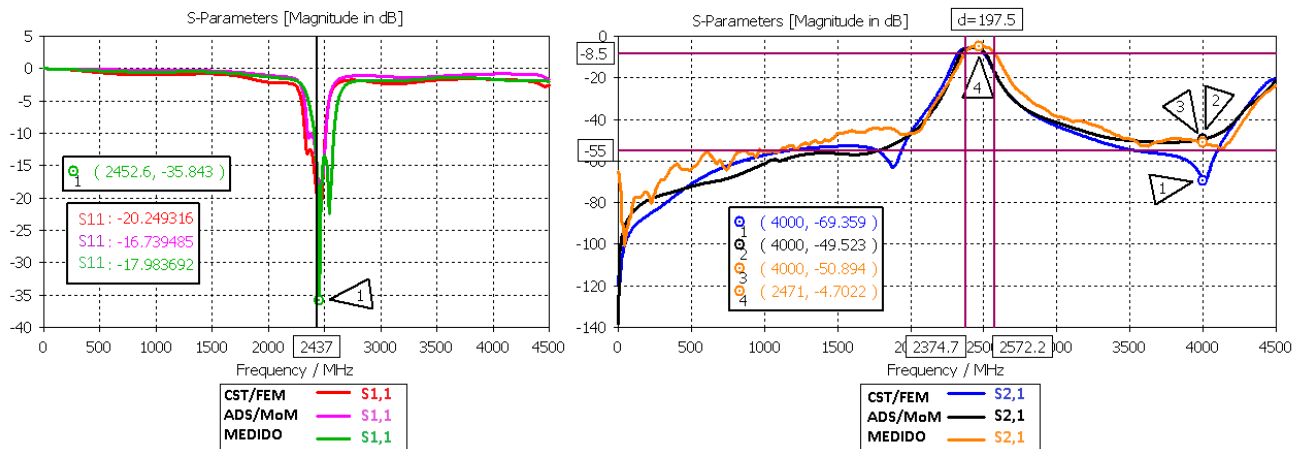


Figura 3.27 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 6
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.27 ilustra los resultados de simulación vs medición, en donde la respuesta del filtro implementado se desplaza a frecuencias superiores a partir de la frecuencia central, de lo que se puede destacar que se cumple con la especificación de adaptación en la banda de paso menor a -15dB, la frecuencia central se desplaza de 2437MHz a 2472MHz, la atenuación en la banda de rechazo es ligeramente superior a lo especificado -50dB y el ancho de banda es de 197.5MHz. En la tabla 3.8 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

Tabla 3.8 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 6

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de central f_0	2471MHz	2406MHz	2411MHz	2437MHz
Adaptación	-17.9dB	-16.7dB	-20.2dB	-15dB
Ancho de banda BW	197.5MHz	214.8MHz	190MHz	487.40MHz
Atenuación a 4GHz	-50.9dB	-49.5dB	-69.4dB	-50dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.7 Filtro 7 interdigital 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.28, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.29 se ilustra el prototipo implementado.

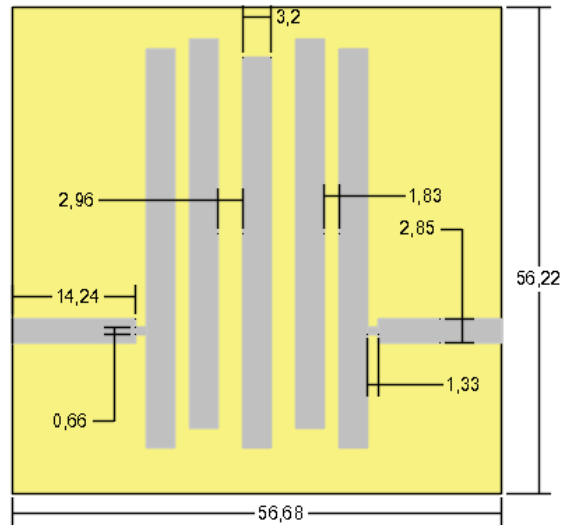


Figura 3.28 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 7 – interdigital 915MHz
Fuente: Elaboración propia

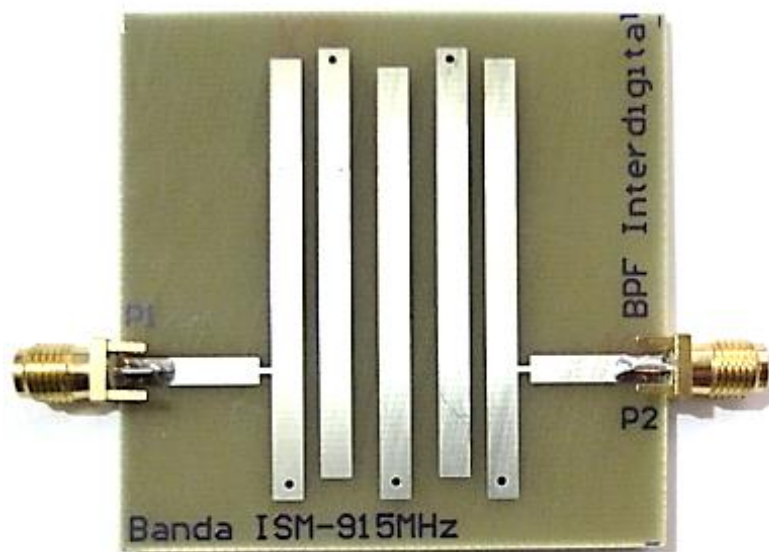


Figura 3.29 Implementación filtro 7 – interdigital 915MHz
Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.30, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

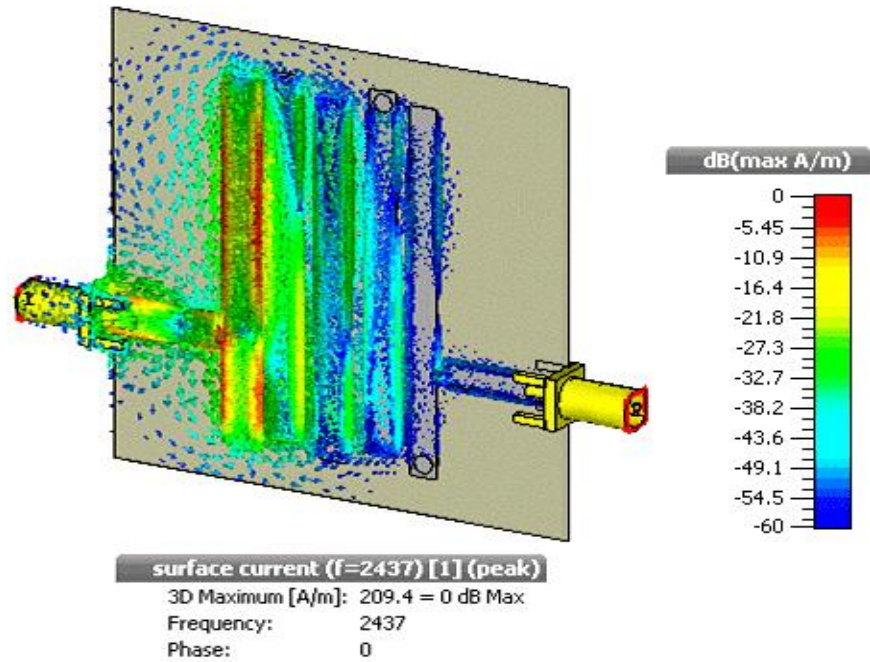


Figura 3.30 Distribución de corriente filtro 7 – interdigital 915MHz
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.31 ilustra los resultados de simulación vs medición, en donde la respuesta del filtro implementado se desplazada ligeramente a frecuencias inferiores, de lo que se puede destacar que la adaptación en la banda de paso es -12dB la cual se aproxima a lo especificado -15dB, la frecuencia central se desplaza ligeramente a de 915MHz a 905MHz, se cumple la condición de atenuación en la banda de rechazo menor a -55dB y el ancho de banda se reduce 30MHz. En la tabla 3.9 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

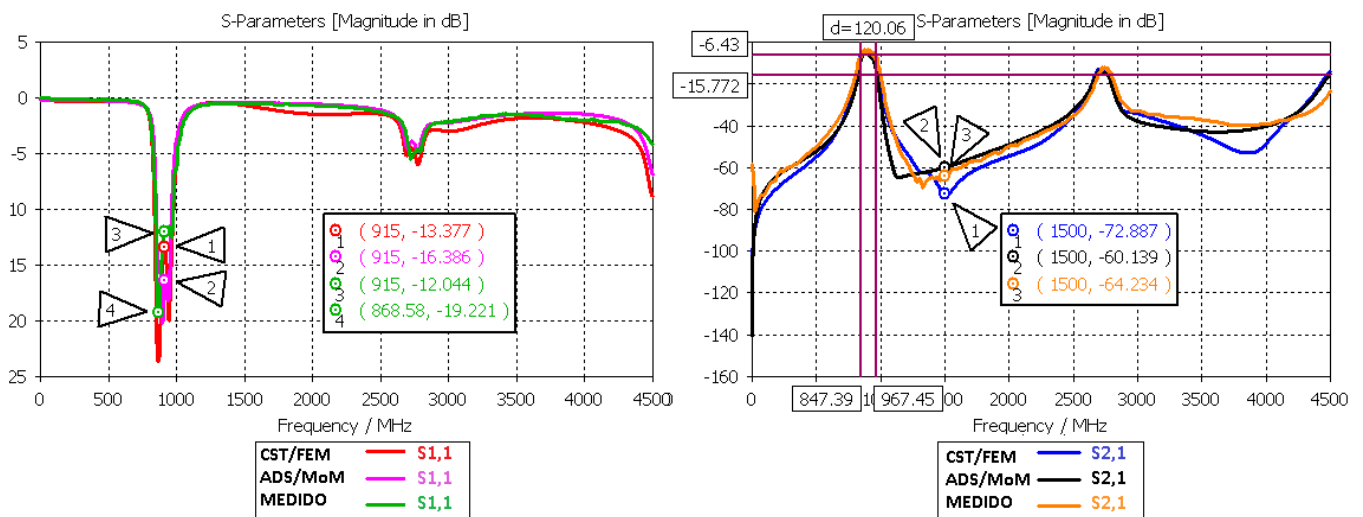


Figura 3.31 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 7
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.9 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 7

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de central f_0	905MHz	894MHz	898MHz	915MHz
Adaptación	-12dB	-16.4dB	-13.3dB	-15dB
Ancho de banda BW	120.06MHz	97.82MHz	124.4MHz	150MHz
Atenuación a 1500MHz	-64.2dB	-60.14dB	-72.9dB	-55dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.8 Filtro 8 combinado Hairpin-sectorial 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.32, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.33 se ilustra el prototipo implementado.

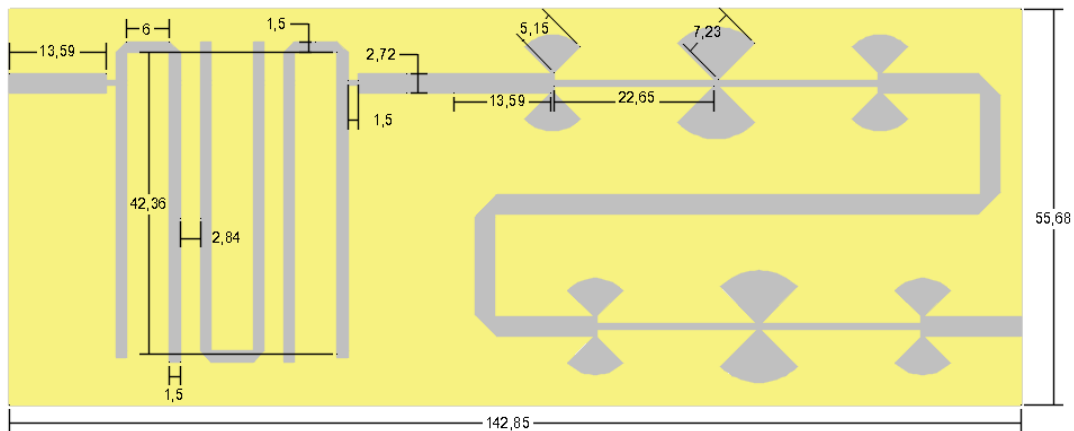


Figura 3.32 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 8 – Hairpin-sectorial 915MHz

Fuente: Elaboración propia

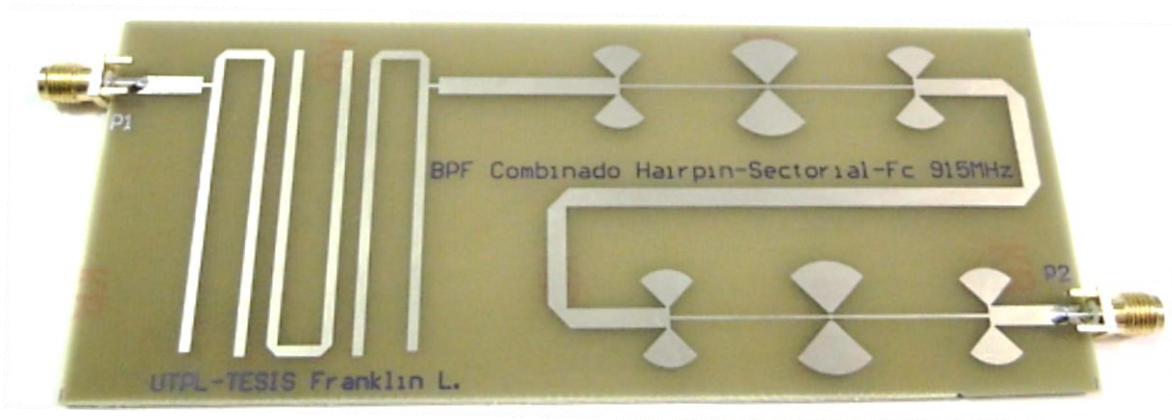


Figura 3.33 Implementación filtro 8 – Hairpin-sectorial 915MHz

Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.34, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

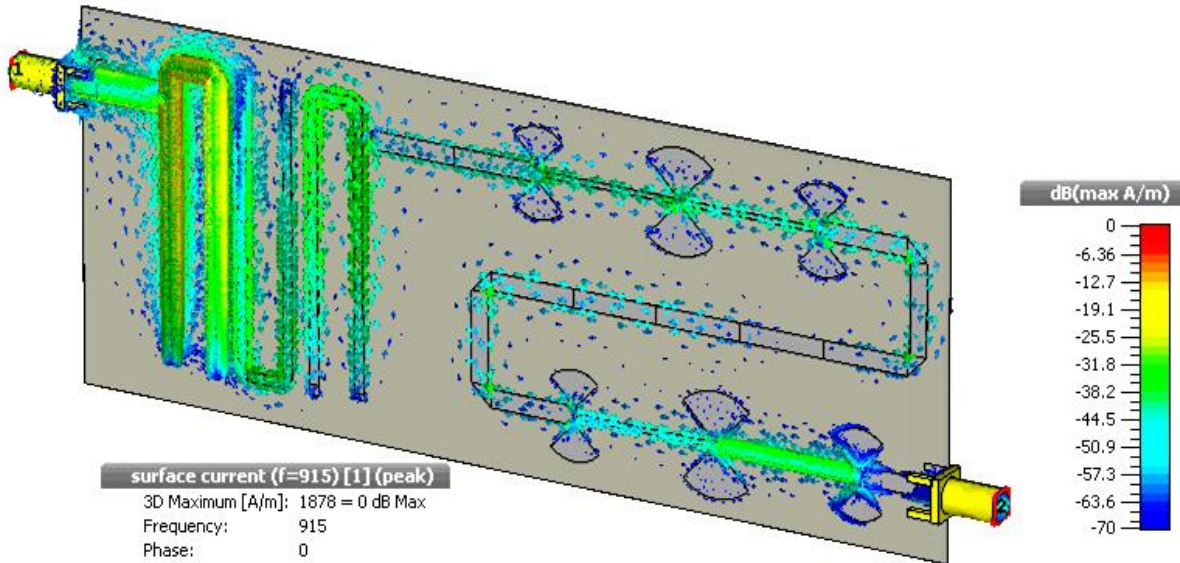


Figura 3.34 Distribución de corriente filtro 8 – Hairpin-sectorial 915MHz
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.35 ilustra los resultados de simulación vs medición, en donde la respuesta del filtro implementado se desplaza a frecuencias superiores, de lo que se puede destacar que la adaptación en la banda de paso es -9dB la cual se aproxima a la especificada -15dB, la frecuencia central se desplaza de 915MHz a 932MHz, se cumple la condición de atenuación en la banda de rechazo menor a -55dB a la frecuencia de 1057.7MHz y el ancho de banda obtenido es 34.7MHz ligeramente superior al especificado 30MHz. En la tabla 3.10 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

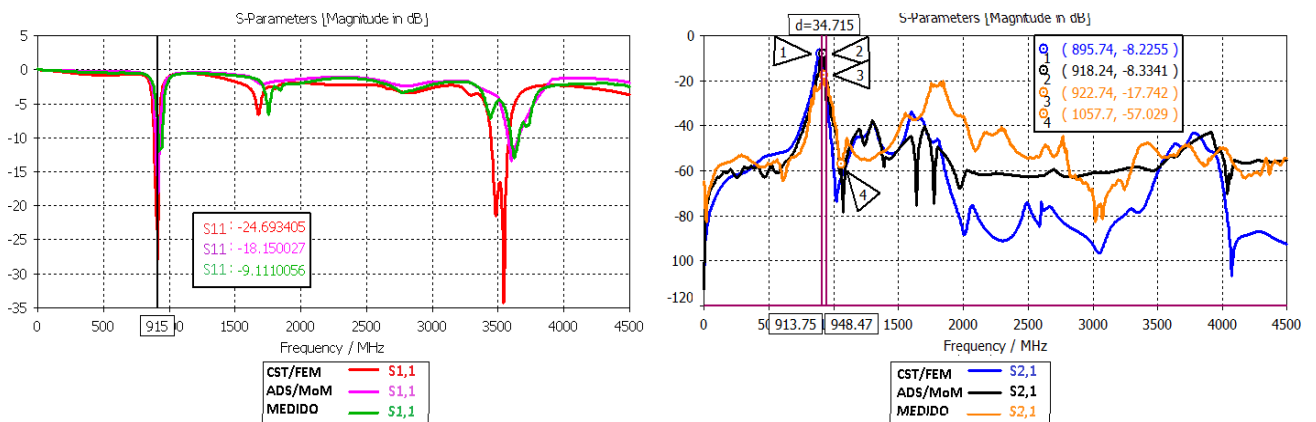


Figura 3.35 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 8
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.10 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 8

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de central f_0	931MHz	905MHz	895MHz	915MHz
Adaptación	-9dB	-18dB	-24dB	-15dB
Ancho de banda BW	34.7MHz	23MHz	44MHz	30MHz
Pérdidas de inserción	-17dB	-8.3dB	-8.2dB	-5dB
Atenuación a -50dB	1057.7MHz	1032MHz	1032MHz	1800MHz

Fuente: Elaboración propia

3.6.9 Filtro 9 combinado líneas acopladas-sectorial 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.36, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.37 se ilustra el prototipo implementado.

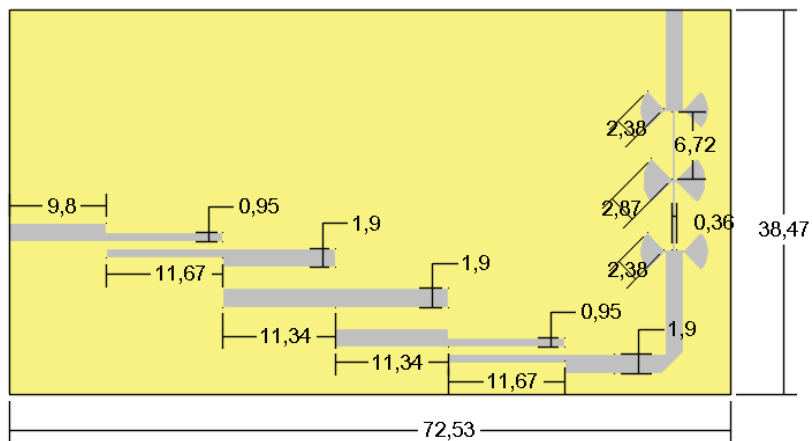


Figura 3.36 Dimensiones físicas en mm diseño final filtro 9 – líneas acopladas-sectorial 915MHz

Fuente: Elaboración propia

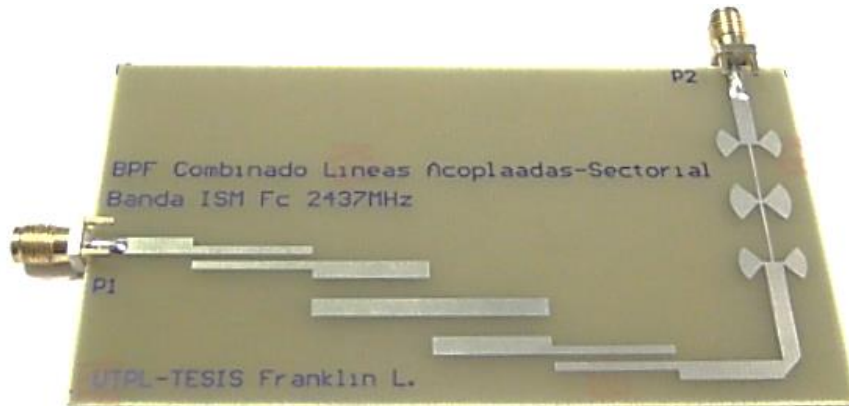


Figura 3.37 Implementación filtro 9 – líneas acopladas-sectorial 915MHz

Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.38, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2.

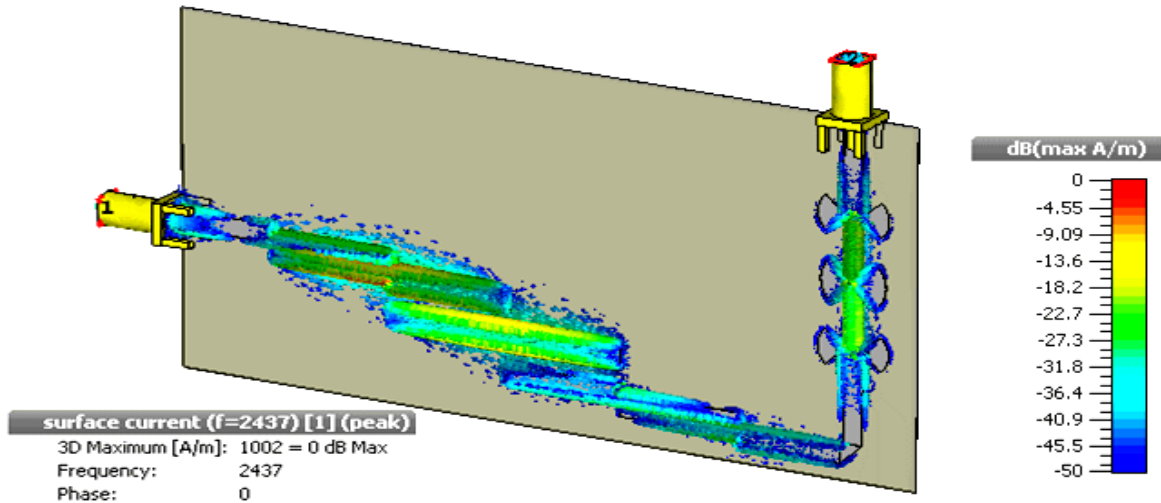


Figura 3.38 Distribución de corriente filtro 9 – líneas acopladas-sectorial 915MHz
 Fuente: Elaboración propia

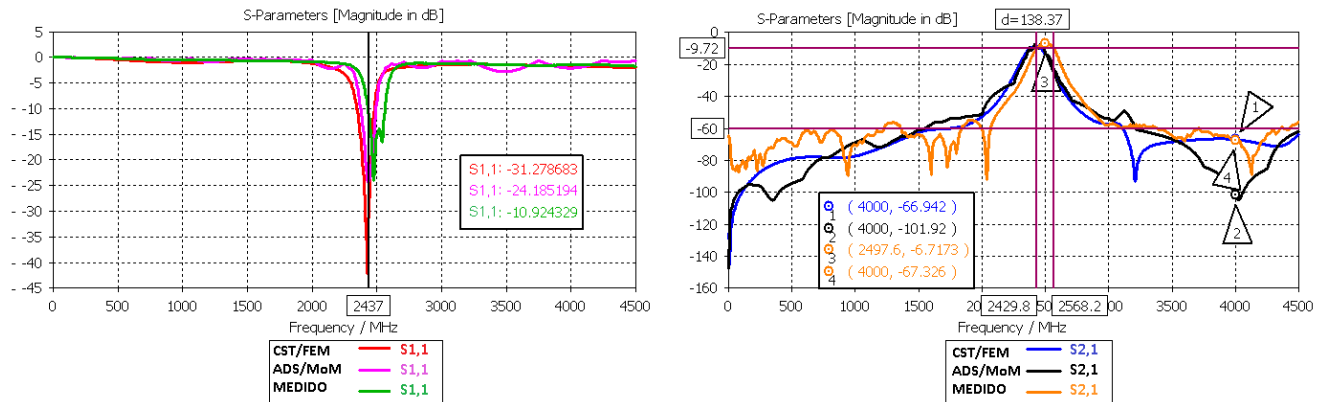


Figura 3.39 Respuesta en frecuencia simulado vs medido filtro 9
 Fuente: Elaboración propia

La figura 3.39 ilustra los resultados de simulación vs medición, de lo que se puede destacar que la adaptación en la banda de paso es -11dB la cual se aproxima a la especificada -15dB, la frecuencia central se desplaza ligeramente de 2437MHz a 2497MHz, en el parámetro de transmisión S21 las pérdidas de inserción incrementan 1.7dB, la atenuación en la banda de rechazo se logra conseguir mayor a lo especificado -67.3dB, y el ancho de banda se incrementa 58MHz. En la tabla 3.11 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

Tabla 3.11 Comparativa resultados simulado vs medido filtro 9

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia de central f_0	2497MHz	2434MHz	2418MHz	2437MHz
Adaptación	-11dB	-24.2dB	-31.3dB	-15dB
Ancho de banda BW	138.3MHz	109.8MHz	129.8MHz	80.42MHz
Pérdidas de inserción	-6.72dB	-7.18dB	-8.8dB	-5dB
Atenuación a 4000MHz	-67.3dB	-101dB	-50.6dB	-50dB

Fuente: Elaboración propia

3.6.10 Divisor Wilkinson 1, 915MHz.

La simulación de este dispositivo se hizo mediante AWR en análisis circuital y en simulación electromagnética. Solamente se utilizó CST debido a no poder contar con el empaquetado 604 del resistor en ADS momentum. El diseño final se muestra en la figura 3.40, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.41 se ilustra el prototipo implementado.

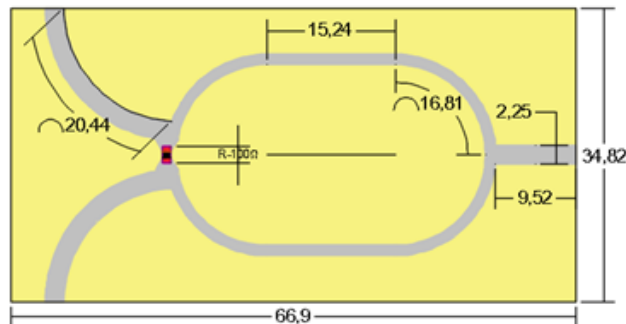


Figura 3.40 Dimensiones físicas en mm diseño final divisor Wilkinson 1, 915MHz

Fuente: Elaboración propia

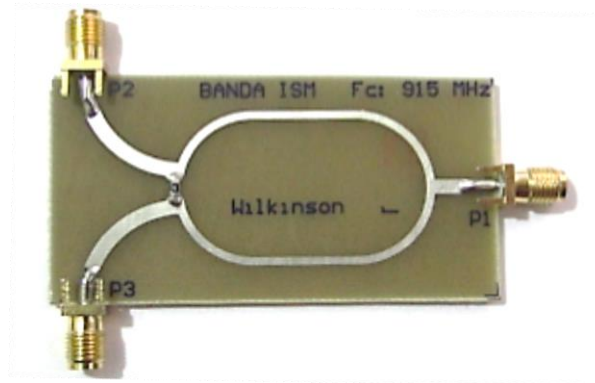


Figura 3.41 Implementación divisor Wilkinson 1, 915MHz

Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.42, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3.

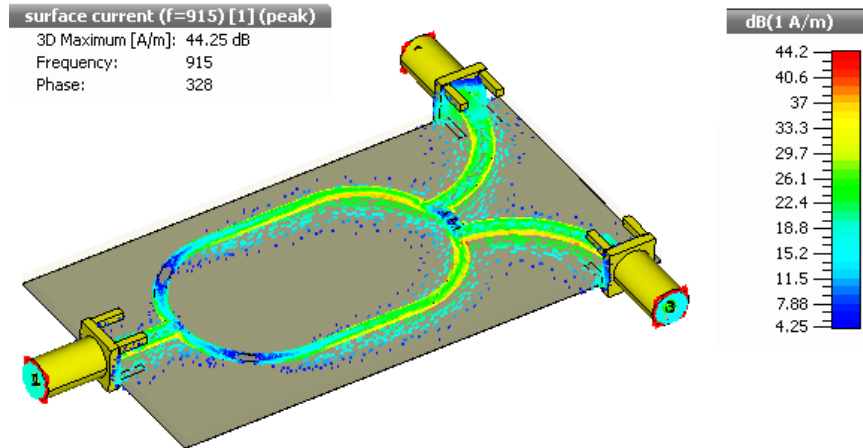


Figura 3.42 Distribución de corriente divisor Wilkinson 1, 915MHz
Fuente: Elaboración propia

Las figuras 3.43 y 3.44 ilustran los resultados de simulación y los medidos con VNA, en donde se aprecia una similitud de la respuesta en frecuencia en simulación y medición. Se puede destacar que posee dos frecuencias de resonancias, una en la banda de 915MHz y otra a tres octavas, esto debido a que son estructuras periódicas, en donde se observa un valor mínimo de aislamiento de -43dB alrededor de 2800MHz, los parámetros de adaptación y de transmisión en dicha banda se degradan. No obstante, en la banda de operación 900MHz el desempeño cumple con la condición de adaptación, el aislamiento entre los puertos posee un valor por debajo de -20dB, y en cuanto a la respuesta de transmisión parámetros S21 y S31 se consigue un reparto de potencia simétrico de -3.3dB, la frecuencia central se desplaza ligeramente de 915MHz a 914.15MHz y el ancho de banda obtenido cubre el rango de frecuencias de la banda ISM de 900MHz. En la tabla 3.12 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

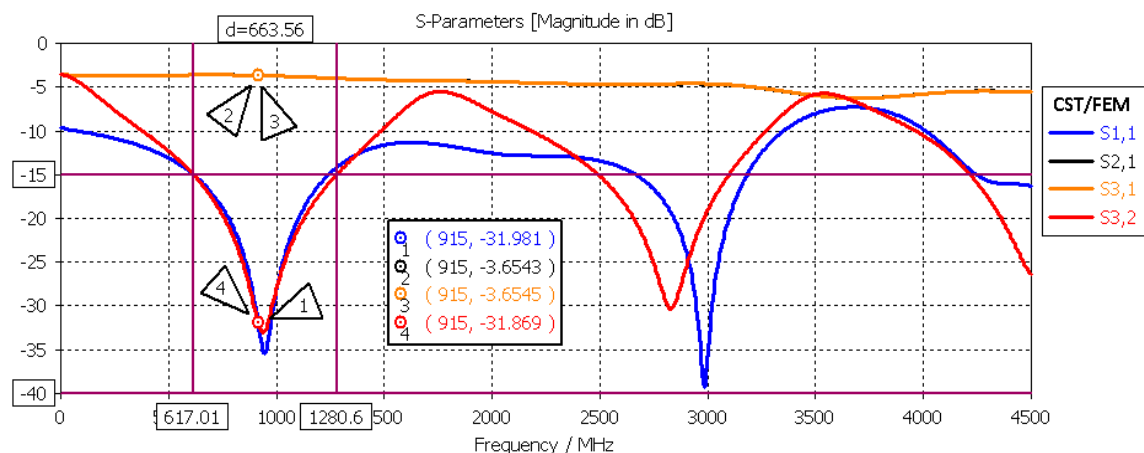


Figura 3.43 Parámetros S – Simulación CST Divisor Wilkinson 1
Fuente: Elaboración propia

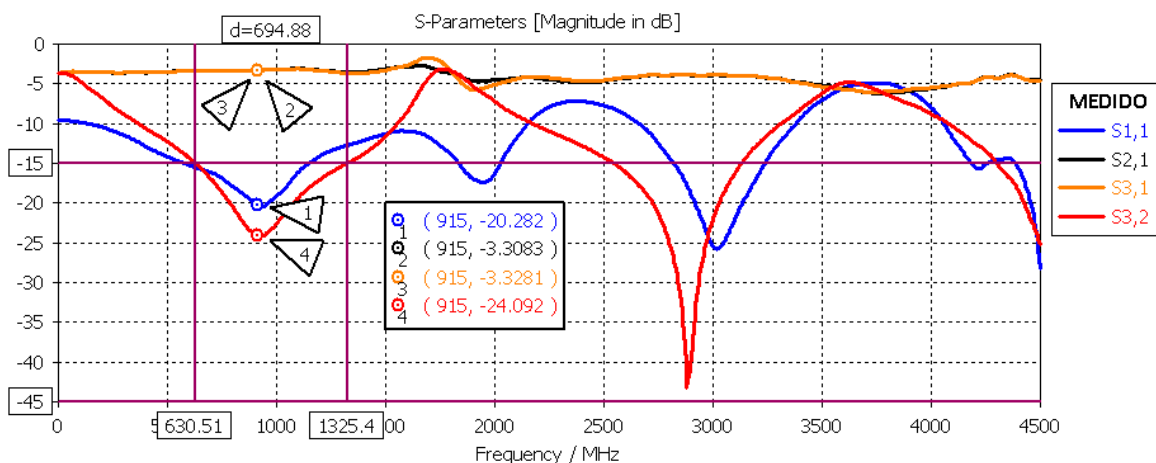


Figura 3.44 Parámetros S – medición divisor Wilkinson 1
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.12 Comparativa resultados simulado vs medido divisor Wilkinson 1

Parámetros	Medición	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	914.15MHz	889MHz	915MHz
Adaptación S11 a f_0	-20dB	-31.9dB	-15dB
Aislamiento S32 a f_0	-24dB	-31.8dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-3.3 / 3.3 dB	-3.3 / 3.3 dB	-3dB
Ancho de banda BW	694.89MHz	663.59MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	76%	74%	No especificado

Fuente: Elaboración propia

Debido a que este dispositivo implementado posee una resonancia mayor a tres octavas de 915MHz, se diseñó otro dispositivo solo con elementos curvos con la finalidad de mejorar el nivel de adaptación. En la figura 3.45 se muestra las dimensiones físicas que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.46 se ilustra el prototipo modificado.

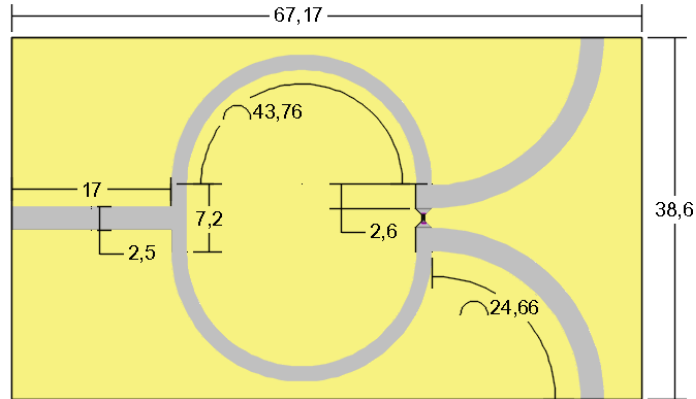


Figura 3.45 Dimensiones físicas en mm divisor Wilkinson 1, 915MHz modificado
Fuente: Elaboración propia

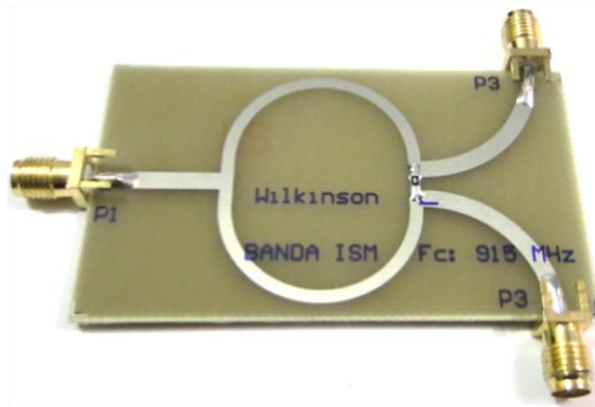


Figura 3.46 Implementación divisor Wilkinson 1, 915MHz modificado
Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.47, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3.

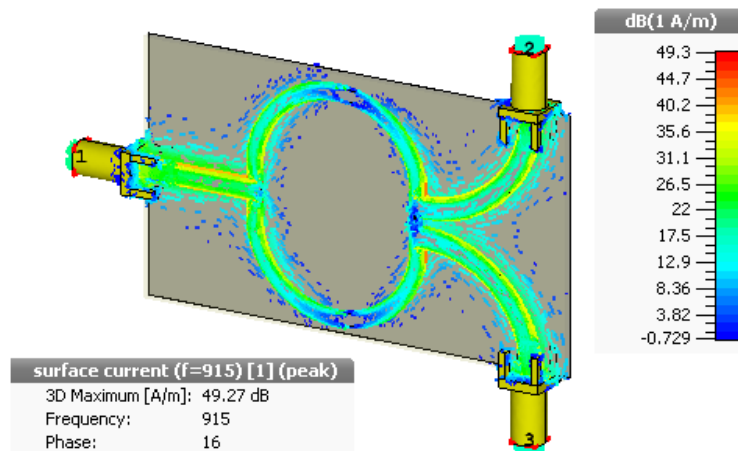


Figura 3.47 Distribución de corriente divisor Wilkinson 1, 915MHz modificado
Fuente: Elaboración propia

La figura 3.48 ilustra los resultados medidos con el VNA, en donde se aprecia una mejora en el parámetro de aislamiento con respecto al diseño anterior, se logra disminuir la resonancia a tres octavas de 915MHz, se cumple la condición de adaptación menor < -15 dB degrada ligeramente el coeficiente de reflexión S11, se reduce el ancho de banda, pero se mantiene el reparto de potencia simétrico en -3.2 dB y la frecuencia central se desplaza ligeramente 27MHz de la frecuencia de operación. En la tabla 3.13 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

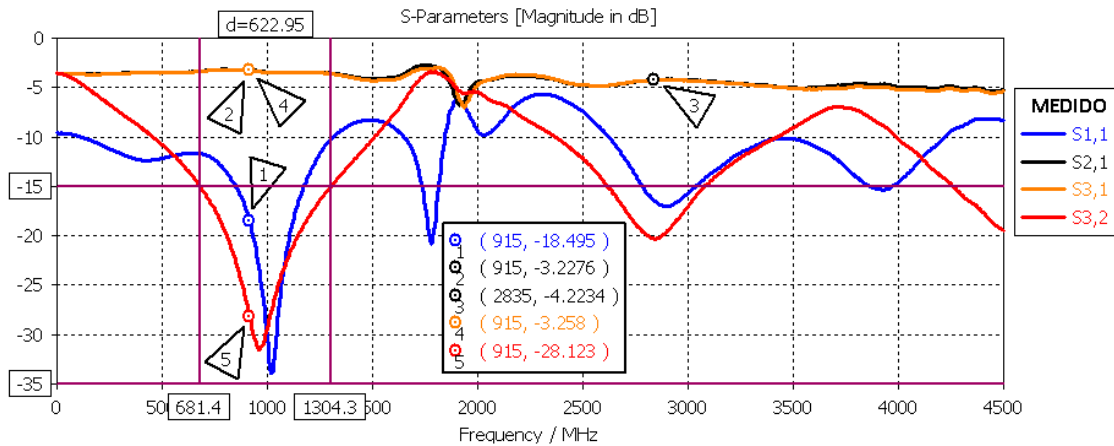


Figura 3.48 Parámetros S – medición divisor Wilkinson 1 modificado
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.13 Comparativa resultados Wilkinson 1 vs Wilkinson 1 modificado

Parámetros	Medición diseño 1	Medición diseño 2	Especificaciones
Frecuencia central f_0	914.15MHz	942.7MHz	915MHz
Adaptación S11 a f_0	-20dB	-18.5dB	-15dB
Aislamiento S32 a f_0	-24dB	-28.1dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-3.3 / 3.3 dB	-3.2 / -3.2 dB	-3dB
Ancho de banda BW	694.89MHz	622.9MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	76%	66%	No especificado

Fuente: Elaboración propia

3.6.11 Divisor Wilkinson 2, 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.49, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.50 se ilustra el prototipo implementado. La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.51, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 2 y 3.

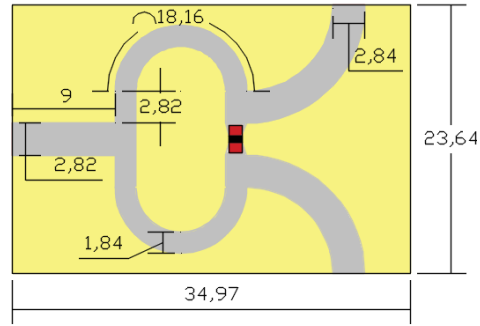


Figura 3.49 Dimensiones físicas en mm diseño final divisor Wilkinson 2, 2437MHz

Fuente: Elaboración propia

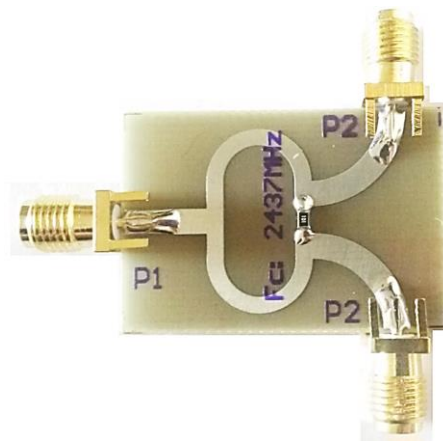


Figura 3.50 Implementación divisor Wilkinson 2, 2437MHz

Fuente: Elaboración propia

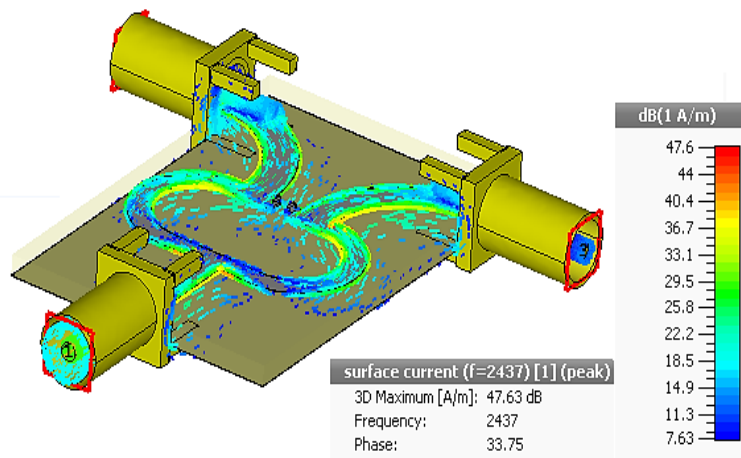


Figura 3.51 Distribución de corriente divisor Wilkinson 2, 2437MHz

Fuente: Elaboración propia

Las figuras 3.52 y 3.53 ilustran los resultados de simulación y medición, en donde se aprecia que la respuesta del prototipo implementado se desplaza a frecuencias inferiores de lo que se puede destacar que el parámetro de aislamiento es menor a -25dB, el reparto de

potencia se consigue de manera equitativo alrededor de -3dB, la adaptación en la banda de trabajo es -11dB la cual se aproxima a la especificada -15dB, la frecuencia de central se desplaza 200MHz y el ancho de banda obtenido permite cubrir el rango de frecuencias de interés en la banda ISM de 2.4GHz. En la tabla 3.14 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

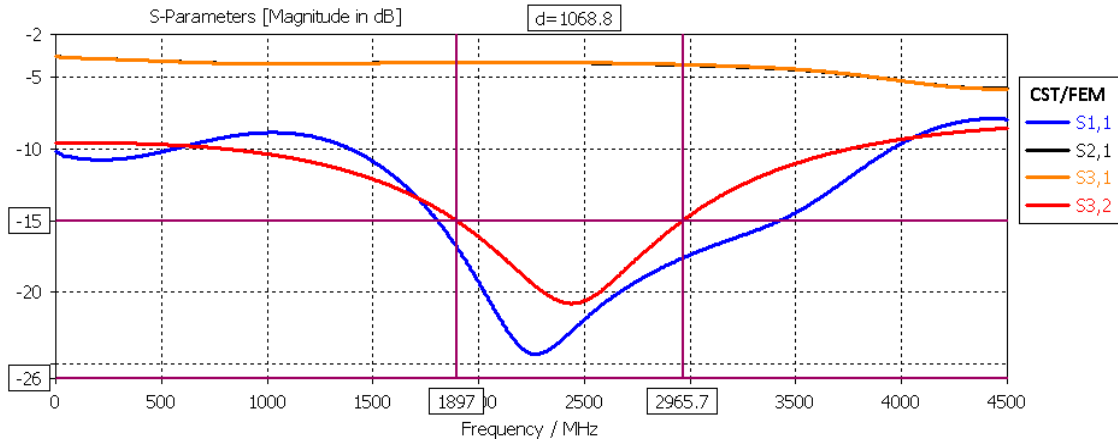


Figura 3.52 Parámetros S – simulación divisor Wilkinson 2
Fuente: Elaboración propia

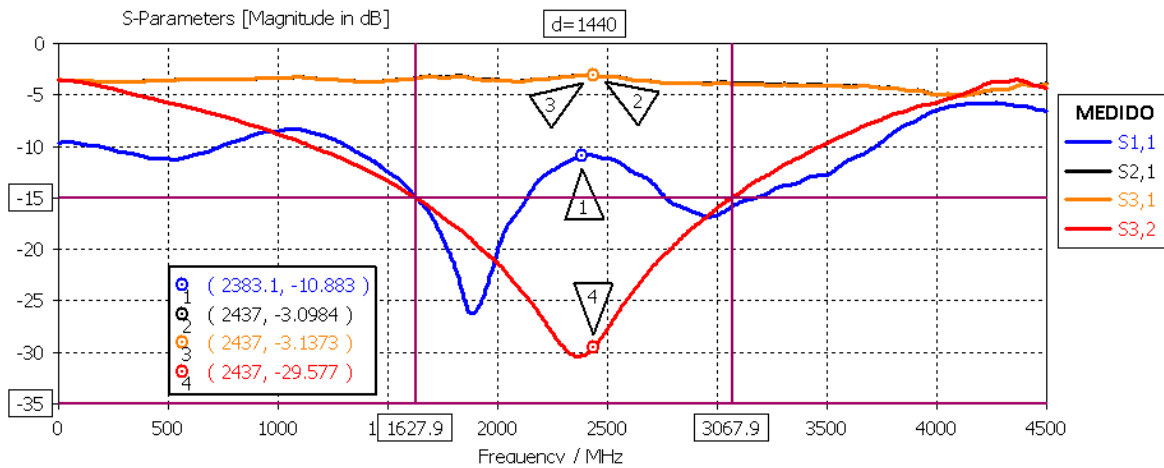


Figura 3.53 Parámetros S – medición divisor Wilkinson 2
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.14 Comparativa resultados simulado vs medido divisor Wilkinson 2

Parámetros	Medición	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	2234.8MHz	2371.9MHz	915MHz
Adaptación S11 a f_0	-11dB	-23dB	-15dB
Aislamiento S32 a f_0	-29dB	-21.8dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-3.01/-3.13 dB	-3.7/-3.7 dB	-3dB
Ancho de banda BW	1440MHz	1068.7MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	64.4%	45%	No especificado

Fuente: Elaboración propia

3.6.12 Acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.54, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.55 se ilustra el prototipo implementado. La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.56, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3, en tanto la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 4 es muy débil dejándolo aislado.

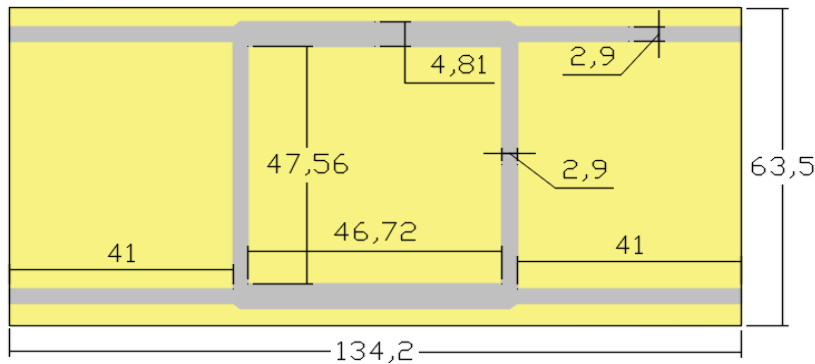


Figura 3.54 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz
Fuente: Elaboración propia



Figura 3.55 Implementación acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz
Fuente: Elaboración propia

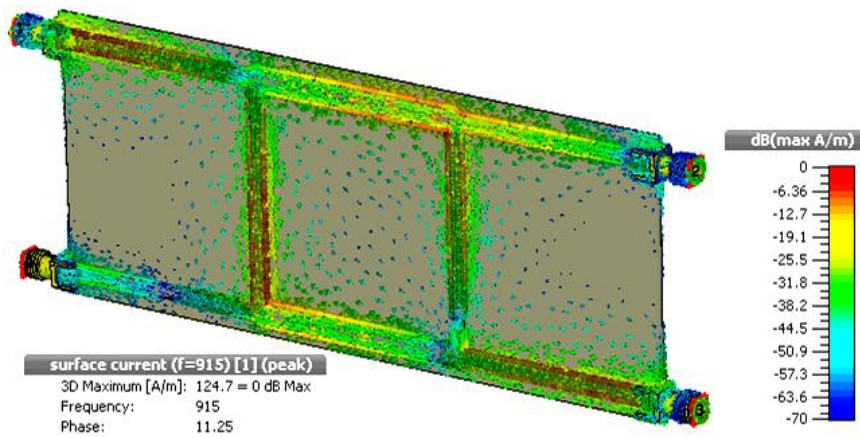


Figura 3.56 Distribución de corriente acoplador 1 híbrido 90°, 915MHz
Fuente: Elaboración propia

Las figuras 3.57 y 3.58 ilustran los resultado de simulación y los medidos con el VNA, en donde la respuesta del dispositivo implementado se desplaza a frecuencias inferiores, de lo que se puede destacar que la condición de adaptación y aislamiento en la banda de trabajo es -10dB próximo a la especificada -15dB, el reparto de potencia es simétrico alrededor de -4dB y ancho de banda obtenido es 268.97MHz logrando cubrir la banda ISM 900MHz. En la tabla 3.15 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

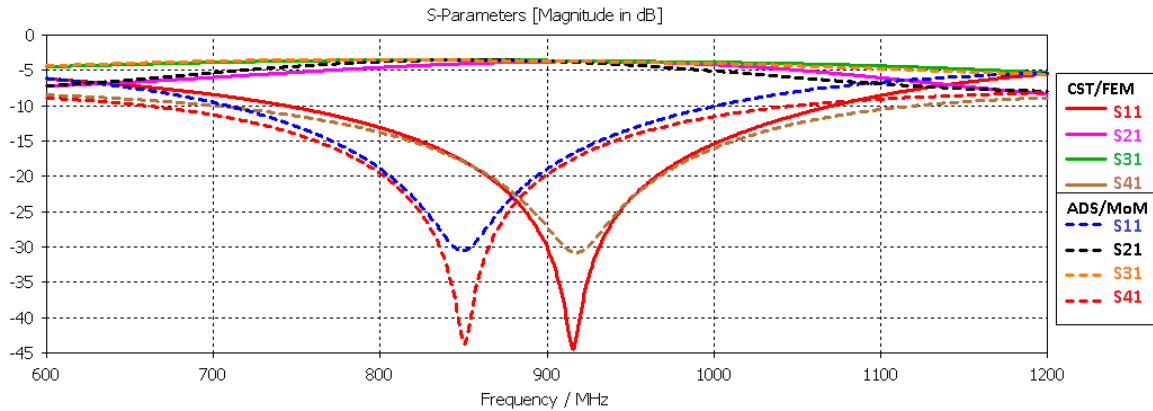


Figura 3.57 Parámetros S – simulación acoplador 1 híbrido 90°
Fuente: Elaboración propia

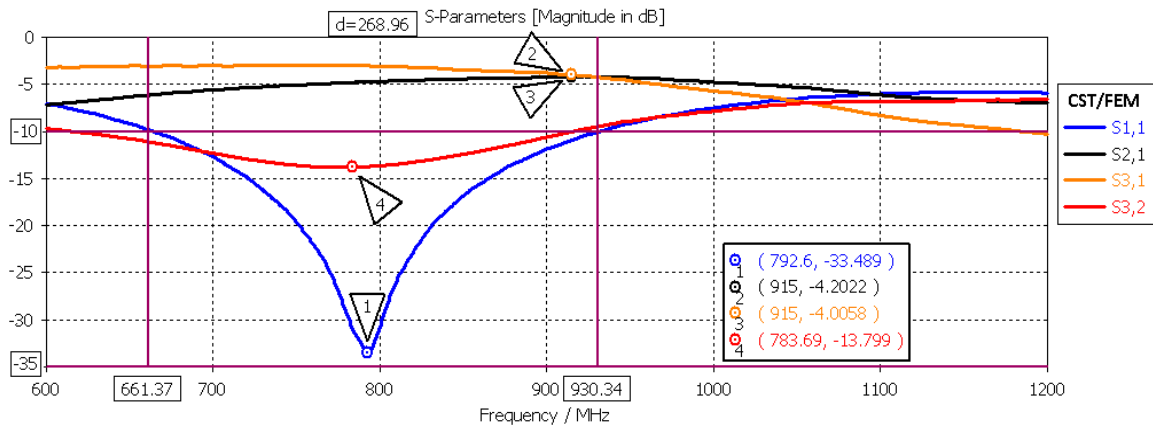


Figura 3.58 Parámetros S – medición acoplador 1 híbrido 90°
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.15 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 1 híbrido 90°

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	784.4MHz	911MHz	846MHz	915MHz
Adaptación S11 a f_0	-10dB	-16dB	-44dB	-15dB
Aislamiento S41a f_0	-10dB	-17dB	-30dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-4.2/-4 dB	-3.8/-3.6 dB	-3.7/-3.6 dB	-3dB
Ancho de banda BW	268.97MHz	192MHz	176.4MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	34.3%	21.1%	20.85%	No especificado

Fuente: Elaboración propia

Se debe recalcar que este dispositivo se implementó usando métodos tradicionales planchado y ataque químico.

3.6.13 Acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.59, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.60 se ilustra el prototipo implementado.

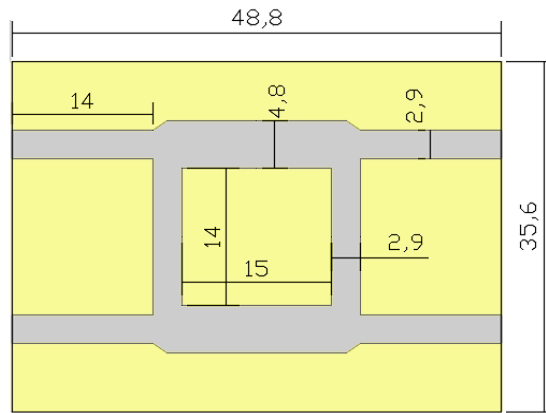


Figura 3.59 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz

Fuente: Elaboración propia

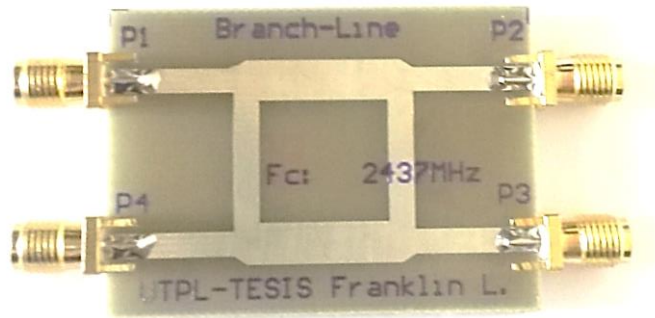


Figura 3.60 Implementación acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz

Fuente: Elaboración propia

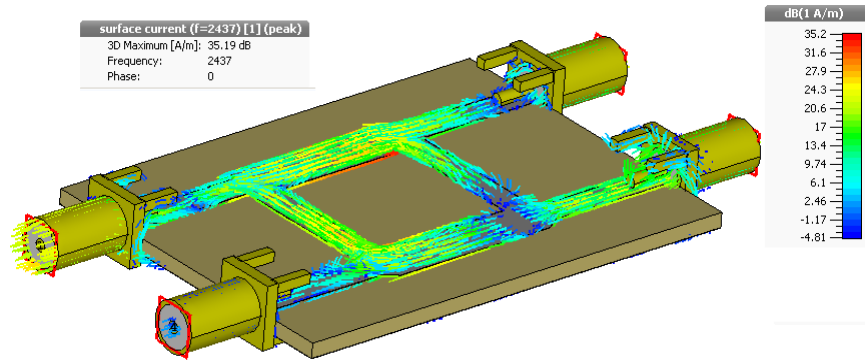


Figura 3.61 Distribución de corriente acoplador 2 híbrido 90°, 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.61, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3, en tanto la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 4 es muy débil dejándolo aislado.

Las figuras 3.62 y 3.63 ilustran los resultados de simulación y los medidos, en donde la respuesta del filtro implementado se desplazada ligeramente a frecuencias superiores, de lo que se puede destacar que se cumple con la especificación de aislamiento parámetro S41 menor a -15dB, se consigue un reparto de potencia ligeramente asimétrico alrededor de -3dB en los parámetros de transmisión S21 y S31, la adaptación a la frecuencia de operación es -13.8dB próxima a la especificada -15dB y el ancho de banda obtenido es 495MHz el cual permite cubrir el rango de frecuencias de interés en la banda ISM de 2.4GHz. En la tabla 3.16 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

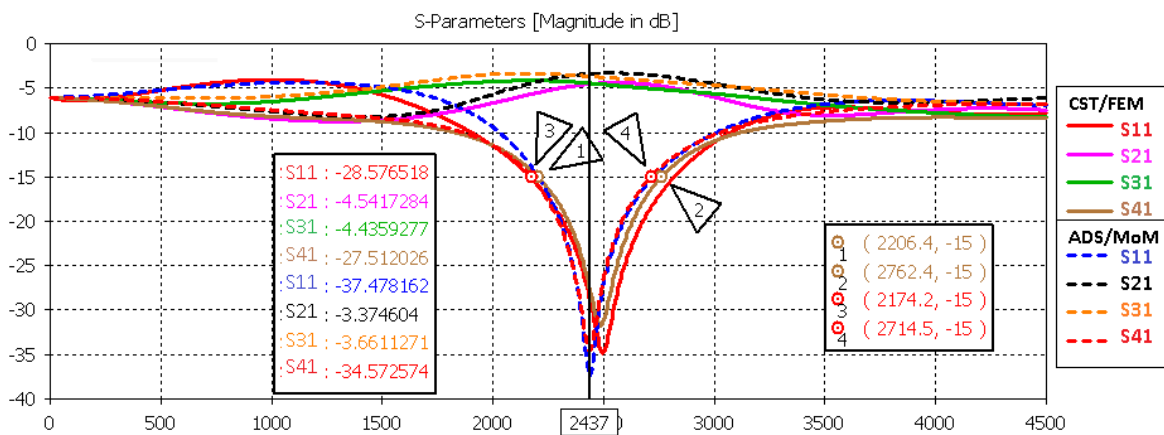


Figura 3.62 Parámetros S – simulación acoplador 2 híbrido 90°
Fuente: Elaboración propia

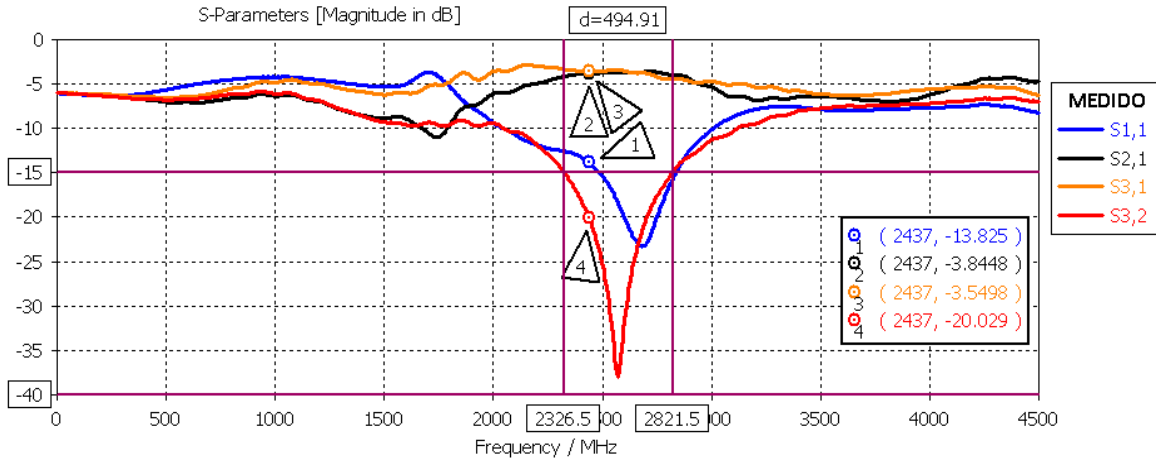


Figura 3.63 Parámetros S – simulación acoplador 2 híbrido 90°
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.16 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 2 híbrido 90°

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	2562MHz	2429.4MHz	2468.8MHz	2437MHz
Adaptación S11 a f_0	-13.8dB	-37.4dB	-28.5dB	-15dB
Aislamiento S41a f_0	-20dB	-27.5dB	-34.5dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-3.8/-3.5 dB	-3.4/-3.7 dB	-4.5/-4.4 dB	-3dB
Ancho de banda BW	495MHz	540.3MHz	556MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	19.32%	22.24%	22.52 %	No especificado

Fuente: Elaboración propia

3.6.14 Acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.64, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.65 se ilustra el prototipo implementado.

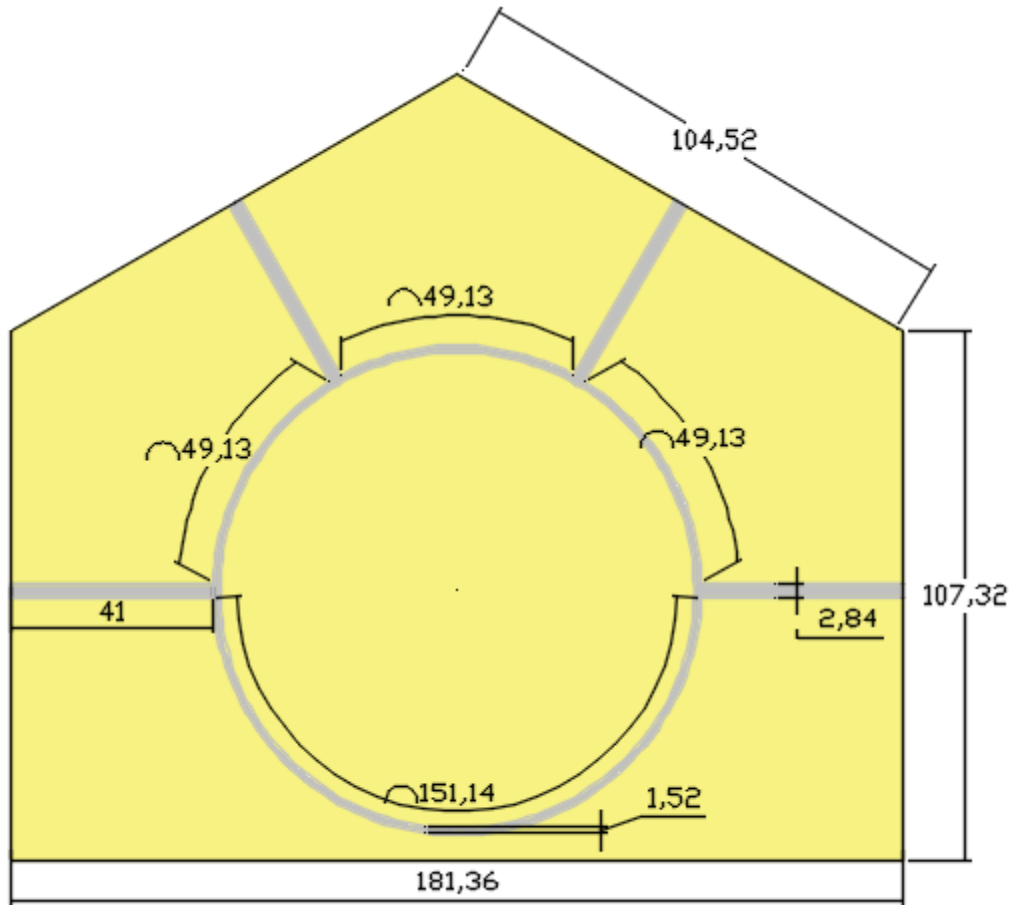


Figura 3.64 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz
 Fuente: Elaboración propia

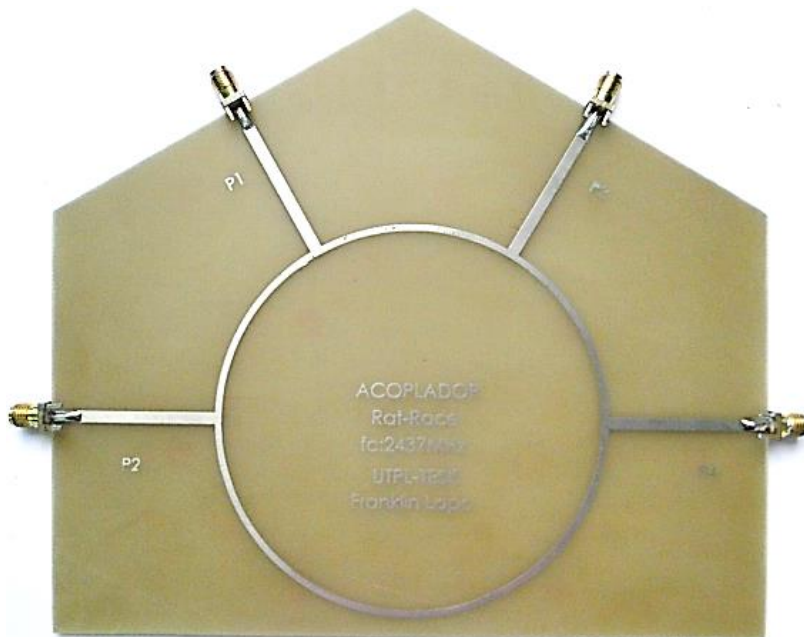


Figura 3.65 Implementación acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz
 Fuente: Elaboración propia

La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.66, donde se aprecia que a la frecuencia de 915MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3, en tanto la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 4 es muy débil dejándolo aislado.

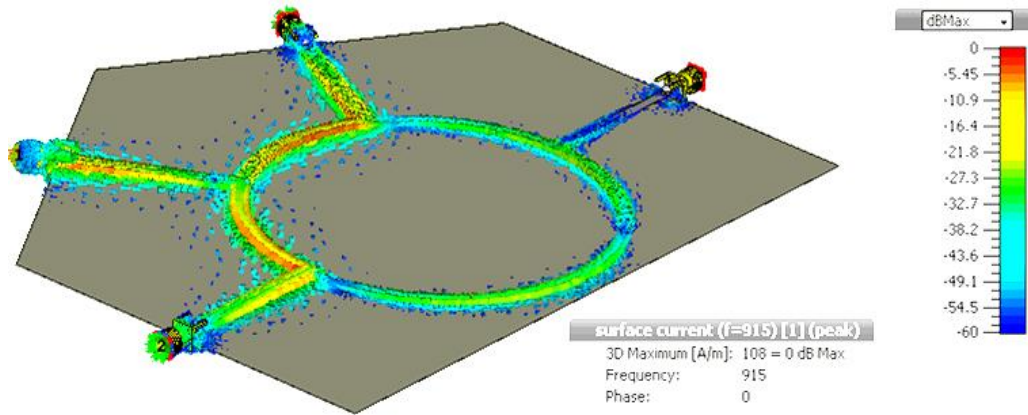


Figura 3.66 Distribución de corriente acoplador 3 híbrido 180°, 915MHz
Fuente: Elaboración propia

Las figuras 3.67 y 3.68 ilustran los resultados de simulación y los medidos, en donde la respuesta del dispositivo implementado se desplaza a frecuencias inferiores, de lo que se puede destacar que se cumple con la especificación de aislamiento menor a -15dB, se consigue un reparto de potencia ligeramente a simétrico alrededor de -3dB en los parámetros de transmisión S21 y S31, la adaptación a la frecuencia de operación se logra conseguir menor a -15dB y el ancho de banda obtenido es 394MHz el cual permite cubrir el rango de frecuencias de interés en la banda ISM de 900MHz. En la tabla 3.17 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

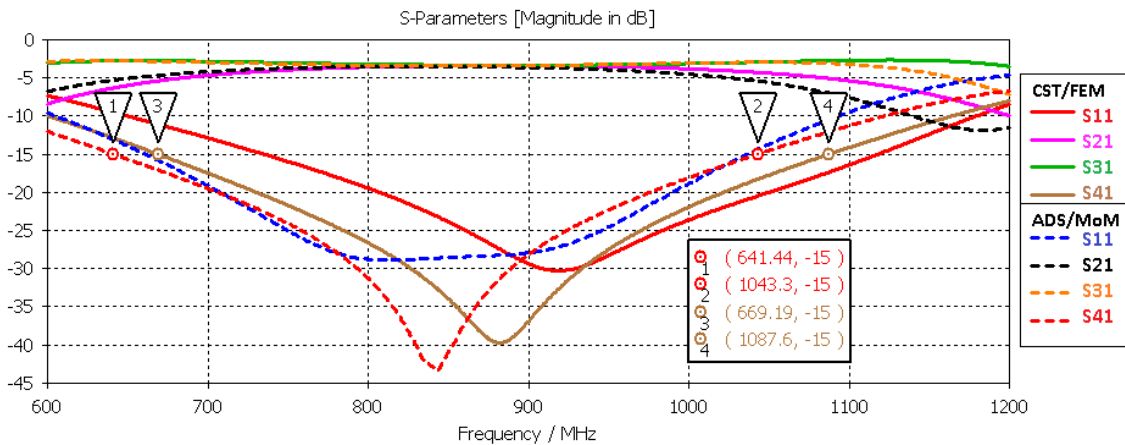


Figura 3.67 Parámetros S – medición acoplador 3 híbrido 180°
Fuente: Elaboración propia

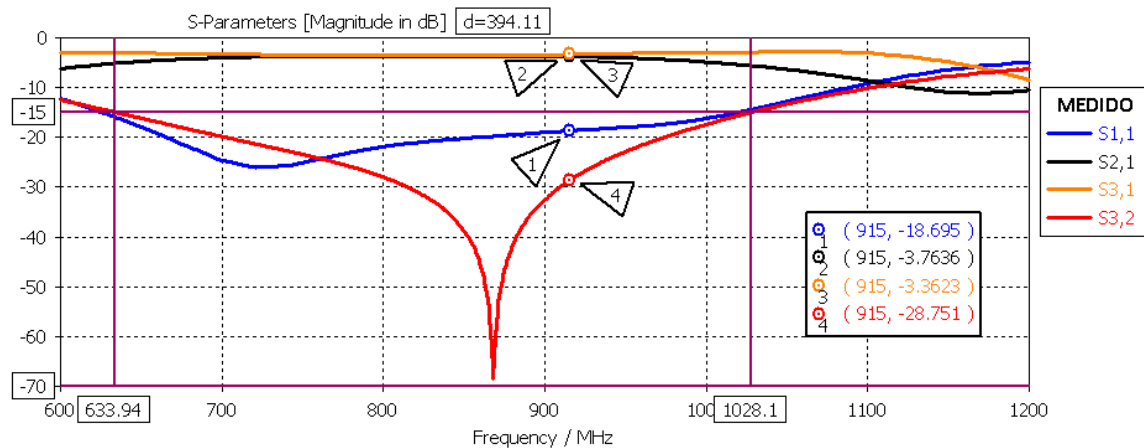


Figura 3.68 Parámetros S – medición acoplador 3 híbrido 180°
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.17 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 3 híbrido 180°

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	807.3MHz	853.1MHz	818.1MHz	915MHz
Adaptación S11 a f_0	-18.7dB	-22dB	-25dB	-15dB
Aislamiento S41a f_0	-20dB	-24dB	-27dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-3.7/-3.3 dB	-3.4/-3.7 dB	-4.5/-4.4 dB	-3dB
Ancho de banda BW	394MHz	418.4MHz	401.9MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	48.82%	49.04%	49.12%	No especificado

Fuente: Elaboración propia

Se debe recalcar que este dispositivo se implementó usando métodos tradicionales planchado y ataque químico.

3.6.15 Acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz.

El diseño final se muestra en la figura 3.69, cuyas dimensiones físicas son las que señalan el diseño optimizado, y en la figura 3.70 se ilustra el prototipo implementado. La distribución de corriente de superficie se ilustra en la figura 3.71, donde se aprecia que a la frecuencia de 2437MHz se obtiene una correcta distribución de corriente que valida la transferencia de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3, en tanto la transferencia de potencia del puerto 1 al puerto 4 es muy débil dejándolo aislado.

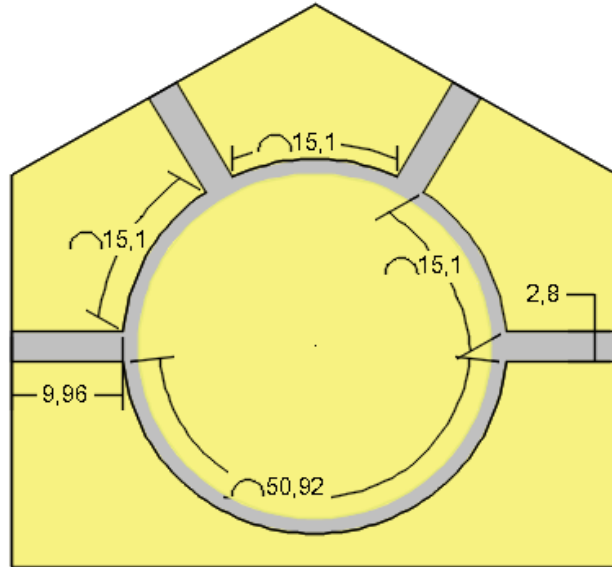


Figura 3.69 Dimensiones físicas en mm diseño final acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz
 Fuente: Elaboración propia

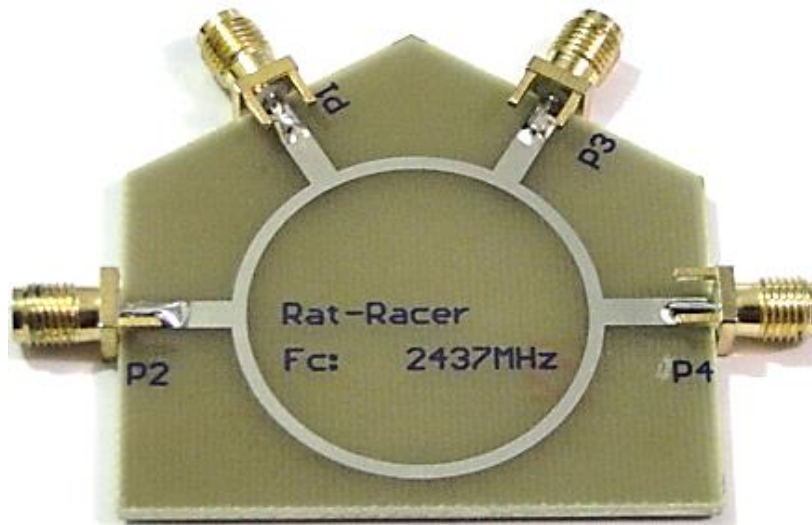


Figura 3.70 Implementación acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz
 Fuente: Elaboración propia

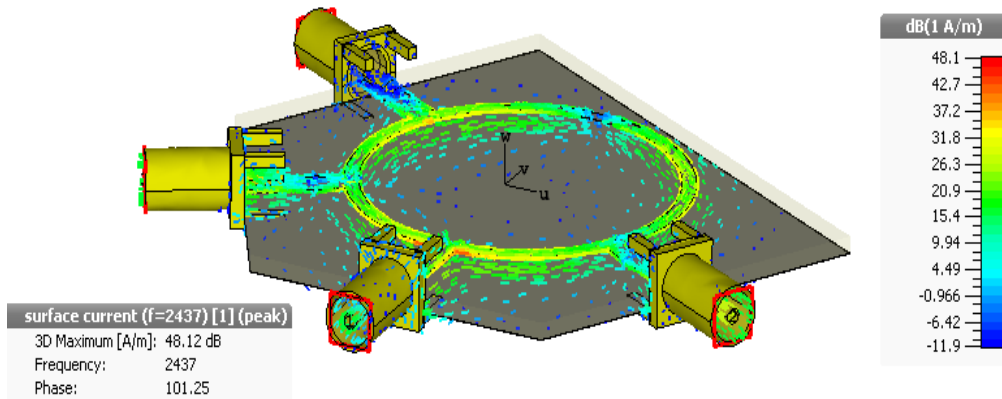


Figura 3.71 Distribución de corriente acoplador 4 híbrido 180°, 2437MHz
Fuente: Elaboración propia

Las figuras 3.72 y 3.73 ilustran los resultados de simulación y los medidos, de lo que se puede destacar que se consigue un aislamiento menor a -30dB, el reparto de potencia es casi simétrico alrededor de -3dB en los parámetros de trasmisión S21 y S31, se obtiene una adaptación menor a -15dB, el ancho de banda obtenido es del 46.98% el cual permite cubrir el rango de frecuencias de interés banda ISM de 2.4GHz. En la tabla 3.18 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos.

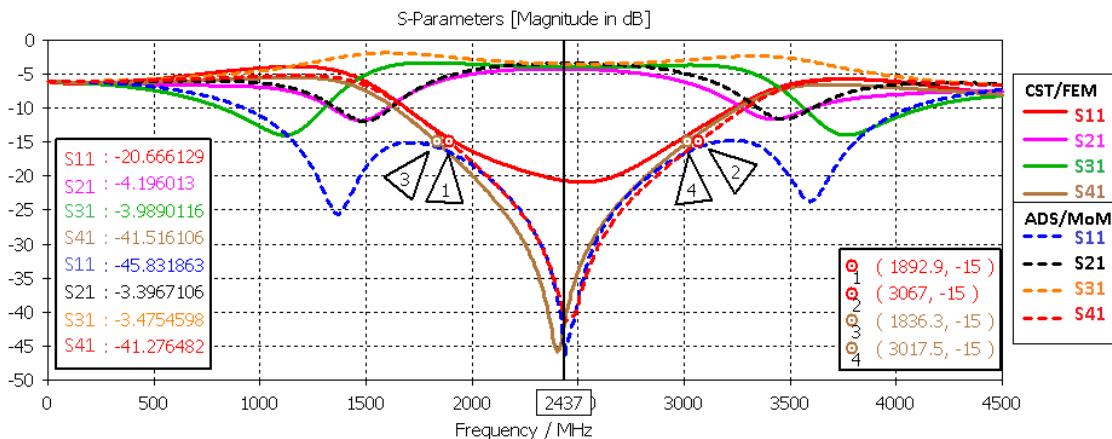


Figura 3.72 Parámetros S – simulación acoplador 4 híbrido 180°
Fuente: Elaboración propia

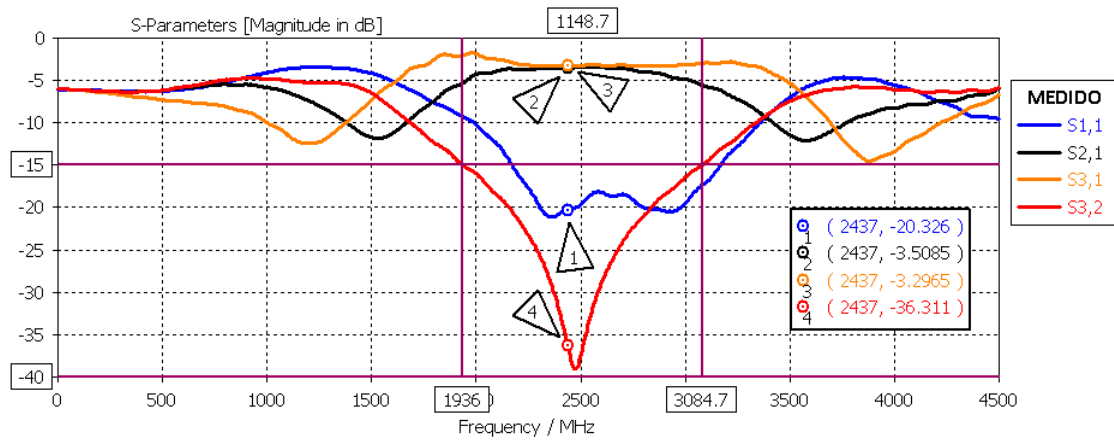


Figura 3.73 Parámetros S – medición acoplador 4 híbrido 180°
Fuente: Elaboración propia

Tabla 3.18 Comparativa resultados simulado vs medido acoplador 4 híbrido 180°

Parámetros	Medición	ADS/ MoM	CST/FEM	Especificaciones
Frecuencia central f_0	2443MHz	2409MHz	2354MHz	2437MHz
Adaptación S11 a f_0	-20.3dB	-41.8dB	-20.6dB	-15dB
Aislamiento S41a f_0	-36.3dB	-41.2dB	-41.5dB	-15dB
Transmisión (S21 / S31) a f_0	-3.5/-3.2 dB	-3.4/-3.5 dB	-4.1/-3.9 dB	-3dB
Ancho de banda BW	1148.7MHz	1174.1MHz	1181.2MHz	No especificado
Ancho de banda fraccional	46.98%	48.73%	50.18%	No especificado

Fuente: Elaboración propia

CONCLUSIONES

Finalmente, después de cumplir los objetivos propuestos, la investigación y ejecución del trabajo de fin de titulación, se extraen las siguientes conclusiones.

- El trabajo se ha centrado en el diseño, simulación e implementación de 9 filtros, 2 divisores de potencia Wilkinson y 4 acopladores híbridos para las bandas ISM de 900MHz y 2.4GHz.
- La simulación a través de los métodos MOM y FEM son adecuados para estructuras planas como la microcinta proporcionando una correcta estimación del desempeño del prototipo a implementar.
- Los resultados obtenidos se aproximan a los esperados sabiendo de antemano que los dispositivos diseñados usan elementos de un cuarto de longitud de onda los cuales son muy sensibles a variaciones en frecuencia.
- Los filtros paso bajo implementados destacan el coeficiente de reflexión promedio de -19dB, la atenuación promedio en la banda de rechazo es -54.8dB que equivale a atenuar 300000 veces la potencia de entrada.
- Los filtros paso banda implementados destacan el coeficiente de reflexión promedio de -15dB, la atenuación promedio en la banda de rechazo es de -56dB que equivale a atenuar 400000 veces la potencia de entrada.
- Los divisores de potencia Wilkinson y acopladores direccionales destacan el coeficiente de reflexión promedio de -15dB, el coeficiente de aislamiento promedio de -23dB y el reparto de potencia promedio -3.5dB y -3.4dB.
- Destacamos el filtro paso bajo topología saltos de impedancia el cual posee un coeficiente de reflexión de -25dB, la atenuación en la banda de rechazo es de -61.98dB y la frecuencia de corte es 2504MHz, próxima a la esperada 2437MHz.
- Destacamos el acoplador 4 híbrido 180° el cual posee un coeficiente de reflexión de -20.3dB, el coeficiente de aislamiento de -36.3dB, el reparto de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3 es ligeramente asimétrico -3.5dB y -3.2dB respectivamente, el

ancho de banda es de 1148.7MHz y la frecuencia central es 2443MHz, próxima a la esperada 2437MHz.

- El sustrato FR-4 influye en el desempeño de elementos pasivos de microondas debido a una tangente de pérdidas alta, y al bajo valor de la constante dieléctrica
- No se puede confiar en los valores nominales de constante dieléctrica para sustratos FR-4 por lo que es necesario caracterizar la constante dieléctrica en altas frecuencias.
- Las pérdidas de inserción se incrementan en proporción del tamaño del dispositivo, en tanto las pérdidas de retorno sufren leves variaciones.

RECOMENDACIONES

De la experiencia al realiza el diseño de estos dispositivos se extraen las siguientes recomendaciones.

- En la simulación se debe tener especial cuidado en el mallado implementado, siendo adecuado un refinamiento adaptativo con un valor de umbral de error de 0.01 para los parámetros S y máximo número de pasos iterativos de 20.
- Se recomienda que la caracterización del sustrato FR-4 sea mediante métodos más sofisticados al empleado en el presente trabajo, con la finalidad de obtener resultados más precisos.
- La implementación en microcinta de elementos pasivos de microondas debe ser lo más precisa a las dimensiones obtenidas en el diseño, para obtener resultados próximos a los esperados.
- Es recomendable incluir conectores en la simulación para obtener mejores resultados que se aproximan a los prototipos implementados.
- Se debe de realizar correctas soldaduras para no perturbar el funcionamiento del dispositivo.
- La calibración del VNA se debe realizar con especial cuidado manipulando con precaución los componentes del kit de calibración, con el fin de evitar daños irreparables a los mismos.
- Para mejorar el ancho de banda en divisores de potencia Wilkinson y acopladores híbridos se puede realizar mediante etapas en cascada.
- Para la simulación electromagnética es recomendable realizar en un ordenador de al menos 6GB de RAM y procesador con características de un Intel Core-i3 o superior.

TRABAJOS FUTUROS

En base a este trabajo se propone las siguientes líneas de investigación.

- Diseñar, implementar y analizar la influencia de cajas metálicas que brinden protección a este tipo de elementos pasivos en microcintas.
- Implementar filtros miniaturizados de orden elevado utilizando técnicas fractales.
- Implementar divisores de potencia miniaturizados en cascada utilizando sustratos con una constante dieléctrica alta.
- Proponer escenarios reales para la aplicación de dispositivos pasivos de microondas.
- Desarrollar prácticas de laboratorio para la enseñanza y aprendizaje en sistemas de radiofrecuencia y microondas.

REFERENCIAS

- [1] E. G. San Román Castillo, P. R. Castillo Aranibar, M. G. Sotomayor Polar, L. V. Gonzales Fuentes y E. Zenteno Bolaños, Aplicaciones y Teoría de Ingeniería de Microondas, Primera ed., Iniciativa Latinoamericana de Libros de Texto Abiertos (LATIn), 2014, p. 108.
- [2] M. F. Bataller y A. V. Nogueira, «Antenas,» [En línea]: http://www.upv.es/antenas/Tema_1/segunda_guerra_mundial.htm.
- [3] I. LLamas Garro, «Lineas de Transmision para Microondas en Comunicaciones Inalámbricas».
- [4] J. A. Brava y A. J. Sanz, «Técnicas de Diseño de Amplificadores en Microondas,» 1999.
- [5] N. Rey, «Principios de Electrónica para Altas Frecuencias,» [En línea]: <http://www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/Informe.pdf>.
- [6] V. E y E. Boria, Lineas de Transmición, Editorial de la Universidad Politécnica de Valencia, 2012.
- [7] D. Almeida Galárraga, Topologías de Divisores de Potencia Wilkinson para Frecuencias Duales, U. d. C. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Ed., Trabajo de fin de master, 2012.
- [8] J. Cagigas Ibañez, Trabajo de Fin de Master, Circuitos de Banda Ancha en Ondas Milimétricas, Universidad de Cantabria, 2012.
- [9] E. Holzman, Essentials of RF and Microwave Grounding, Artech House, Inc., 2006.
- [10] L. G. Maloratsky, Passive RF & Microwave Integrated Circuits, Elsevier., 2004.
- [11] J. M. Miranda Pantoja, J. L. Sebastián, M. Sierra y J. Margineda, Ingeniería de Microondas Técnicas Experimentales, Madrid: Pearson Education S.A., 202.

- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [13] R. Jenkins, Y. Xu, R. Roy, K. Harris, S. Jenkins y N. Mead, «Comparison of Software Tools For The Desig Of Microwave Components,» [En línea]: <http://www.armms.org/media/uploads/1335467278.pdf>.
- [14] I. T. Torres, «Evaluaciòn del Rendimiento del Estàndar IEEE 802.15.4 (ZIGBEE) en Entornos de Interferencia,» Riobamba Ecuador, 2011.
- [15] . J. Coonrod, «FR-4 Versus High Frequency Laminates,» *Microwave Journal* , 2010. [En línea]: <http://www.microwavejournal.com/blogs/1-rog-blog/post/16662-fr-4-versus-high-frequency-laminates>.
- [16] . J. Coonrod, «Should You Be Using a High-Frequency Laminate Instead of FR4?,» *The PCB Magazine*, 2011.
- [17] E. Sayre, M. Baxter y J. Chen, «Limits of FR-4 in High-Speed Designs,» *North East System Associates "NESAS"*.
- [18] D. Segovia Vargas y L. E. García Castillo, «Microondas y Circuitos de Alta Frecuencia, Tema 7 Filtros de Microondas,» 2009. [En línea]: http://ocw.uc3m.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones/microondas-y-circuitos-de-alta-frecuencia/temas/filtros_2009.pdf.
- [19] E. Sàncchez, «Ideas Bàsicas sobre Filtros,» [En línea]: http://enrique.sanchez.webs.uvigo.es/PDFs/128_TemaIV-Filtros.pdf.
- [20] M. J. L. Jia-Shen G. Hong, *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*, Kai Chang Series Editor.
- [21] Tanushree, A. K. Tiwary y N. Gupta, *Electromagnetic Interference Reduction Using Radial Stub Structures*, 2015.
- [22] G. Naga Satish, K. V. Srivastava, A. Biswas y D. Kettle, *A Via-Free Left-Handed Transmission Line with Radial Stubs*, School of Electrical and Electronics Engineering, The University of Manchester.

- [23] NI AWR Design Environment, «Microwave Office Element Catalog».
- [24] K. S. Daya, Manual, Experiment 9 Hairpin Filter, Dayalbagh Educational Institute.
- [25] . V. M. González Torres , Diseño de un Prototipo de Circuito Mezclador para la Banda C, 2009: Universidad Central de Venezuela.
- [26] M. D.-S. Viader, Diseño e Implementacion de un Filtro Paso Banda con Topologia Interdigital de Banda Estrecha a UHF y Microondas, M. d. T. F. d. Carrera, Ed.
- [27] S. Iglesias Doce, Diseño, Fabricacion y Medida de Balun de Banda Ultra Ancha Para Aplicaciones de Instrumentacion.
- [28] P. Li Er-Ping, «Computational Electromagnetics for Electromagnetic Compatibility / Signal Integrity Analysis,» *IEEE*, 2008.
- [29] J. J. DESLISE, «Know the Differences between EM-Simulation Numerical Methods,» 2014.
- [30] FEKO y I. Altair Engineering, «Numerical Methods,» 2015.
- [31] M. Moukanda, F. Ndagijimana, . J. Chilo y P. Sague, «Complex Permittivity Extraction Using Two Transmission,» *African Physical Review*, 2008.
- [32] C. A. Vratislav Sokol, «Material Properties Modelling Based on Measured Data,» *CST European User Conference*, 2015.
- [33] G. Vasilescu, Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications, Springer Science & Business Media, 2006.
- [34] M. Galán Carvajal, Divisor Wilkinson, Trabajos de la Asignatura de Microondas, 2007.
- [35] B. Barcala Sánchez , Acoplador Branch Line, Trabajos de la Asignatura de Microondas, 2007.

ANEXOS

ANEXO A HOJA TÉCNICA SUSTRATO FR-4

KB

產品技術資料

TECHNICAL INFORMATION

KB-6160/6160A/6160C (ANSI: FR-4)

覆銅箔環氧玻纖布層壓板

特點 Features

- 相容紫外光阻擋及光學自動檢查功能,可提高 PCB 生產效率與準確性
UVB and AOI (automatic optical inspection) compatible, so as to increase productivity and accuracy.
- 優良的耐熱性能和機械性能
Excellent heat resistance and mechanical properties
- 符合 IPC-4101B 的規範要求
IPC-4101B specification is applicable .

General Properties 一般特性

Test Item 測試項目	Unit 單位	Test Method (IPC-TM-650) 測試方法	Test Condition 處理條件	Spec 規格值	Typical Value 典型值
Peel Strength (1OZ) 銅箔剝離強度	N/mm	2.4.8	125°C	≥0.70	1.70
			Float 288°C / 10Sec	≥1.05	1.75
Thermal stress 熱應力	Sec	2.4.13.1	Float288°C/unetched	≥60	180
Bow / Twist 彎弓度/蝕曲度	%	2.4.22.1	A	≤ 1.0	0.17 / 0.35
Flexural Strength 抗彎強度	N/mm ²	2.4.4	Warp	≥415	565
			Fill	≥345	416
Flammability 燃燒性	Rating	UL94	UL94	UL94 V-0	V-0
Glass Transition (Tg) 玻璃化转变温度	°C	2.4.25	E-2/105 DSC	≥130	135
Surface Resistance 表面電阻	MΩ	2.5.17.1	C-96/35/90	≥1.0×10 ⁴	1.0×10 ⁶
Volume Resistance 體積電阻	MΩ-cm	2.5.17.1	C-96/35/90	≥1.0×10 ⁶	1.0×10 ⁸
Dielectric Constant 介電常數	—	2.5.5.2	Etched/@1 MHZ	≤5.4	4.5
Loss Tangent 介質損耗	—	2.5.5.2	Etched/@1 MHZ	≤0.035	0.022
Arc Resistance 耐電弧性	Sec	2.5.1	D-48/50+D-0.5/23	≥60	125
Moisture Absorption 吸水率	%	2.6.2.1	D-24/23	≤0.35(min0.51mm)	0.21
				≤0.80(max0.51mm)	0.19
Z-Axis Expansion Z-轴热膨胀系数	ppm/°C	2.4.24	E-2/105 TMA	—	48/284
TD	°C	2.4.24.6	TGA	—	310
T-260	min	2.4.24.1	TMA	—	20
T-288	min	2.4.24.1	TMA	—	3

Remarks: Specimen Thickness: 1.6 mm 1/1 樣品厚度：1.6 mm 1/1

A= Keep the specimen originally without any process 保持原樣,不作處理

C= Temperature and humidity conditioning 在恒溫恒濕的空氣中處理;

D= Temperature conditioning immersion in distilled water. 浸在恒溫的水中處理

E= Immersing in distilled water with temperature control 在恒溫的空氣中處理;

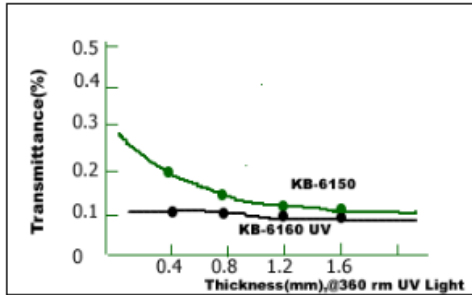
Hoja 1/2

KB-6160/6160A/6160C (ANSI: FR-4)

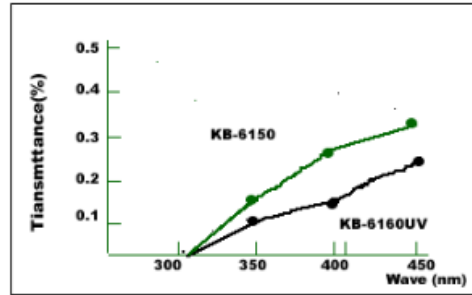
覆銅箔環氧玻纖布層壓板

Speciality Chart 板材特性圖

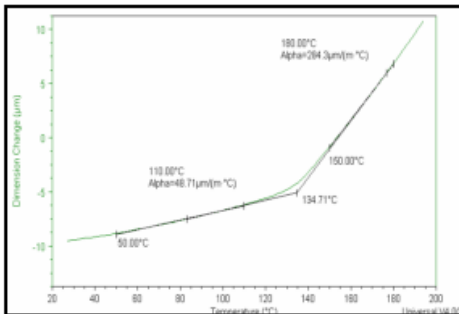
UV blocking (thickness) UV 阻擋



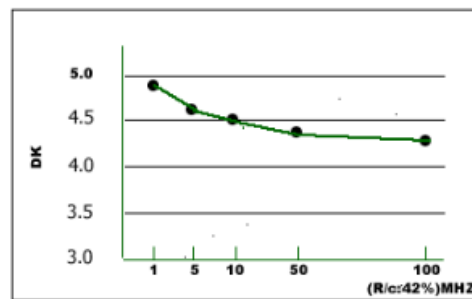
UV blocking (wave / UV-3100)



Thermal expansion of Z-direction (test by TMA)



Dielectric constant 介電常數



應用領域/Applications

- 電腦及週邊設備、通訊設備、儀器儀錶、辦公自動設備等
- Computer, communication equipment instrumentation, OA equipment, etc.

Purchasing Information / 採購資訊

Base colour 基板顏色	Thickness 厚度	Copper Cladding 銅箔厚度	Regular Size (mm) 常規尺寸	CTI Value CTI 值
黃色 (yellow)	0.05mm ~ 3.5mm	12 μm , 18 μm 35 μm , 70 μm 105 μm	1093*1245mm (43" *49") 940*1245mm (37" *49") 1042*1245mm (41" *49")	KB-6160:150V KB-6160A:175V KB-6160C: 600V

Note: Other sheet size and thickness could be available upon request.

可根據客戶要求提供其他尺寸和厚度。

◆ ◆ KINGBOARD LAMINATES HOLDINGS LIMITED
建滔積層板控股有限公司

Web site : <http://www.kblaminates.com>

ANEXO B HOJA TÉCNICA CONECTOR SMA-HEMBRA

REVISIONS		REV	DESCRIPTION OF REVISION	ECN No.	DATE	APPROVED
A	INITIAL RELEASE				07/08/12	M. Domingo

TECHNICAL DATA

Electrical

Impedance: 50 Ω

Frequency range: 0~27 GHz

VSWR: 1,10:1 (0C to 18GHz)
1,15:1 (18GHz to 27GHz)

Contact resistance
-centre contact: ≤3mΩ
-outer contact: ≤2mΩ

Insulation resistance: ≥5000MΩ

Mechanical & Environmental

Durability (matings): >500

Temperature range: -55 °C ~ +165 °C

RoHS Compliant: Yes

Material & Finish

Body: Brass, Gold-plated

Pin Contact: Beryllium Copper Alloy, Gold-plated

Insulator: PTFE

Interface Standards

SMA: MIL-STD-348A

REF. PLANE

7.60 [299]

1/4-36UNS-2A

3.00 [118]

12.50 [492]

Ø1.27 [0.050 DIA.]

6.10 [240 SQ.]

5.10 [201]

1.00 [0.039 SQ.]

5.10 [201]

Recommended Mounting Hole

NOTES:

1. ALL SPECIFICATIONS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE AT ANY TIME

2. UNLESS OTHERWISE SPECIFIED ALL DIMENSIONS ARE NOMINAL.

DRAWN: W. SHEN	07/08/12	TITLE: SMA Straight Female, PCB Mount	
CHECKED: K. LIU	07/08/12		
APPROVED: M. Domingo	07/08/12		
<small>UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES) TOLERANCES ARE:</small> .XX ±0.13 [0.007] X ±0.25 [0.007] X ±0.50 [0.017]		PART NO.: C14213063 WWW.COMNOV.COM	
ANGULAR TOLERANCES ARE:	ALL ±1°	DO NOT SCALE DRAWING	PROJECTION:
SIZE: A4	SCALE: 4:1	SHEET: 1/1	REV: A

ANEXO C DISEÑOS FINALES IMPLEMENTADOS



ANEXO D PAPER TRABAJO FIN DE TITULACIÓN

Diseño, Simulación e Implementación de Elementos Pasivos de Microondas a través de Microcinta

Mgr. Marco Morocho, Docente investigador
Loja, Ecuador mvmorocho@utpl.edu.ec
Franklin Lapo, Profesional en Formación
Loja, Ecuador falapo@utpl.edu.ec/franklinlapo1@gmail.com

Resumen: En el presente, se describe la metodología para diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas como filtros y divisores de potencia para las bandas ISM de 900MHz y 2.4GHz empleando la tecnología de microcinta, utilizando el sustrato FR4.

Palabras clave: Filtros, Divisores de potencia, microondas, simulación electromagnética.

Abstract: In this paper, it discloses the process design, simulation and implementation of passive microwave components such as filters and power dividers for 900MHz and 2.4GHz ISM bands, using microstrip technology, fiberglass substrate FR-4.

Keywords: Filters, power dividers, microwave, electromagnetic simulation.

1. INTRODUCCION

La creciente demanda de servicios de telecomunicaciones ha estimulado el uso de altas frecuencias debido a sus mejores prestaciones en ancho de banda, y en particular las bandas ISM 900MHz, 2.4GHz y 5.8GHz son las más utilizada al ser de acceso libre.

Esto hace que los sistemas inalámbricos de telecomunicaciones requieran elementos tales como antenas, filtros, divisores de potencia, multiplexores entre otros, que permitan aprovechar eficientemente la banda a utilizar.

Algunas aplicaciones de los elementos pasivos se tiene los filtros que son componentes que permiten suprimir eficientemente señales espurias en una determinada banda, los divisores de potencia Wilkinson permiten alimentar adecuadamente arreglos de antenas, los acopladores híbridos ofrecen la posibilidad de verificar el correcto funcionamiento de un sistema de comunicaciones sin necesidad de interrumpir la conexión entre el transmisor y el receptor.

2. DISEÑO

2.1 Tecnologías

La implementación de elementos pasivos se puede realizar en distintas tecnologías como guías de onda o tecnologías planas tales como microstrip, stripline, coplanar, slotline. Cabe mencionar que unos de los

problemas de los elementos pasivos son las altas pérdidas de inserción especialmente para anchos de banda estrechos, ante esto las guías de onda son una alternativa, sin embargo su costo y tamaño hace difícil su integración con circuitos integrados de microonda monolíticos (MMIC) [1]

Esto implica tener un compromiso desempeño y costo. Entre las opciones que cumplan este compromiso la microcinta de sustrato FR-4 es la más adecuada debido a su buena resistencia mecánica, fácil implementación, disponibilidad y su bajo costo. En la tabla 1 se presenta una comparativa de tecnologías planas y en la tabla 2 se muestra las especificaciones del sustrato FR-4.

Tabla 1 Comparación de tecnologías planas [2]

Tipo de tecnología	Factor Q	Nivel de radiación	Nivel de dispersión	Rango de impedancias (Ω)
Stripline	400	Baja	Ninguna	25 a 250
	500	Baja	Ninguna	40 a 150
Microstrip	250	Media	Baja	20 a 120
	100	Alta	Baja	20 a 120
Slotline	100	Mediana	Alta	60 a 200
Coplanar	150	Media	Baja	20 a 250

Tabla 2 Parámetros eléctricos sustrato FR4

Parámetro	Valor
Permitividad relativa a 1MHz	3.3-4.7
Tangente de pérdidas a 500MHz	0.016
Altura del sustrato	1.5mm
Espesor del cobre	1onza/35um

2.2 Metodología

El diseño se inicia con las especificaciones del dispositivo, luego se emplea ecuaciones de diseño y se procede a sintetizar. Posteriormente se realiza la simulación en ADS o AWR comprobando que se cumplan los requerimientos, y de no cumplir se procede a optimizar.

Con el diseño optimizado se procede a simular en CST incluyendo conectores y soldaduras para obtener una aproximación más real del dispositivo.

Luego se diseña el PCB en la herramienta Altium Designer para la fabricación del prototipo, y por último se procede a su caracterización a través del VNA.

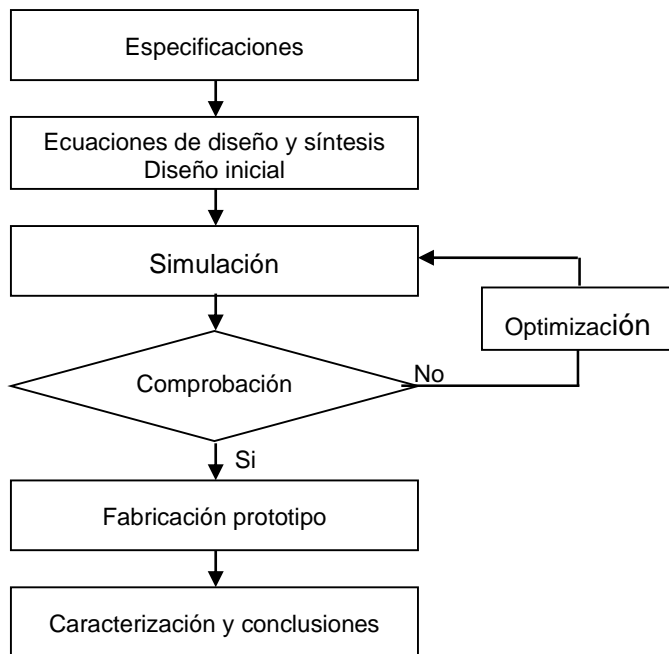


Figura 1 Diagrama de flujo para el diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas

2.3 Diseño de Filtros

El procedimiento de diseño de filtros se presenta en la figura 2:



Figura 2 Proceso de diseño de filtros [3]

En donde se detalla:

- Especificaciones.
 - Tipo de filtro (paso bajo, paso alto, paso banda).
 - Tipo de respuesta: Butterworth o Chebyshev.
 - Características del filtro: frecuencia de corte, frecuencias límites, frecuencia central, atenuación máxima en la banda de paso, atenuación mínima fuera de la banda de paso, ancho de banda relativo.

- Prototipo paso bajo normalizado [3] [4]
 - Se normaliza la frecuencia según el tipo de filtro (paso bajo, paso alto, paso banda)
 - Se determina el orden del filtro.
 - Se obtienen los coeficientes del prototipo paso bajo normalizado.
- Conversión: [3] [4]

La conversión implica transformar los elementos del prototipo paso bajo normalizado en una estructura física o topología compuesta de tramos de líneas de transmisión obteniendo valores de impedancia y longitud eléctrica.
- Síntesis de microcinta: [3]

Finalmente se procede a realizar la síntesis para obtener las dimensiones físicas.

Los filtros propuestos a diseñar se muestran en la tabla 3, cuyo análisis y ecuaciones de diseño se encuentran en la literatura [3] [5] [6] [7] [8] [9] [10] [11] [12].

Tabla 3 Filtros propuestos

Tipo de filtro	Topología	Banda ISM
Paso bajo	Escalado	900MHz
Paso bajo	Sectorial	900MHz
Paso bajo	Sectorial	2.4GHz
Paso banda	Líneas acopladas	900MHz
Paso banda	Hairpin	900MHz
Paso banda	Hairpin	2.4GHz
Paso banda	Interdigital	900MHz
Paso banda	Hairpin - sectorial	900MHz
Paso banda	Líneas acopladas - sectorial	2.4GHz

2.3 Diseño de Divisores de potencia

El diseño de este tipo de elementos pasivos es bastante sencillo cuyo análisis y ecuaciones de diseño se encuentran en la literatura [3] [5]. Los dispositivos propuestos a diseñar se muestran en la tabla 4.

Tabla 4 Divisores de potencia propuestos

Tipo	Banda ISM
Wilkinson	900MHz
Wilkinson	2.4GHz
Híbrido 90°	900MHz
Híbrido 90°	900MHz
Híbrido 180°	2.4GHz
Híbrido 180°	900MHz

3. SIMULACION

La simulación es un factor importante en el diseño de cualquier sistema electrónico puesto que permite obtener una estimación del comportamiento de cualquier circuito. En esta etapa se realiza una serie de modificaciones al diseño inicial, para obtener un diseño óptimo antes de su implementación.

3.1 Herramientas y métodos de simulación

Las herramientas de software más conocidas y adoptadas en la comunidad científica para simulación electromagnética son ADS Agilent, Genesys, Microwave Office, Ansys Electromagnetics y CST [13], de las cuales se ha optado emplear AWR Microwave Office, ADS Agilent y CST por disponibilidad.

En cuanto a la simulación existe diferentes métodos como el Método de los Momentos (MoM), Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD), o el Método de los Elementos Finitos (FEM) los se basan en la resolución numérica de las Ecuaciones de Maxwell por aproximación de las soluciones de manera discretizada, a partir de celdas básicas en las que se computa las ecuaciones en forma de sumatorias o incrementos [14].

De los métodos antes mencionados en el presente TFT se va a emplear el método MOM y FEM, los mismos son idóneos para el análisis de estructuras planas (elementos pasivos en microcintas) y complejas (conectores) [14][15], además estos métodos están disponibles en los simuladores a utilizar.

Conocido esto, se procede a simular los dispositivos propuestos utilizando las propiedades dieléctricas obtenidas en el apartado 3.2.

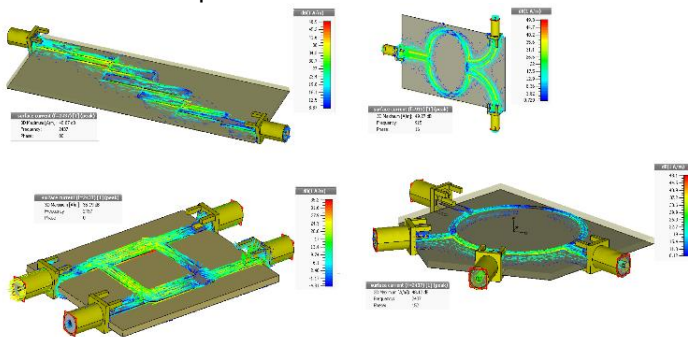


Figura 3 Distribución de corriente e superficie. (Filtro y divisores)

En la figura 3 se ilustra la distribución de corriente de 4 dispositivos simulados.

3.2 Caracterización del sustrato

La información que proporciona el fabricante sobre la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas se da en valores nominales, lo cual ocasiona un problema al

utilizar un valor específico. Esto hace que se requiera obtener las propiedades dieléctricas precisas del sustrato a altas frecuencias.

Para ello se emplea un método sencillo, el cual consiste en realizar dos filtros uno para la frecuencia de 915MHz y otro para 2437MHz con un valor de permitividad relativa comprendido en el rango especificado, luego se compara la simulación optimizada del prototipo con el implementado y de ser necesario modificar los valores hasta ajustar al desempeño del filtro implementado.

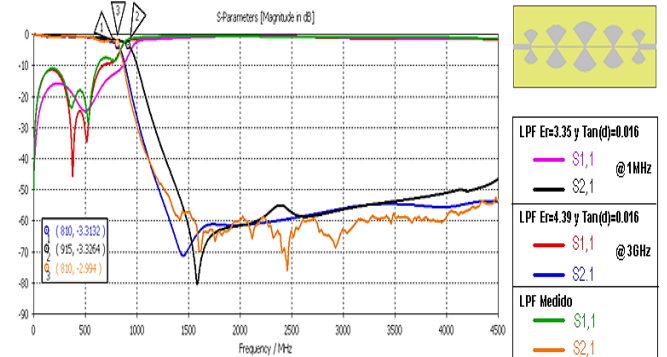


Figura 4 Prototipo paso bajo para determinar ϵ_r y $\tan(\delta)$

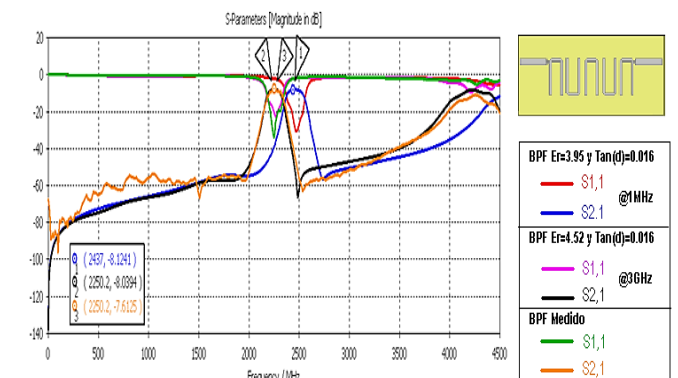


Figura 5 Prototipo paso banda para ϵ_r y $\tan(\delta)$

En la figura 3 y 4 se ilustra los resultados obtenidos y en la tabla 5 se presentan los valores óptimos a utilizar:

Tabla 5 Caracterización del sustrato FR4

Banda	Parámetro	Valor
915MHz	Permitividad relativa a 3GHz	4.39
	Tangente de pérdidas a 3GHz	0.016
2.437GHZ	Permitividad relativa a 3GHz	4.52
	Tangente de pérdidas a 3GHz	0.016

4. IMPLEMENTACIÓN Y CARATERIZACIÓN

4.1 Implementación

La implementación de los prototipos se realizó mediante maquinado, cuyas limitaciones en la fabricación es el ancho de pista mínimo de 0.3mm, vías-hole de 0.3mm y separación mínima entre pistas de 0.5mm. Se especificó el sustrato FR-4 en 1.5mm de altura, 0.035mm de altura

de la lámina de cobre y pistas estañadas que proporciona protección contra oxidación. Además se soldaron conectores SMA-hembra 50Ω para los puertos de los prototipos y resistores de 100Ω para los divisores de potencia Wilkinson.

4.2 Caracterización

Para caracterizar cada uno de los dispositivos se hizo uso del analizador de redes vectorial marca KYSIGHT E5063A que posee el laboratorio de telecomunicaciones de la UTPL, cuyas características se presenta en la tabla 6.

Tabla 6 Características VNA Agilent

VNA KEYSIGHT E5063A	
Rango de medición	100KHz - 4.5GHz
Rango dinámico	122dB
Traza de ruido	0.002dB rms
Número de puertos para pruebas	2 puertos a 50 Ω
Estabilidad	0.01 dB/°C
Kit de calibración	E85032F

En cuanto a los criterios para validar el desempeño ya sea la frecuencia de corte, ancho de banda, frecuencias límites o frecuencia central en dispositivos pasivos, existen distintos criterios como tomar como referencia: el valor mínimo del parámetro de reflexión que mide la cantidad de potencia reflejada, el valor mínimo del parámetro en el valor máximo del coeficiente de transmisión que mide la cantidad de potencia transmitida o el valor mínimo del coeficiente de aislamiento.

Según [16] la frecuencia de corte y frecuencias límites, es aquella frecuencia en que la amplitud decae a la mitad de la potencia o 3dB del valor máximo. La frecuencia central para cualquier dispositivo se determina mediante la ecuación 1.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (1)$$

Donde: f_0 Frecuencia central.

f_1 Frecuencia límite inferior.

f_2 Frecuencia límite superior.

El ancho de banda se determina con la ecuación 2 para cualquier dispositivo pasivo [16], no obstante se debe tomar en consideración que las frecuencias que delimitan el ancho de banda en divisores Wilkinson y acopladores híbridos se toma como referencia un valor de -15dB del coeficiente de aislamiento S23 y S41, esta consideración se debe a que este parámetro es más sensible a los parámetros de transmisión S21 y S31 [17] [18].

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2)$$

Donde: BW Ancho de banda.

4.2 Resultados

Los resultados obtenidos mediante el analizador de redes vectorial se presentan a continuación: En las figuras 6 y 7 se ilustra los parámetros S de los filtros paso bajo.

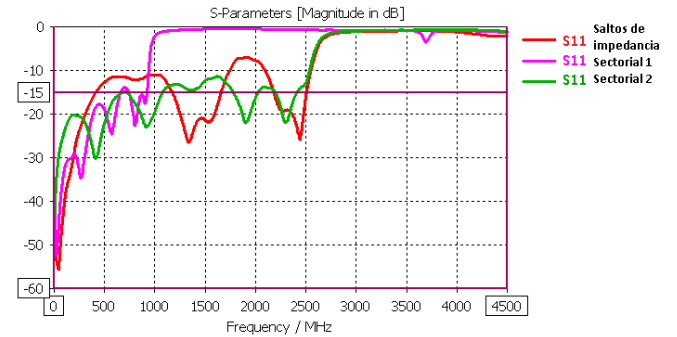


Figura 6 Parámetros S11 filtros paso bajo 915MHz y 2437MHz

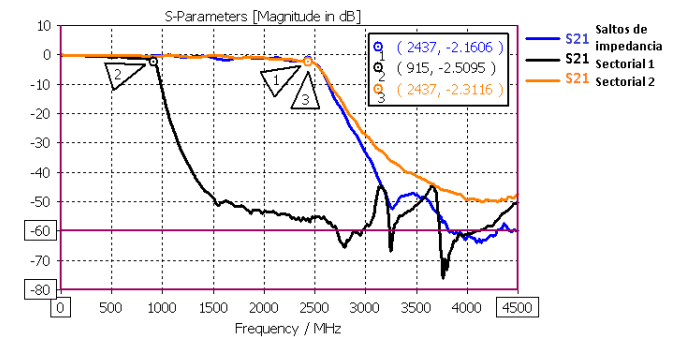


Figura 7 Parámetros S21 filtros paso bajo 915MHz y 2437MHz

Los parámetros S de los filtros paso banda para la banda ISM de 900MHz se ilustra en las figuras 8 y 9.

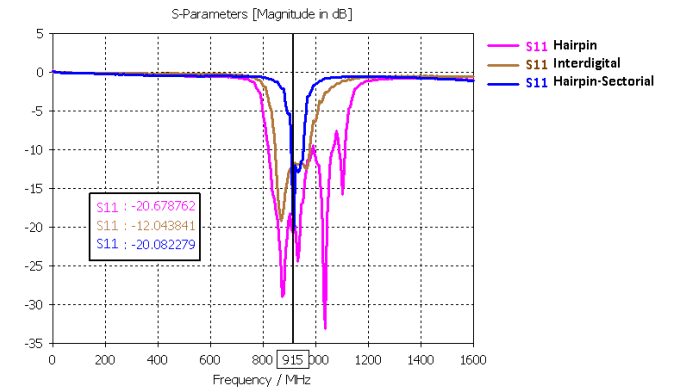


Figura 8 Parámetros S11 filtros paso banda 915MHz

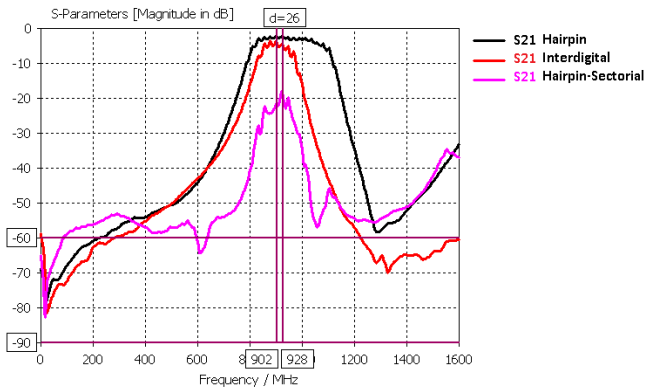


Figura 9 Parámetros S21 filtros paso banda 915MHz

Los parámetros S de los filtros paso banda para la banda ISM 900MHz se ilustra en las figuras 10 y 11.

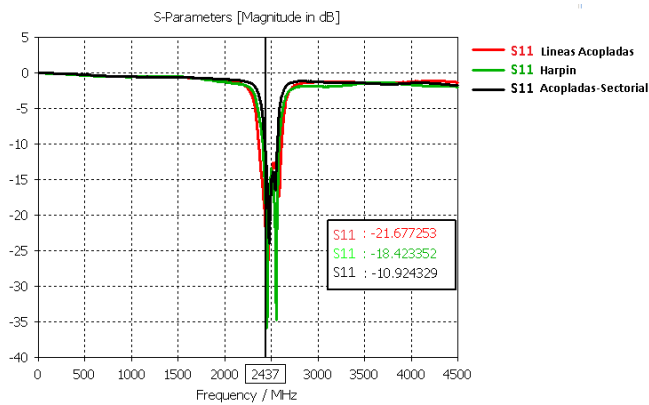


Figura 10 Parámetros S11 filtros paso banda 2437MHz

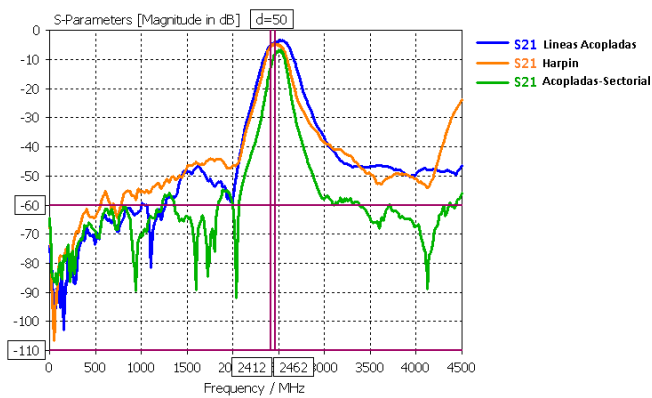


Figura 11 Parámetros S21 filtros paso banda 2437MHz

Los parámetros S de los divisores de potencia en la banda ISM de 900MHz se ilustran en las figuras 12 y 13

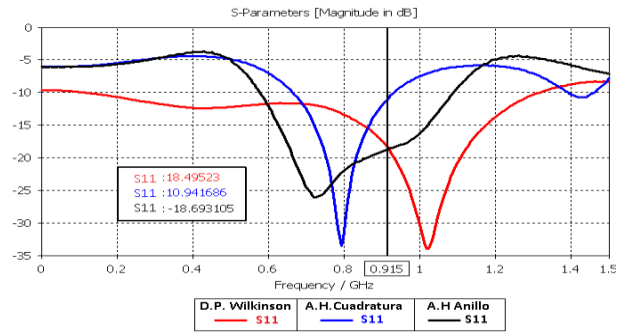


Figura 12 Parámetros S11 divisores de potencia 915MHz

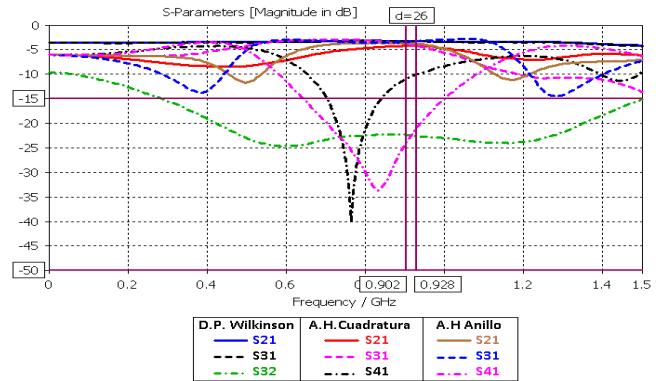


Figura 13 Parámetros S21, S31, S32, S41 divisores de potencia 915MHz

Los parámetros S de los divisores de potencia en la banda ISM de 2.4GHz se ilustran en las figuras 14 y 15.

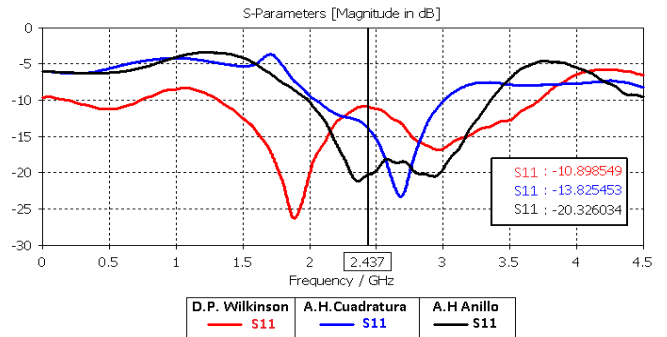


Figura 14 Parámetros S11 divisores de potencia 2437MHz

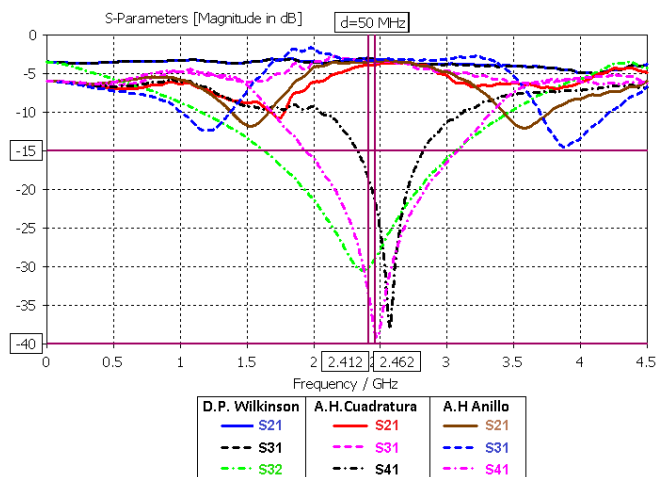


Figura 15 Parámetros S21, S31, S32, S41 divisores de potencia 2437MHz

En la figura 16 se ilustra la medición mediante el analizador de redes vectorial de un filtro paso banda, y además se ilustra los dispositivos propuestos implementados en microcinta utilizando FR4.



Figura 16 Prototipos implementaos

6. CONCLUSIONES

Finalmente después de cumplir los objetivos se extraen las siguientes conclusiones y recomendaciones.

- El trabajo se ha centrado en el diseño, simulación e implementación de 9 filtros, 2 divisores de potencia Wilkinson y 4 acopladores híbridos para las bandas ISM de 900MHz y 2.4GHz.
- La simulación a través de los métodos MOM y FEM son adecuados para estructuras planas como la microcinta proporcionado una correcta estimación del desempeño del prototipo a implementar.

7. RECOMENDACIONES

- Los resultados obtenidos se aproximan a los esperados sabiendo de antemano que los dispositivos diseñados usan elementos de un cuarto de longitud de onda los cuales son muy sensibles a variaciones en frecuencia.
- Los filtros paso bajo implementados destacan el coeficiente de reflexión promedio de -19dB, la atenuación promedio en la banda de rechazo es -54.8dB que equivale a atenuar 300000 veces la potencia de entrada.
- Los filtros paso banda implementados destacan el coeficiente de reflexión promedio de -15dB, la atenuación promedio en la banda de rechazo es de -56dB que equivale a atenuar 400000 veces la potencia de entrada.
- Los divisores de potencia Wilkinson y acopladores direccionales destacan el coeficiente de reflexión promedio de -15dB, el coeficiente de aislamiento promedio de -23dB y el reparto de potencia promedio -3.5dB y -3.4dB.
- Destacamos el filtro paso bajo topología saltos de impedancia el cual posee un coeficiente de reflexión de -25dB, la atenuación en la banda de rechazo es de -61.98dB y la frecuencia de corte es de 2504MHz próxima a la esperada 2437MHz.
- Destacamos el acoplador 4 híbrido 180° el cual posee un coeficiente de reflexión de -20.3dB, el coeficiente de aislamiento de -36.3dB, el reparto de potencia del puerto 1 a los puertos 2 y 3 es ligeramente asimétrico -3.5dB y -3.2dB respectivamente, el ancho de banda es de 1148MHz y la frecuencia central es 2443MHz, próxima a la esperada 2437MHz.
- No se puede confiar en los valores nominales de constante dieléctrica para sustratos FR-4 por lo que es necesario caracterizar la constante dieléctrica en altas frecuencias.

- Para la simulación electromagnética es En la simulación se debe tener especial cuidado en el mallado implementado, siendo adecuado un refinamiento adaptativo con un valor de umbral de error de 0.01 para los parámetros S y máximo número de pasos iterativos de 20.
- Se recomienda que la caracterización del sustrato FR-4 sea mediante métodos más sofisticados al empleado en el presente trabajo, con la finalidad de obtener resultados más precisos.

- La implementación en microcinta de elementos pasivos de microondas debe ser lo más precisa a las dimensiones obtenidas en el diseño, para obtener resultados próximos a los esperados.
- Es recomendable incluir conectores en la simulación para obtener mejores resultados que se aproximan a los prototipos implementados.
- Se debe de realizar correctas soldaduras para no perturbar el funcionamiento del dispositivo.
- La calibración del VNA se debe realizar con especial cuidado manipulando con precaución los componentes del kit de calibración, con el fin de evitar daños irreparables a los mismos.

REFERENCIAS

- [1] N. Rey, «Principios de Electrónica para Altas Frecuencias,» [En línea]. <http://www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/Informe.pdf>.
- [2] L. G. Maloratsky, *Passive RF & Microwave Integrated Circuits*, Elsevier., 2004. http://www.upv.es/antenas/Tema_1/segunda_guerra_mundial.htm.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [4] E. Sánchez, «Ideas Básicas sobre Filtros,» [En línea]: http://enrique.sanchez.webs.uvigo.es/PDFs/128_TemaIV-Filtros.pdf.
- [5] M. J. L. Jia-Shen G. Hong, *Microstrip Filters for RF/ Microwave Applications*, Kai Chang Series Editor.
- [6] Tanushree, A. K. Tiwary y N. Gupta, *Electromagnetic Interference Reduction Using Radial Stub Structures*, 2015.
- [7] G. Naga Satish, K. V. Srivastava, A. Biswas y D. Kettle, A Via-Free Left-Handed Transmission Line with Radial Stubs, School of Electrical and Electronics Engineering, The University of Manchester.
- [8] NI AWR Design Environm, «Microwave Office Element Catalog».
- [9] K. S. Daya, Manual, Experiment 9 Hairpin Filter, Dayalbagh Educational Institute.
- [10] V. M. González Torres, Diseño de un Prototipo de Circuito Mezclador para la Banda C, 2009: Universidad Central de Venezuela.
- [11] M. D.-S. Viader, Diseño e Implementación de un Filtro Paso Banda con Topología Interdigital de banda estrecha a UHF y microondas, M. d. T. F. d. Carrera, Ed.
- [12] S. Iglesias Doce, Diseño, Fabricación y Medida de Balun de Banda Ultra Ancha Para Aplicaciones de Instrumentación.

- [13] Prashant K. Singh, Anjini K. Tiwary, and Nisha Gupta, "Design of Radial Microstrip Band Pass Filter with Wide Stop-Band," vol. 59, no. 127–134, 2015.
- [14] P. Li Er-Ping, «Computational Electromagnetics for Electromagnetic Compatibility / Signal Integrity Analysis,» *IEEE*, 2008.
- [15] FEKO y I. Altair Engineering, «Numerical Methods,» 2015.
- [16] G. Vasilescu, *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications*, Springer Science & Business Media, 2006.
- [17] M. Galán Carvajal, Divisor Wilkinson, Trabajos de la Asignatura de Microondas, 2007.
- [18] B. Barcala Sánchez, Acoplador Branch Line, Trabajos de la Asignatura de Microondas, 2007.

REFERENCIA ADICIONAL

E. G. San Román Castillo, P. R. Castillo Aranfar, M. G. Sotomayor Polar, L. V. Gonzales Fuentes y E. Zenteno Bolaños, *Aplicaciones y Teoría de Ingeniería de Microondas*, Primera ed., Iniciativa Latinoamericana de Libros de Texto Abiertos (LATIn), 2014, p. 108.

V. E y E. Boria, *Lineas de transmisión*, Editorial de la Universidad Politécnica de Valencia, 2012.

D. Almeida Galárraga, *Topologías de Divisores de Potencia Wilkinson para Frecuencias Duales*, U. d. C. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Ed., Trabajo de fin de master, 2012.

L. G. Maloratsky, *Passive RF & Microwave Integrated Circuits*, Elsevier., 2004.

J. M. Miranda Pantoja, J. L. Sebastián, M. Sierra y J. Margineda, *Ingeniería de Microondas Técnicas Experimentales*, Madrid: Pearson Education S.A., 202.

R. Jenkins, Y. Xu, R. Roy, K. Harris, S. Jenkins y N. Mead, «Comparison Of Software Tools For The Desig Of Microwave Components,» [En línea]: <http://www.armms.org/media/uploads/1335467278.pdf>.

I. T. Torres, «Evaluación del Rendimiento del Estándar IEEE 802.15.4 (ZIGBEE) en entornos de interferencia,» Riobamba Ecuador, 2011.

J. Coonrod, «FR-4 Versus High Frequency Laminates,» *Microwave Journal*, 2010. [En línea]: <http://www.microwavejournal.com/blogs/1-rog-blog/post/16662-fr-4-versus-high-frequency-laminates>.

J. Coonrod, «Should You Be Using a High-Frequency Laminate Instead of FR4?,» *The PCB Magazine*, 2011.

E. Sayre, M. Baxter y J. Chen, «Limits of FR-4 in High-Speed Designs,» *North East System Associates "NESA"*.

D. Segovia Vargas y L. E. García Castillo, «Microondas y Circuitos de Alta Frecuencia, Tema 7 Filtros de Microondas,» 2009. [En línea]. <http://ocw.uc3m.es/teoria-de-la-senal-y->

comunicaciones/microondas-y-circuitos-de-alta-frecuencia/temas/filtros_2009.pdf.

J. J. DESLISE, «Know the Differences between EM-Simulation Numerical Methods,» 2014.

M. Moukanda, F. Ndagijimana, J. Chilo y P. Sague, «Complex Permittivity Extraction Using Two Transmission,» *African Physical Review*, 2008.

C. A. Vratislav Sokol, «Material Properties Modelling Based on Measured Data,» *CST European User Conference*, 2015.

L. Lozano Plata, «Herramientas Software en el Mundo del Electromagnetismo computacional,» *Scientific Electronic Library Online (SciELO)*, 2011.