



INSTITUTO UNIVERSITARIO AERONÁUTICO

Departamento de Ingeniería en Telecomunicaciones
Trabajo Final para la obtención del título de Ingeniero en
Telecomunicaciones

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA EN BANDA S

Por: Cristian Maximiliano Viano
Gonzalo Javier Inestal

Director: Ing. Pablo Sonna
Docente Dpto. Electrónica
Instituto Universitario Aeronáutico

Febrero 2017

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA EN BANDA S

Por

Cristian Maximiliano Viano
Gonzalo Javier Inestal

Resumen

En este trabajo de tesis se explora un método de fabricación y diseño de un filtro pasa banda en banda S. Se utiliza el método de diseño de microtiras con topología hairpin, con este método se diseña y simula el filtro. El sustrato para la fabricación, fue conseguido como muestra de la empresa Roger. Se realizan dos filtros con diferentes factores de ripple y se evalúa cuál de ambos posee mejor performance. Los resultados de este trabajo serán presentados al Centro de Investigaciones Aplicadas (CIA), a modo de estudio para la implementación de un filtro de estas características en un microsatélite.

Córdoba, 14 de Febrero de 2017

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Dedicatoria

Le dedico este trabajo a Dios, quién siempre desde la fe me ha guiado para seguir adelante.

También se lo quiero dedicar a mi familia; mi mamá Claudia, mi papá Daniel y mis hermanos Estefania y Rodrigo quienes me apoyaron desde el primer momento y no dejaron de confiar en mí. A mis compañeros de trabajo/oficina que me han dado su apoyo incondicional desde siempre.

Sin más que agregar, solo GRACIAS.

Cristian.

Quiero dedicar ésta tesis a mis padres José y Susana porque ellos han dado razón a mi vida, por sus consejos, su apoyo incondicional y su paciencia, todo lo que hoy soy es gracias a ellos.

A mi hermano Federico y su esposa que son verdaderos amigos que la vida me dió, apoyándome e incentivándome en cada decisión tomada.

A toda mi familia y amigos por el apoyo que siempre me brindaron día a día en el transcurso de cada año de mi carrera.

Gonzalo.

Agradecimientos

En primer lugar agradecemos a nuestro tutor de tesis Pablo Sonna quién nos guió, en todo el desarrollo de éste trabajo. A todos los docentes del Instituto Universitario Aeronáutico(IUA), que nos formaron como personas y profesionales durante estos años de carrera. También queremos agradecer al IUA que nos prestó sus instalaciones y equipos para realizar las pruebas necesarias. Por último, y no menos importantes agradecemos a nuestras familias, que sin su apoyo incondicional este trabajo no hubiera sido posible.

Contenidos

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	X
1 Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.1.1. Microondas	1
1.1.2. Frecuencias en banda S	3
1.1.3. Filtro de microondas	3
1.1.4. Objetivos	3
1.1.5. Fases de desarrollo	4
2 Conceptos	5
2.1. Diseño de filtros de microondas	5
2.2. Tipos de filtros	6
2.2.1. Según la ganancia	6
2.2.2. Dependiendo de la respuesta en frecuencia	6
2.3. Perdidas por inserción	8
2.4. Retardo de grupo	8
2.5. Factor de calidad Q	9
2.6. Etapas de diseño	9
2.7. Funciones de aproximación	10
2.7.1. Aproximación de Butterworth	10
2.7.2. Aproximación de Chebyshev	10
2.7.3. Aproximación de Bessel	11
2.8. Filtro de parámetros concentrados	12
2.8.1. Inversores de inmitancia	13
3 Filtro de microtiras	16
3.1. Microtira	16
3.2. Tipos de filtros de microtiras	17
3.2.1. Filtros de líneas acopladas	17
3.3. Teoría del funcionamiento de un filtro de microtira	19
3.4. Parámetros distribuidos. Hairpin	20
3.4.1. Resonador hairpin	21
3.5. Filtros pasa banda hairpin	21
3.5.1. Límites teóricos de un filtro pasa banda	22
3.5.2. Método de Dishal	22
4 Diseño del Filtro	25



4.1. Ecuaciones	25
4.1.1. Cálculo de los factores Q externos	28
4.1.2. Cálculo del factor de acoplamiento Vs. separación	28
4.1.3. Cálculo potencia	28
4.2. Análisis de resonadores y gráficos	29
4.2.1. Análisis de 2 líneas acopladas	29
4.2.2. Análisis de 2 resonadores U acoplados	35
5 Simulaciones y resultados	40
5.1. Simulación AWR	40
5.1.1. Factor de ripple 0,036	40
5.1.2. Factor de ripple 0,1	42
5.2. Simulación Genesys	44
5.2.1. Factor de ripple 0,036	44
5.2.2. Factor de ripple 0,1	46
5.3. Optimización y sintonización del filtro	47
5.3.1. factor de ripple 0,036.	48
5.3.2. factor de ripple 0,1.	48
5.4. Simulación EM (AXIEM)	49
5.4.1. factor de ripple 0,036	49
5.4.2. factor de ripple 0,1	50
6 Mediciones	54
6.1. Características del analizador de redes	54
6.2. Proceso de calibración	55
6.2.1. Calibración de analizador de redes	55
6.3. Factor de ripple 0,036	62
6.4. Factor de ripple 0,1	65
6.5. Comparaciones	68
6.5.1. Comparación factor de ripple 0.036	68
6.5.2. Comparación factor de ripple 0.1	69
7 Conclusiones	71
Bibliografía	72

Índice de figuras

1.1. Nomenclatura IEEE	2
1.2. Servicios Típicos	3
2.1. Filtro Pasa Bajo	6
2.2. Filtro Pasa Alto	7
2.3. Filtro Pasa Banda	7
2.4. Filtro Rechaza Banda	8
2.5. Respuesta de un filtro Chebyshev	11
2.6. Magnitud y retraso para filtros Bessel con $n \leq 10$	11
2.7. Filtro pasa bajo de parámetros concentrados	12
2.8. Correspondencia de elementos	13
2.9. Filtro Pasa Bajo	13
2.10. Filtro Pasa Banda	13
2.11. Inversor de inmitancia	14
2.12. L serie a C paralelo	14
2.13. C paralelo a L serie	14
2.14. Filtro pasa bajo con inversores K	15
2.15. Filtro pasa banda inversores K	15
2.16. Acoplamiento Magnético	15
3.1. Estructura de Microtira	17
3.2. Líneas acopladas	18
3.3. Líneas hairpin o horquillas	18
3.4. Filtro interdigital	19
3.5. Modo Par	19
3.6. Modo Impar	20
3.7. Hairpin	21
3.8. Acoplamiento	21
3.9. Respuesta de doble pico	23
3.10. S Vs. K	23
4.1. Herramienta Tline	25
4.2. Calculadora Rogers	29
4.3. Esquemático. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S	30
4.4. Layout. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S	30
4.5. Vista 3D. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S	31
4.6. Parámetro S1. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S	31
4.7. Grafico S Vs. K	33
4.8. Filtro Hairpin. Factores de acoplamiento K	33



4.9. Esquemático. 2 resonadores U de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S.	35
4.10. Layout. 2 resonadores hairpin.	36
4.11. Vista 3D. 2 resonadores U de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S.	36
4.12. Parámetro S1. 2 resonadores U de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S.	37
4.13. Grafico S Vs. K	38
5.1. Valores para un ripple de 0.036	40
5.2. Respuesta para un ripple de 0.036 (AWR)	41
5.3. Layout (AWR)	41
5.4. Esquemático (AWR)	42
5.5. Valores para un ripple de 0.1 (AWR)	42
5.6. Respuesta para un ripple de 0.1 (AWR)	43
5.7. Layout (AWR)	43
5.8. Esquemático (AWR)	44
5.9. Respuesta para un ripple de 0.036(Genesys)	44
5.10. Layout(Genesys)	45
5.11. Esquemático(Genesys)	45
5.12. Respuesta para un ripple de 0.1(Genesys)	46
5.13. Layout (Genesys)	46
5.14. Esquemático(Genesys)	47
5.15. Respuesta en frecuencia optimizado.(Ripple 0,036)	48
5.16. Respuesta en frecuencia optimizado. (Ripple 0,1)	48
5.17. Layout EM.(Ripple 0,036)	50
5.18. Respuesta en frecuencia.(Ripple 0,036)	50
5.19. Layout EM. (Ripple 0,1)	51
5.20. Respuesta en frecuencia.(Ripple 0,1)	51
5.21. Comparación de respuestas en frecuencia. (Ripple 0,036)	52
5.22. Comparación de respuestas en frecuencia. (Ripple 0,1)	52
5.23. Layout con líneas para sintonizar.	53
6.1. Kit de calibración Agilent	55
6.2. Piezas del kit de calibración Agilent	55
6.3. Circuito abierto/cerrado	56
6.4. Trhu N	56
6.5. Carga de 50 Ohmios	56
6.6. Conversor N-SMA hembra	56
6.7. Conector N hembra y macho	57
6.8. Menú de configuración de resolución de frecuencia	57
6.9. Menú calibración	58
6.10. Menu calibración del puerto 1	59
6.11. El elemento superior es la carga de 50 Ω , el elemento inferior OPEN/SHORT	59
6.12. Medición de una línea de 50 Ω	60
6.13. Medición de una línea de 50 Ω . TouchStone	60
6.14. Medición de la línea.	61
6.15. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.036 (factor S_{21})	62
6.16. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.036 (factor S_{11})	62
6.17. TouchStone. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.036	63
6.18. TouchStone. Ancho de banda	64
6.19. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.1 (factor S_{21})	65
6.20. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.1 (factor S_{11})	65



6.21.TouchStone. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.1	66
6.22.TouchStone. Ancho de banda	67
6.23.EM Vs. TouchStone. Comparación	68
6.24.EM Vs. TouchStone. Comparación	69
6.25.Comparación TouchStone para ambos ripples	70

Índice de tablas

- 4.1. Pérdida de inserción calculada en función del orden y el ancho de banda. 26
- 4.2. Pérdida de inserción simulada en función del orden y el ancho de banda. 26
- 4.3. Comparación BW=0.2 26
- 4.4. Comparación BW=0.1 26
- 4.5. Comparación BW=0.05 27
- 4.6. Ripple 0.036 27
- 4.7. Ripple 0.1 27
- 4.8. Factor de acoplamiento K 32
- 4.9. Tabla de coeficientes de Chebyshev para N=5 34
- 4.10. Tabla de factores de acoplamiento K calculados 34
- 4.11. Tabla de coeficientes de Chebyshev para N=5 34
- 4.12. Tabla de factores de acoplamiento K calculados 34
- 4.13. Separación S 35
- 4.14. Separación S 35
- 4.15. Factor de acoplamiento K 37
- 4.16. Tabla de factores de acoplamiento K calculados. Ripple 0.036 38
- 4.17. Tabla de factores de acoplamiento K calculados. Ripple 0.1 38
- 4.18. Tabla de separación S 38
- 4.19. Tabla de separación S 39
- 4.20. Ripple 0.036 39
- 4.21. Ripple 0.1 39

- 5.1. Ripple 0.036 optimizado 49
- 5.2. Ripple 0.1 optimizado 49

- 6.1. ripple 0.036 64
- 6.2. ripple 0.1 67
- 6.3. Comparación ripple 0,036 68
- 6.4. Comparación ripple 0,1 69

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

El constante crecimiento de las comunicaciones inalámbricas, a causa de las comunicaciones de voz, video y el masivo consumo de datos está causando un aumento de la demanda de cantidad de canales y el ancho de banda, esto impulsa a los sistemas transceptores de comunicación hacia las frecuencias de microondas y de ondas milimétricas con el fin de satisfacer la demanda de grandes velocidades de transmisión para banda ancha.[1]

El electromagnetismo es la base de todos los desarrollos de circuitos de microondas, que llevó a que sea posible lograr grandes avances en este campo.

La tecnología inalámbrica, creció de manera inmensurable estos últimos años, con las nuevas aplicaciones que se reportan día a día en las actividades cotidianas de comunicación, como lo son los sistemas de comunicación personal, la radio y la televisión, aplicaciones de RF y microondas que se aplican en el diseño de nuevos móviles celulares, entre otras.

1.1.1. Microondas

El término “microondas” hace referencia a las señales electromagnéticas cuyas frecuencias se encuentran en el rango de 1GHz hasta 30GHz y el término “ondas milimétricas” a las que se ubican entre 30GHz y los 100GHz. Cuando se refiere a señales de alta frecuencia, se hace mención a las ondas con frecuencias mayores de 1GHz.[2]

Las señales de microondas presentan las siguientes características y ventajas respecto de las ondas de baja frecuencia:

- A mayor frecuencia es posible obtener mayores anchos de banda y por ende mayor calidad en la información.
- Para una antena de dimensiones fijas, a mayor frecuencia su longitud eléctrica crece, por ende lo hace su ganancia.
- Las señales en alta frecuencia viajan en línea recta y no se reflejan en la ionósfera (enlaces satelitales).
- Debido a la longitud de onda pequeña, surgen aplicaciones particulares.



IEEE define la nomenclatura de la banda de microondas de la siguiente forma:

Frecuencias (GHz)	Designación IEEE	Designación Militar
0.10 – 0.25	VHF	A
0.25 – 0.50	VHF - UHF	B
0.50 – 1.00	UHF	C
1.00 – 2.00	L	D
2.00 – 3.00	S	E
3.00 – 4.00		F
4.00 – 6.00	C	G
6.00 – 8.00		H
8.00 – 10.00	X	I
10.00 – 12.40		J
12.40 – 18.00	Ku	
18.00 – 20.00	K	K
20.00 – 26.50		
26.50 – 40.00	Ondas Milimétricas	L
40.00 – 60.00		M
60.00 – 100.00		N
100.00 – 140.00		
140.00 – 300.00	Ondas Submilimétricas	
300.00 -		

Figura 1.1: Nomenclatura IEEE



Frecuencias	Designación	Servicios Típicos
3 – 30 KHz	VLF (Muy baja frecuencia)	Navegación, sonar
30 – 300 KHz	LF (Baja frecuencia)	Radio Guía, ayudas a la navegación
0.3 – 3 MHz	MF (Media frecuencia)	Radiodifusión AM, Servicios Marítimos
3 – 30 MHz	HF (Alta frecuencia)	Telefonía, telégrafo, banda ciudadana, comunicaciones mar – tierra y mar – aire
30 – 300 MHz	VHF (Muy alta frecuencia)	Televisión, Radiodifusión FM, control tráfico aéreo, ayudas a la navegación
0.3 – 3 GHz	UHF (Ultra alta frecuencia)	Televisión, hornos domésticos, comunicaciones satélite, radares de vigilancia
3 – 30 GHz	SHF (Súper alta frecuencia)	Radares embarcados, de policía, de aeropuertos, comunicaciones vía satélite, radioenlaces, televisión por cable
30 – 300 GHz	EHF (Extremadamente alta frecuencia)	Radar, localización de misiles

Figura 1.2: Servicios Típicos

No todas las ondas electromagnéticas tienen el mismo comportamiento en el medio de propagación, la misma procedencia o la misma forma de interacción con la materia. Es por eso que el espectro radioeléctrico se divide convencionalmente en segmentos o bandas de frecuencias.

1.1.2. Frecuencias en banda S

La banda S, es un rango frecuencial que va desde 2 GHz hasta 4 GHz, cruzando el límite entre UHF y SHF. La letra S hace referencia al nombre que reciben las ondas que utilizan dicha frecuencia “Short Wave”. Se menciona sólo esta banda debido a que el proyecto utilizará una frecuencia central de 2,2GHz, perteneciente a dicha banda.

1.1.3. Filtro de microondas

El proceso de filtrado se realiza para adecuar la señal recibida de mejor forma y limpiarla para así poderla ver fácilmente. En este sentido, los filtros, ayudan a eliminar aquellas componentes de frecuencias indeseadas.

Existen diferentes tipos de filtro, según sea el requerimiento. En este desarrollo se utilizará un filtro pasa banda, tal que permita el paso de una determinada banda de frecuencias, la cual es la frecuencia central del transmisor.

1.1.4. Objetivos

El objetivo principal, es realizar un estudio de factibilidad de implementar un filtro de microondas para un transmisor satelital utilizando tecnología de microtiras.

Estudiar los límites teóricos que existen en diseñar un filtro pasa-bandas de ancho de banda angosta en la tecnología elegida.

Validar dichas ecuaciones teóricas mediante el diseño, fabricación y medición de un filtro que logre una buena relación de compromiso entre pérdidas de inserción, ancho de banda y atenuación en la banda de rechazo.



Proponemos como objetivos específicos los siguientes:

- Lograr un diseño de filtro con un ancho de banda cercano a 220MHz.
- Lograr las pérdidas por inserción menor posibles (entre -1 y -2 dB).
- Lograr un filtro de tamaño reducido, liviano y económico.

Como consecuencia del análisis de los requerimientos y objetivos, la tecnología que se utilizará es “microstrip” (micro tiras). Se decidió utilizar ésta tecnología y no otra, debido a que tiene una excelente respuesta frente a altas frecuencias y sus diseños físicos son considerablemente pequeños.

1.1.5. Fases de desarrollo

A fin de alcanzar los objetivos propuestos, se dispuso a dividir en etapas el estudio y desarrollo de este trabajo.

En primer lugar, se procederá a desarrollar un marco teórico, donde se estudiarán las diferentes configuraciones de filtros y los tipos que existen. Seguidamente se determinará el tipo de diseño y el porqué del mismo. En base a esto, se realizarán los diseños simulados de varios filtros que cumplan con los objetivos previstos y se determinará cual es el mejor prototipo.

Finalmente, una vez se tenga optimizado y ajustado el diseño final del filtro, se llevará a cabo la fabricación del prototipo. Con el filtro físico una vez terminado, se realizarán las mediciones del filtro real, se compararán con las teóricas calculadas y se elaborará la conclusión correspondiente.



Capítulo 2

Conceptos

2.1. Diseño de filtros de microondas

Un filtro es una red de dos puertos, utilizado para controlar la respuesta de frecuencia en un cierto punto en un sistema de RF o de microondas, proporcionando la transmisión de frecuencias dentro de la banda de paso del filtro. Las respuestas de frecuencia típicas son pasa bajo, pasa alto, pasa banda, y rechaza banda. Las aplicaciones se pueden encontrar en prácticamente cualquier tipo de comunicación de RF o microondas, radar, o sistemas de prueba y medición.[1]

El desarrollo de la teoría y la práctica de filtros se inició en los años anteriores a la 2da Guerra Mundial, por pioneros como Mason, Sykes, Darlington, Fano, Lawson, y Richards. El método de diseño de parámetro imagen se desarrolló a finales de 1930 y fue útil para filtros de baja frecuencia en la radio y la telefonía. A principios de la década de 1950 un grupo en el Stanford Research Institute, donde estaban G. Matthaei, L. Young, E. Jones, S. Cohn, y otros, se volvió muy activo en el desarrollo de filtros de microondas. Hoy en día, la mayoría de los diseño de filtros de microondas se realiza con paquetes sofisticados de diseño asistido por ordenador (CAD) basado en el método de pérdida de inserción. Debido a los continuos avances en la síntesis de red con elementos distribuidos, el uso de superconductores de baja temperatura y otros materiales nuevos, y la incorporación de dispositivos activos en los circuitos de filtro, el diseño de filtros de microondas, sigue siendo un área de investigación activa.[3]

Se comienza nuestra discusión de la teoría y el diseño de filtros con las características de frecuencias en estructuras periódicas, que consisten en una línea de transmisión o guía de ondas cargada periódicamente con elementos reactivos. Estas estructuras son interesantes debido a su aplicación en componentes de onda lenta y el diseño de amplificadores de onda progresiva, y también debido a que presentan respuestas básicas en la banda de paso y banda suprimida que conducen al método de parámetros imagen de diseño de filtros.

Los filtros diseñados utilizando el método de parámetros imagen consisten en una cascada de dos puertos simples para proporcionar las frecuencias de corte deseadas y las características de atenuación, pero no permiten la especificación de una respuesta de frecuencia particular en el rango operativo completo. Así, aunque el procedimiento es relativamente simple, el diseño de filtros por el método de parámetros imagen a menudo debe ser repetido reiteradas veces para lograr los resultados deseados.

Un procedimiento más moderno, llamado método de pérdida de inserción, utiliza técnicas de síntesis de red para diseñar filtros con una respuesta de frecuencia completamente especificada. El diseño se simplifica al comenzar con prototipos de filtros de pasa bajos, que están normalizados en función de la impedancia y frecuencia. Las transformaciones se aplican luego para convertir los diseños de prototipos al nivel de rango de frecuencia y la impedancia deseada.

Tanto los métodos de parámetros imagen y pérdida de inserción para diseño de filtros utilizan elementos concentrados (capacitores e inductores). Para aplicaciones de microondas, tales diseños por lo general deben ser modificados para emplear elementos distribuidos que constan de secciones de línea de transmisión. La transformación de “Richards” y las identidades “Kuroda” proporcionan este paso.

2.2. Tipos de filtros

Existen muchas variedades de filtros, tanto en el dominio analógico como en el digital, los cuales permiten modificar el espectro de la señal.[4]

Un filtro ideal es una red de dos puertos de dos terminales cada uno (cuadrípulo), capaz de atenuar determinadas frecuencias del espectro de la señal de entrada y permitir el paso de las demás.

Se denomina espectro de una señal a su descomposición en una escala de amplitudes respecto de la frecuencia, y se hace por medio de series de Fourier o con un analizador de redes.

2.2.1. Según la ganancia

I) **Pasivos:** cuadrípolos que actúan como filtros pasivos compuestos por elementos no disipativos (inductores, resistencias y capacitores).

II) **Activos:** en este caso se utilizan componentes activos, como amplificadores operacionales.

2.2.2. Dependiendo de la respuesta en frecuencia

2.2.2.1. Filtro Pasa Bajo

Es aquel que permite el paso de frecuencias bajas, desde frecuencia 0 o continua hasta una determinada. Presentan ceros a alta frecuencia y polos a bajas frecuencia.

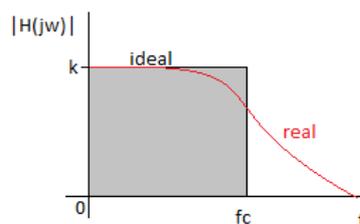


Figura 2.1: Filtro Pasa Bajo

2.2.2.2. Filtro Pasa Alto

Es el que permite el paso de frecuencias desde una frecuencia de corte determinada hacia arriba, sin que exista un límite superior especificado. Presentan ceros a bajas frecuencias y polos a altas frecuencias.

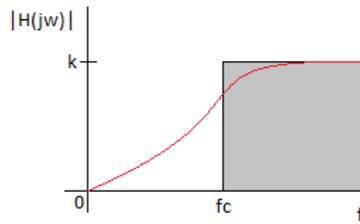


Figura 2.2: Filtro Pasa Alto

2.2.2.3. Filtro Pasa Banda

Son aquellos que permiten el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.

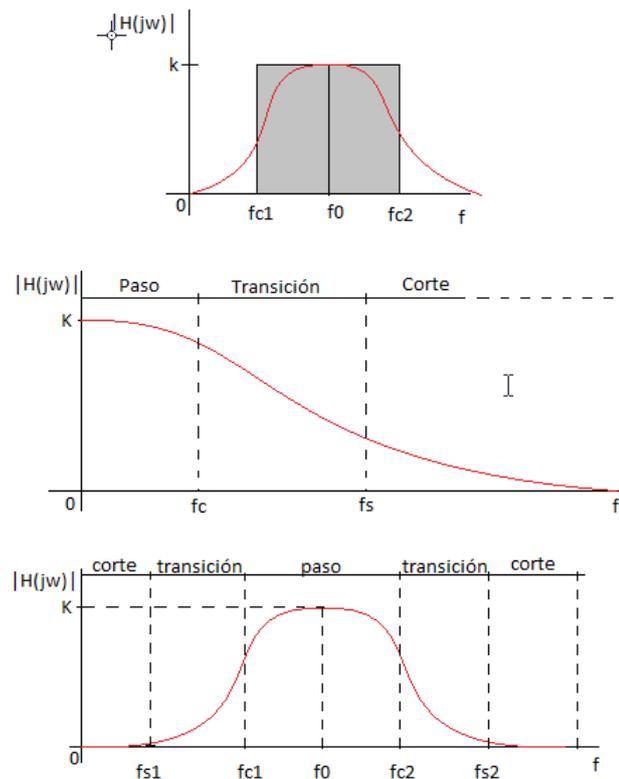


Figura 2.3: Filtro Pasa Banda

2.2.2.4. Filtro Rechaza Banda

Es el que dificulta el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.

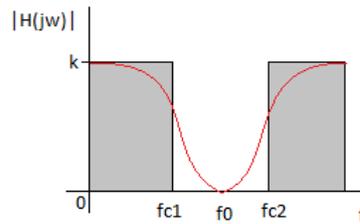


Figura 2.4: Filtro Rechaza Banda

2.3. Pérdidas por inserción

Se entiende por pérdidas de inserción a las pérdidas de potencia de señal debido a la inserción de un dispositivo en una línea de transmisión. Se mide en decibeles (dB). Las pérdidas por inserción son una medida de atenuación como resultado de la inserción de un dispositivo entre medio de la señal.

La potencia es atenuada en sistemas con conductores metálicos en forma de pérdidas por radiación y pérdidas resistivas en el conductor, así como pérdidas en los dieléctricos. Un papel muy importante en las pérdidas de inserción, son las terminaciones de las líneas, ya que según como este adaptada la carga, se producirán un mayor o menor número de reflexiones de la señal. Todos estos efectos se pueden modelar conceptualmente.

Si denominamos a la potencia disponible en el generador como PT y la potencia recibida en la carga como PR , entonces la proporción de pérdida de potencia (power loss ratio PLR) se calcula como:

$$P_{LR} = \frac{(\text{potencia disponible en la fuente})}{(\text{potencia disponible en la carga})} = \frac{PT}{PR} = \frac{1}{1 - |\Gamma(w)|^2}$$

Definimos $\Gamma(w)$ como el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia. Observamos que esta cantidad es recíproca a $|S_{12}|^2$ si tanto la fuente como la carga tiene la misma impedancia.

En decibeles:

$$P_{LA} = 10 \text{LOG}_{10}(P_{LR})$$

P_{LR} también posee la forma:

$$P_{LR} = \frac{P(w^2)}{Q(w^2)}$$

Donde P y Q son polinomios reales de w .

2.4. Retardo de grupo

Conviene realizar un estudio del efecto de la fase de la respuesta en frecuencia del filtro. Para ello representaremos a partir de ahora también el retardo de grupo, que no es otra cosa que la derivada negativa de la respuesta en fase del filtro (del S_{12}):

$$\tau_d = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (2.1)$$

La medición del retardo de grupo puede ser difícil. Para medir con precisión, se necesita que el ancho de banda de la señal moduladora sea mucho menor que la frecuencia de la portadora, de modo que sean válidas las aproximaciones del módulo y la fase de la respuesta en frecuencia.



Pero esto dificulta la observación de las señales en el osciloscopio, precisamente por la gran diferencia entre ambas frecuencias que puede confundir al sistema de disparo, e impedir la obtención de una imagen estable. Sin embargo, aun cuando logre estabilizarse la imagen, la medición puede ser difícil, donde se muestran las señales de entrada y salida del filtro, como se observan normalmente en el osciloscopio.

Debido a la diferencia de frecuencias entre la moduladora y la portadora, es difícil elegir un punto de referencia para medir el retardo entre ambas señales.

2.5. Factor de calidad Q

Se debe estudiar la eficacia del filtro es decir, cuan ideal es su respuesta. Para ello existe el factor de calidad Q, que se define como la proporción establecida entre la energía máxima acumulada en el circuito y la disipada durante un ciclo. Se calcula como la relación entre la frecuencia de resonancia (o central) y el ancho de banda:

$$Q = \frac{f_o}{B_w} = \frac{f_o}{f_2 - f_1} = \frac{f_o}{\Delta f}$$

Mediante el valor del factor de calidad se puede saber lo selectivo que es un filtro. En principio, un filtro con menor ancho de banda (mayor Q), será mejor que otro con más ancho. Las frecuencias f_1 y f_2 , son obtenidas del valor de la respuesta cuando decae 3dB.

Se puede definir otro parámetro para determinar el grado de idealidad del filtro, se denomina factor de calidad descargado Q_u cuya ecuación es la siguiente:

$$Q_u = \frac{\omega L}{R} \quad \text{para inductores}$$

$$Q_u = \frac{\omega C}{G} \quad \text{para capacitores}$$

Donde ω es la frecuencia central del filtro, L y C inductores y capacitores respectivamente y R y G son la resistencia y conductancia.

2.6. Etapas de diseño

El diseño de un filtro podría dividirse en 5 etapas:

- I) **Planteo:** descripción informal del problema.
- II) **Especificación:** reformulación del problema en términos parámetros cuantitativos característicos.
- III) **Aproximación:** obtención de la función de atenuación que satisfaga los parámetro dados.
- IV) **Síntesis:** obtención de un circuitos que realice la función obtenida en la etapa de aproximación.
- V) **Verificación:** confirmación del cumplimiento de las especificaciones funcionales y demás condiciones del proyecto.



2.7. Funciones de aproximación

Se analizarán tres métodos de síntesis: Butterworth, Chebyshev y Bessel.

A la hora de realizar un filtro el parámetro más importante, es su función de transferencia. Una función de transferencia es un modelo matemático que relaciona a través de un cociente, la respuesta de un sistema frente a una señal de entrada.

2.7.1. Aproximación de Butterworth

La aproximación de Butterworth se denomina también aproximación máximamente plana, ya que la atenuación en la mayor parte de la banda pasante es cero y disminuye gradualmente hasta A_p al final de la banda pasante, donde A_p es la atenuación máxima permitida de la banda pasante. Por debajo de la frecuencia de inflexión, la respuesta decae a un ritmo aproximado de $20n$ dB por década, donde n es el orden del filtro.[3]

La respuesta en frecuencia del filtro es máximamente plana (mínimas ondulaciones) en la banda pasante. Es el único filtro que mantiene su forma para órdenes mayores (sólo con una caída de más pendiente a partir de la frecuencia de corte).

Para un filtro pasa bajo, las pérdidas de inserción se especifican como:

$$P_{LR} = 1 + K^2 \left(\frac{w}{w_c} \right)^{2N}$$

Donde N es el orden del filtro y w_c es la frecuencia de corte.

2.7.2. Aproximación de Chebyshev

También se la suele conocer como respuesta de igual rizado (Equal Ripple). Si se utiliza un polinomio de Chebyshev para especificar la pérdida de inserción de un filtro de orden N de un prototipo pasa bajo, tenemos lo siguiente:

$$P_{LR} = 1 + K^2 T_N^2 \left(\frac{w}{w_c} \right)$$

Siendo $T_N \left(\frac{w}{w_c} \right)$ es el polinomio de Chebyshev de grado N .

Donde:

$$T_N \left(\frac{w}{w_c} \right) = \cos \left(N \cos^{-1} \left(\frac{w}{w_c} \right) \right)$$

la cual, también puede ser expresada por:

$$T_N(\Omega) = \cosh(N \cosh^{-1}(\Omega))$$

Existen diferentes gráficas ya tabuladas, donde se presentan las curvas de atenuación en función del orden del filtro. Para cada rizado, tendremos una gráfica de atenuación según el orden.

Esta respuesta es óptima en el sentido de que proporciona mayor selectividad en la banda atenuada.

Respuesta de filtro pasa bajo: máximamente plana y de igual rizado. ($N=3$)

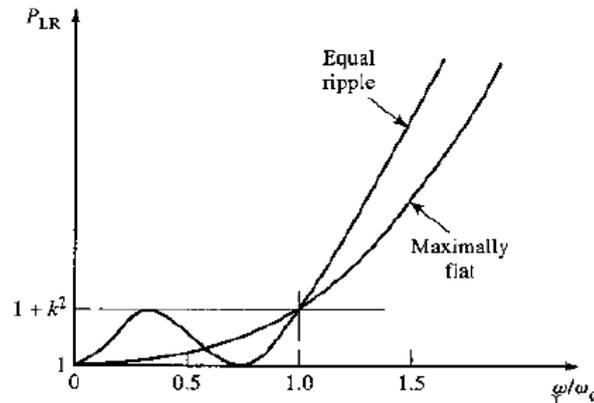


Figura 2.5: Respuesta de un filtro Chebyshev

2.7.3. Aproximación de Bessel

A veces se torna necesario transmitir la señal de entrada a la salida sin grandes distorsiones, para ello la función de transferencia debe ser:

$$H(s) = K e^{s\tau}$$

que proporciona una fase lineal o un retraso constante. La salida es una réplica exacta a la entrada retrasada τ segundos.

Una aproximación todo polo para $e^{-s\tau}$ es:

$$H(s) = \frac{b_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0}$$

donde los coeficientes b_i se obtienen imponiendo retraso máximamente plano. Los polinomios así obtenidos son los polinomios de Bessel, de ahí el nombre de los filtros. También se los denominó filtros de retraso máximamente plano. Los polinomios de Bessel se encuentran tabulados:

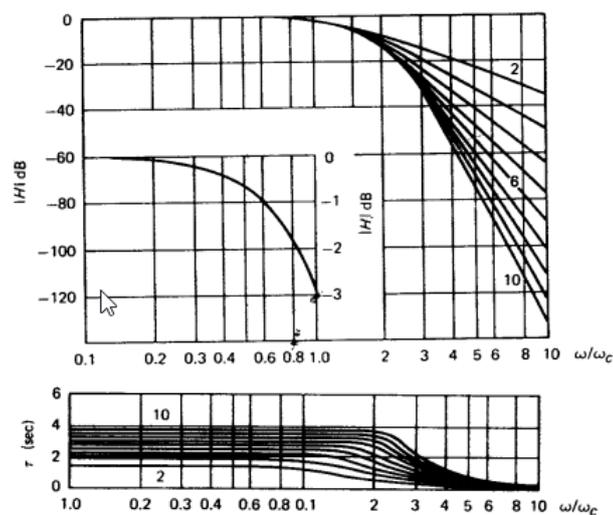


Figura 2.6: Magnitud y retraso para filtros Bessel con $n \leq 10$

Los coeficientes del denominador de la función de transferencia se obtienen mediante:

$$b_i = \frac{(2n - i)!}{2^{n-i} i! (n - i)!} ; \quad i=0,1,\dots,n-1$$

$$\text{Siendo } D(s) = \sum_{i=0}^n b_i s^i ; \quad b_n = 1$$

2.8. Filtro de parámetros concentrados

Para comenzar con el estudio del comportamiento de los filtros, se iniciará el desarrollo con filtros de parámetros concentrados.[5]

Un modelo de parámetros concentrados es un método que ayuda a simplificar el análisis de un sistema real especialmente distribuido, a través de la creación de una topología de elementos discretos que aproximan el comportamiento de los componentes distribuidos reales bajo ciertas restricciones.

Un filtro pasa bajo de parámetros concentrados es el siguiente:

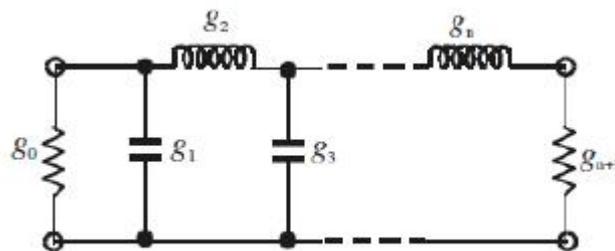
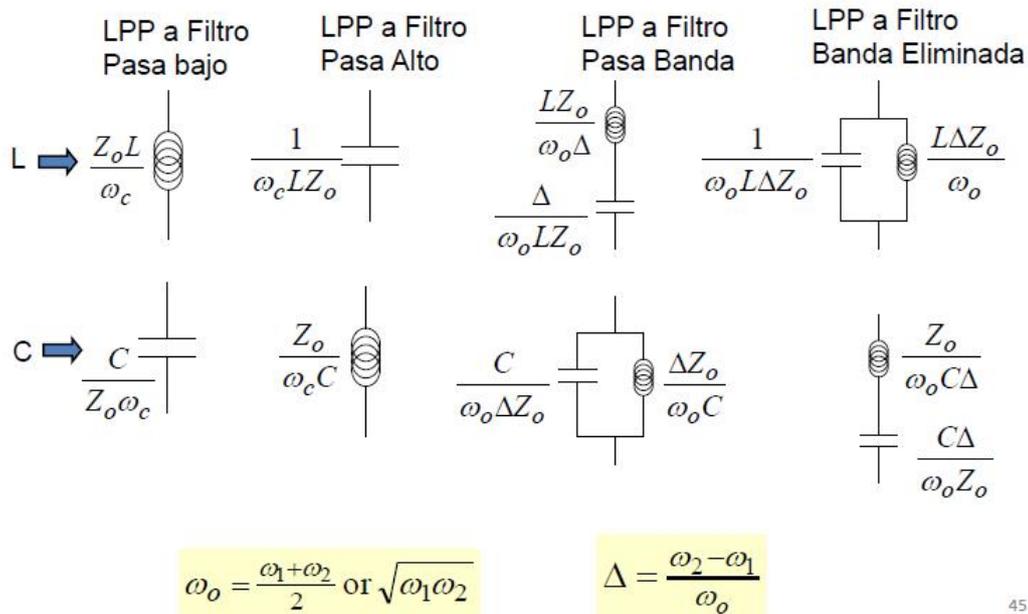


Figura 2.7: Filtro pasa bajo de parámetros concentrados

Para este diseño, se va a implementar un filtro pasa banda, por lo cual se necesitará transformar el prototipo pasa bajo en un pasa banda.

El siguiente esquema representa la correspondencia de cada elemento de un filtro pasa bajo en un filtro pasa banda.



45

Figura 2.8: Correspondencia de elementos

En resumen cada inductor, se representa como una serie de un capacitor + inductor y un capacitor se representa como un circuito tanque o paralelo de capacitor + inductor.

A modo de ejemplo el análisis siguiente:

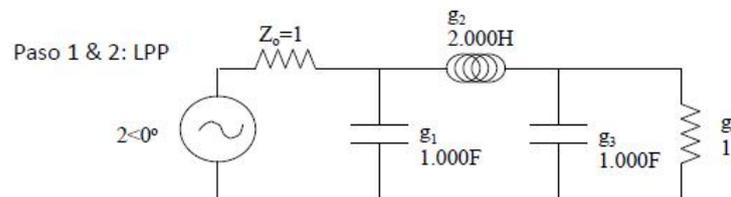


Figura 2.9: Filtro Pasa Bajo

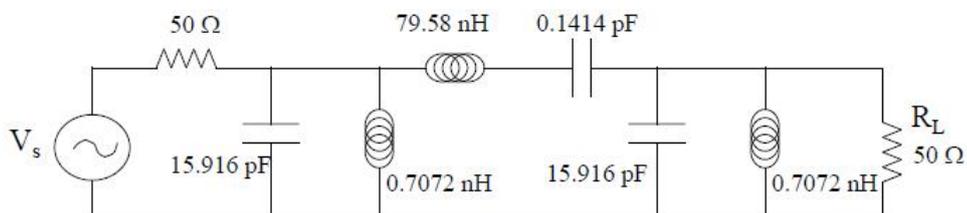


Figura 2.10: Filtro Pasa Banda

2.8.1. Inversores de inmitancia

En este punto del análisis se incluye el concepto de inversor de inmitancia, que no es más que un inversor de admitancia o impedancia.[6]

Es un cuadripolo pasivo, recíproco y sin pérdidas en el que S11 y S22 son reales.

Se define como una red de dos puertos en la que se cumple que:

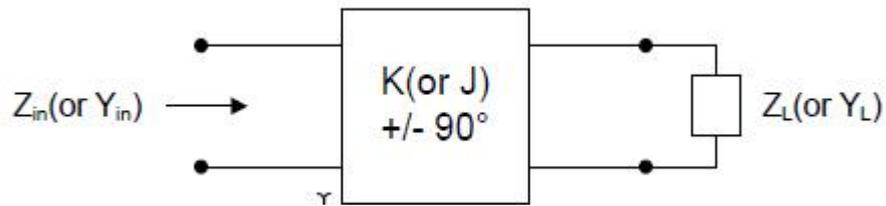


Figura 2.11: Inversor de inmitancia

K, inversor de impedancia:

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (2.2)$$

J, inversor de admitancia:

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (2.3)$$

Actúa como un transformador de $\lambda/4$.

LC serie \rightarrow J-inversor + LC Paralelo

LC paralelo \rightarrow K-inversor + LC Serie

La ventaja de los conversores J o K, es permitir convertir elementos series en paralelos o viceversa. Esta ventaja es de gran importancia para la síntesis de filtros de tipo pasa banda o rechaza banda.

Transformación L serie a C paralelo.

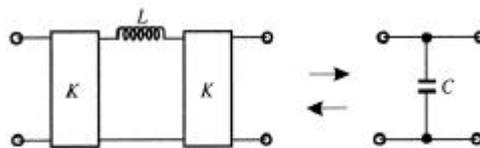


Figura 2.12: L serie a C paralelo

Una inductancia en serie con un inversor en cada lado se ve como una capacidad en paralelo desde su exterior.

Transformación C paralelo a L serie

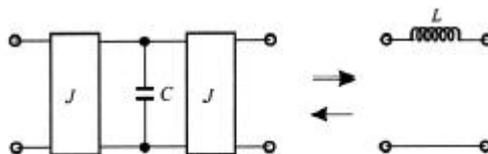


Figura 2.13: C paralelo a L serie

Un capacitor en paralelo con un inversor de admitancia en cada lado se ve como un inductor en serie desde su exterior.

Utilizando este modelo de síntesis, se pueden obtener las siguientes estructuras de filtros:

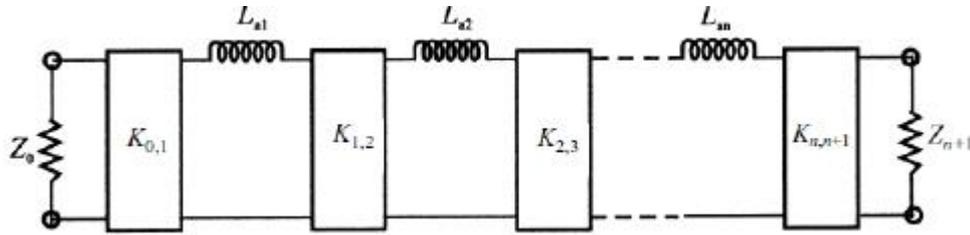


Figura 2.14: Filtro pasa bajo con inversores K

Transformando los inductores del filtro pasa bajo a resonadores serie de un filtro pasa banda se logra:

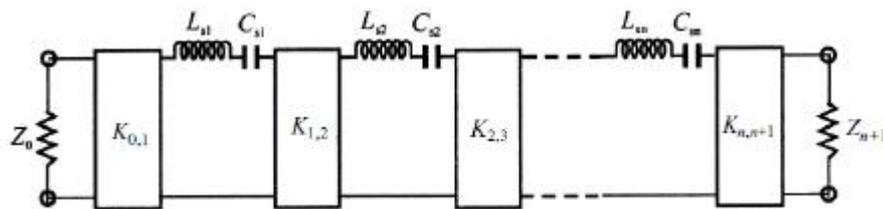


Figura 2.15: Filtro pasa banda inversores K

Dónde:

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{s1}}{\Omega_0 g_0 g_1}}, \quad K_{1,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{s1} L_{s(i+1)}}{\Omega_c g_0 g_{i+1}}}, \text{ con } i = 1 \text{ hasta } n - 1$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 L_{sn} Z_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}, \quad L_{si} = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0}\right) L_{ai}; \quad C_{si} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{si}}$$

Cada inversor J o K, representa un acoplamiento magnético de la siguiente manera:

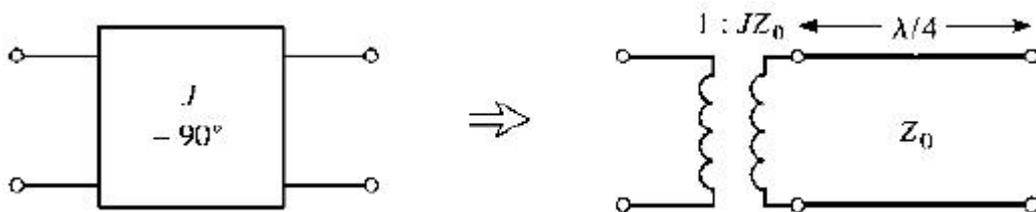


Figura 2.16: Acoplamiento Magnético

Cada inversor de inmitancia, ya sea de impedancia o admitancia, hace referencia al acoplamiento que se genera entre dos líneas contiguas en un filtro de microtira, sea este el valor del factor K (factor de acoplamiento). Este es el punto más interesante del análisis de un filtro pasa banda de parámetros concentrados, ya que es “la unión” para iniciar el análisis del mismo filtro en parámetros distribuidos.



Capítulo 3

Filtro de microtiras

La idea de este desarrollo nace de la necesidad de implementar un filtro para un transmisor satelital en 2,2GHz (banda S), en donde la dimensión, el peso y el costo son factores críticos.

En este capítulo se llevará a cabo una explicación del funcionamiento de las microtiras y el desempeño de un filtro de microtiras. Se verán expresados los diferentes tipos de filtros de microtiras y el por qué de la elección de la topología final.

3.1. Microtira

Las microtiras son uno de los tipos de líneas de transmisión planas más populares debido a que se pueden fabricar mediante procesos fotolitográficos y son fáciles de integrar con otros componentes de microondas activos o pasivos.

En una línea de transmisión de microtira, el material dieléctrico no rodea totalmente a la tira, por lo que genera que el modo de propagación fundamental no sea un modo TEM (transversal electromagnético) puro. Cuando se evalúa a una frecuencia relativamente baja de algunos GHz, las líneas microtiras prácticas, el modo que se genera es quasi-TEM. Cuando los componentes longitudinales de los campos para el modo dominante de una línea de microtira siguen siendo muy inferiores a los componentes transversales, pueden ser despreciados. En este caso, el modo dominante se comporta entonces como un modo de TEM, y la teoría TEM de línea de transmisión es aplicable para la línea de microtira también. Esto se llama aproximación cuasi-TEM y es válida en la mayoría de los rangos de frecuencia de microtira operativo. En este rango de frecuencias, la línea de transmisión se puede generalizar por su capacitancia e inductancia por unidad de longitud, en un modo similar a un TEM puro. La estructura general de una línea microtira se ilustra en la figura 3.1 donde observa una línea conductora con un ancho W y un espesor t en la parte superior de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica ϵ_r y un espesor h , y por debajo del sustrato se encuentra un plano de masa conductor.[8]

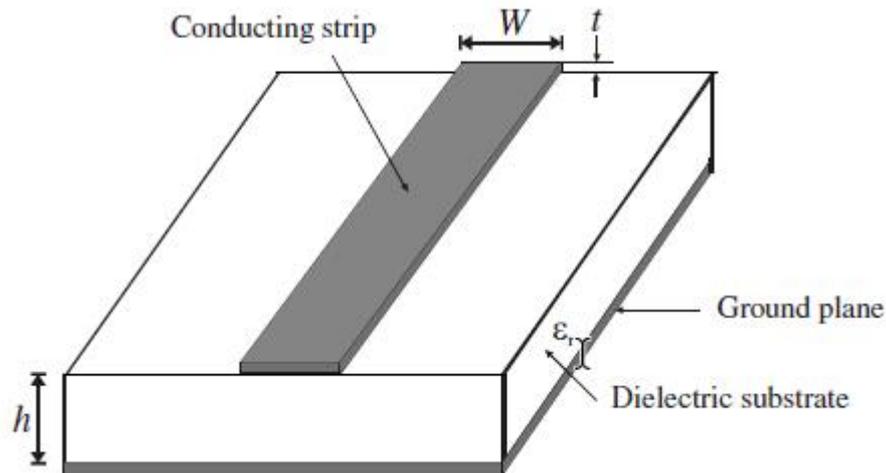


Figura 3.1: Estructura de Microtira

Las características de transmisión de las microtiras son descritas por 2 parámetros, los cuales son la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} y la impedancia característica Z_c , que mediante cualquier análisis cuasi-estático se pueden obtener:

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (3.1)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (3.2)$$

Donde C_d es la capacitancia por unidad de longitud con el sustrato presente, mientras que C_a es la capacitancia por unidad de longitud cuando el dieléctrico es sustituido por aire. C es la velocidad de la luz en el vacío.

3.2. Tipos de filtros de microtiras

Estudiando las diferentes tecnologías para desarrollar filtros en alta frecuencia, se converge en que la tecnología de microtiras es la que más se adapta a esta banda de frecuencias.

Existen diferentes tipos de topologías para desarrollar filtros de microtiras, las cuales a nivel funcionamiento poseen una performance similar, se debe optar por la cual se adapte a los requisitos previamente expresados, siendo éstos, peso, tamaño y costo.

Entre los principales tipos de filtros comúnmente utilizados encontramos los filtros de líneas acopladas y 2 variantes de ellos: filtros Interdigitales y filtros hairpin u horquilla.

3.2.1. Filtros de líneas acopladas

A fin de expresar la topología de líneas acopladas, se muestra la imagen 3.2.

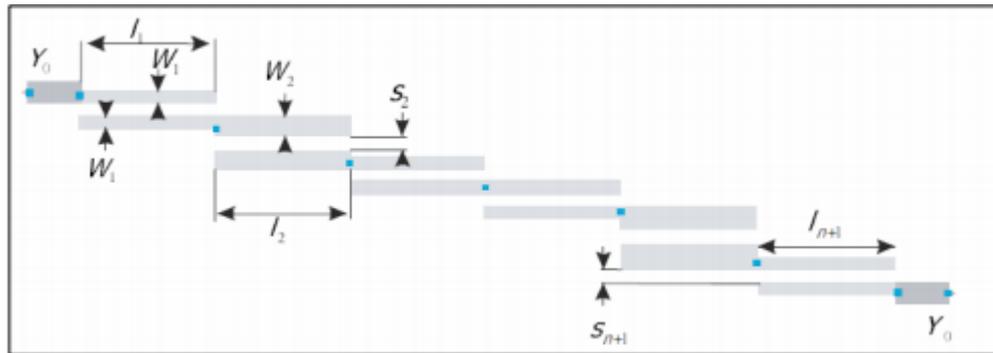


Figura 3.2: Líneas acopladas

Este filtro no es más que un conjunto de microtiras de $\frac{\lambda}{2}$ acopladas una con otras. El funcionamiento de las líneas acopladas se explicará en la sección 3.3.

3.2.1.1. Filtro de microtira hairpin

Los filtros del tipo horquilla son estructuras compactas. Se pueden obtener mediante el plegado de los resonadores de media longitud de onda acoplados en paralelo, que se discutieron anteriormente. En consecuencia, las mismas ecuaciones de diseño para los filtros resonadores media longitud de onda acoplados en paralelo se pueden utilizar para este tipo de estructura. Sin embargo es necesario tener en cuenta la reducción de las longitudes de la línea acoplada, lo que reduce el acoplamiento entre resonadores. Para diseñar este tipo de filtro se usará el método de diseño empleando un simulador EM.



Figura 3.3: Líneas hairpin o horquillas

3.2.1.2. Filtro de microtira interdigital

Filtros interdigitales son otra forma de filtros de línea acoplada. Cada sección de la línea es de aproximadamente $\frac{\lambda}{4}$ y se termina en corto circuito en un extremo y en el otro en circuito abierto. El extremo se alterna entre CC y CA en cada sección de la línea.

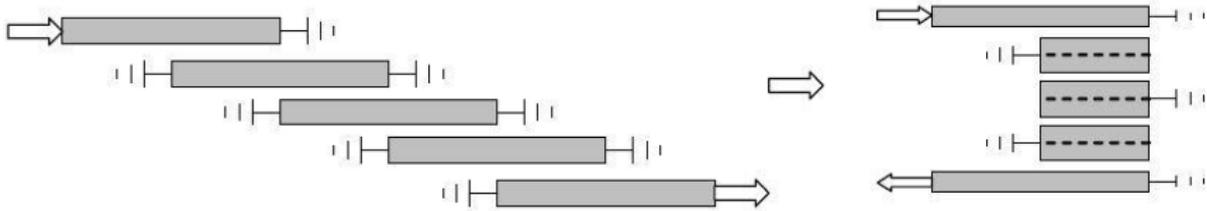


Figura 3.4: Filtro interdigital

Como se observa en la Figura 3.4, cada resonador se encuentra cortocircuitado en un extremo y expuesto a circuito abierto en el extremo opuesto, invirtiendo su posición 180° en cada resonador. Por ésta estructura se propaga una onda gracias a los acoplamientos entre los resonadores adyacentes.

Teniendo en cuenta los demás puntos a considerar (costo, peso y tamaño), dentro de las topologías de filtros de microtiras, el formato “hairpin” u “horquilla” permite un ahorro considerable de tamaño, ya que resonadores de $\frac{\lambda}{2}$ al plegarse a la mitad reducen totalmente el espacio. Un resonador hairpin no es más que una línea de transmisión plegada a la mitad, por ende para hacer un análisis de las características intrínsecas, se va a utilizar un tramo de línea.[7]

En las secciones siguientes se explicará, con detalle el funcionamiento de esta topología.

3.3. Teoría del funcionamiento de un filtro de microtira

El principio fundamental de funcionamiento es el acoplamiento que se genera en 2 líneas contiguas.[9] Cuando se posee 2 líneas de transmisión una al lado de otra, se produce un acoplamiento entre ellas, dependiendo de la separación entre las mismas. Esta proximidad modifica los campos electromagnéticos de la onda propagante y por ende altera los valores de la impedancia característica de la línea de transmisión. Generalmente el acoplamiento que se genera es de tipo capacitivo. Se va a utilizar el método de análisis par e impar. Para el modo par, la onda que incide a través de las 2 líneas de transmisión acopladas son opuestas (se encuentran desfasadas 180°), en esta situación se crea un plano de masa virtual en el plano de simetría del circuito. Ver figura 3.5

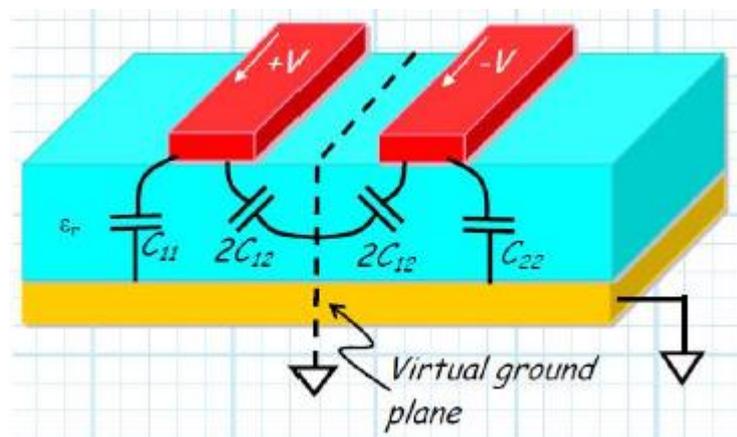


Figura 3.5: Modo Par

Donde la capacidad por unidad de longitud en cada línea de transmisión, en el modo par es:

$$C_0 = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + C_{21} \quad (3.3)$$

Resultando una impedancia característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (3.4)$$

Para el modo impar: se considera que la onda incidente en ambas líneas de transmisión es igual en magnitud y fase, entonces un plano virtual abierto se genera en el plano de simetría del esquema.

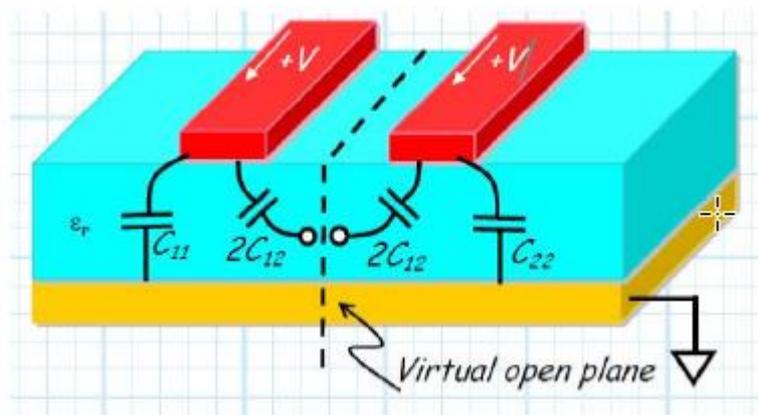


Figura 3.6: Modo Impar

Para este caso, los capacitores C_{12} aparecen como “desconectados” y la capacidad por unidad de longitud de cada línea de transmisión impar es:

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (3.5)$$

y la impedancia característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_e}} \quad (3.6)$$

3.4. Parámetros distribuidos. Hairpin

Teniendo en cuenta el método de parámetros concentrados y los análisis que se han hecho, se supone que cada resonador hairpin representa un circuito resonante serie del filtro de parámetros concentrados, y el inversor ya sea J o K, queda definido como el acoplamiento que se genera entre dos resonadores contiguos, produciendo un factor de acople K.[10]

3.4.1. Resonador hairpin

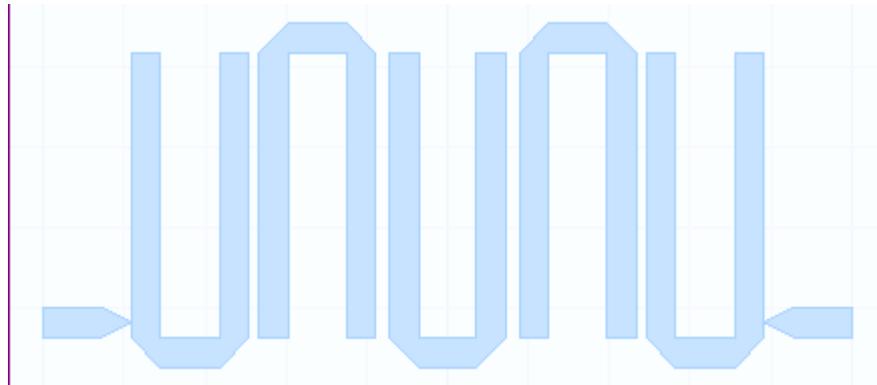


Figura 3.7: Hairpin

Aquí se observan 2 resonadores tipo hairpin, donde se ve que el acoplamiento que se genera es de tipo capacitivo, la intensidad de este acoplamiento se debe a la proximidad de las líneas y están basados en los campos de efecto borde: la naturaleza y la extensión de los bordes determinará la naturaleza y la magnitud del acoplamiento.[7]

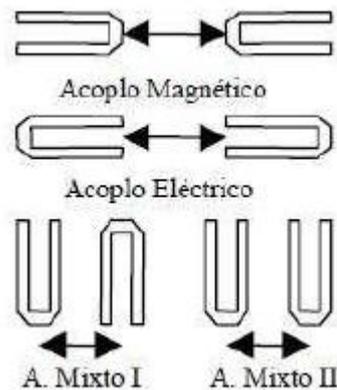


Figura 3.8: Acoplamiento

Cada estructura es identificada por el tipo primario de acoplamiento que se produce en ella. En resonancia, el campo de efecto borde eléctrico es mucho más fuerte en los extremos abiertos mientras que el magnético es más fuerte en la parte media del resonador. Los acoples magnético y eléctrico pueden mostrar signo distinto uno respecto al otro y esto posibilita la inclusión de ceros de transmisión en la respuesta si se utilizan distintos signos para el camino directo y para el camino alternativo en la propagación de energía electromagnética. El caso de la estructura mixta I presenta como principal peculiaridad que la magnitud del acoplo es mayor para una separación entre líneas arbitraria que el resto de casos, por lo que se utilizará principalmente para el camino directo que es el que requiere mayores acoplamientos.[11][12]

3.5. Filtros pasa banda hairpin

Los filtros hairpin u horquilla son estructuras compactas. Conceptualmente pueden obtenerse mediante el plegado de resonadores acoplados en paralelo, de una longitud de $\frac{\lambda}{2}$. Al ser líneas de $\frac{\lambda}{2}$



plegadas, el mismo diseño de ecuaciones utilizado para estas, se puede utilizar para resonadores tipo “U”. [13]

3.5.1. Límites teóricos de un filtro pasa banda

Se puede estimar la pérdida por inserción del filtro a media banda a través del Q descargado deseado:

$$Loss(f_o) = \frac{4,434f_o}{BWQ_u} \sum_{i=1}^N g_i(dB) \quad (3.7)$$

Donde BW es el ancho de banda del filtro y los g_i corresponden al valor de los componentes normalizados que se obtienen de la tabla. Esta ecuación, también puede reordenarse y despejar un Q descargado para un nivel de pérdida deseado. [16]. El Q descargado es un valor que viene asociado a las características del sustrato y a la tecnología de diseño utilizada, para este caso microtiras

Ésta ecuación fue extraída de analizar el método de Dishal, método que será explicado en la siguiente sección.

3.5.2. Método de Dishal

Para desarrollar el diseño de nuestro prototipo de filtro, se basará en el método de Dishal [14], que dice que cualquier filtro pasa banda ya sea de parámetros concentrados o distribuidos, puede ser representado por tres variables fundamentales: la frecuencia de resonancia f_0 , los acoplamientos entre resonadores adyacentes, $k_{r,r+1}$ y los Q externos del primer y último resonador, Q_{ext} . [15]

Lo primero a definir para el iniciar el desarrollo es el orden del filtro, N , y el nivel de rizado. Una vez definidos estos parámetros, se debe acudir a las tablas para el prototipo pasa bajo de valores normalizados correspondiente al factor de rizado y al método de síntesis elegido, en nuestro caso Chebyshev. [6]

Una vez que se está seguro de que los valores (orden del filtro (N) y ancho de banda (BW)) y Q descargado que se han elegido satisfacen los objetivos de diseño, se puede calcular los factores de acoplamiento y los Q externos del primer y último resonador de la forma que sigue:

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (3.8)$$

$$Q_{ext} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (3.9)$$

$$Q_{exN} = \frac{g_N g_{N+1}}{FBW} \quad (3.10)$$

Con $i = 1$ hasta $N - 1$ y siendo FBW el ancho de banda fraccional.

Una vez definidos estos parámetros, Dishal utiliza medidas de hardware experimental para generar curvas de diseño.

Una de ellas, es para el acoplamiento como una función de la distancia entre dos resonadores que están sintonizados a la misma frecuencia central que el filtro.

Para esta curva, Dishal propone un estudio de un filtro de microtiras interdigital, pero como se puede observar en las ecuaciones anteriores, no hay ningún parámetro que dependa de la topología del

filtro, la única restricción es que sea un filtro de microtiras, por ende se concluye que son aplicables a nuestro diseño con tecnología hairpin.

En el análisis de la sección posterior, dónde se expondrán las ecuaciones y valores obtenidos para nuestro filtro, se podrá identificar esto que se menciona.

Siguiendo con el método, Dishal para definir la curva de acoplamiento vs. separación, propone analizar 2 líneas resonantes acopladas levemente y sintonizadas a la misma frecuencia, en dónde al analizar el parámetro S_{21} , se ve la respuesta de un pico doble centrada en la frecuencia de resonancia:

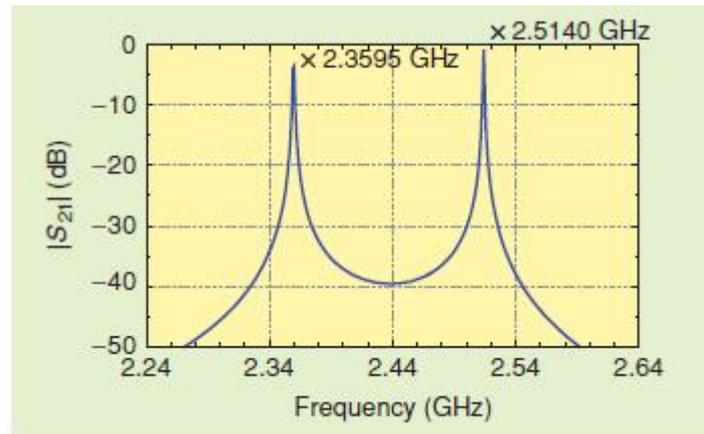


Figura 3.9: Respuesta de doble pico

De este gráfico, Dishal afirma lo siguiente:

El factor de acoplamiento que se genera entre las dos líneas contiguas separadas por una distancia S conocida se determina mediante la ecuación que sigue:

$$K = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_0} = \frac{f_{high}^2 - f_{low}^2}{f_{high}^2 + f_{low}^2} \quad (3.11)$$

Donde f_{high} es la frecuencia del pico superior y f_{low} la del pico inferior.

Variando la separación S , y calculando el factor de acoplamiento que se genera para cada separación se obtiene la curva:

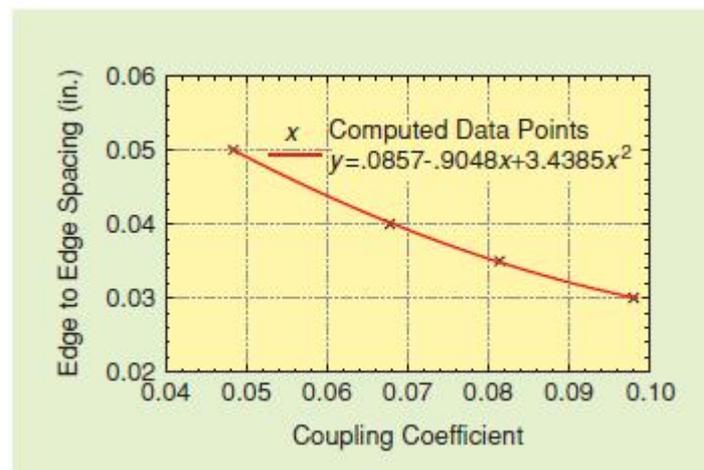


Figura 3.10: S Vs. K



Representa el acople en función de la distancia. Esto se hace ya que el factor de acoplamiento(K) es un parámetro calculable, pero la separación (S) no.

Entonces se procede a realizar esta curva y luego para el diseño, ya con los valores de los factores de acoplamiento K obtenidos se ingresa a la tabla y se obtiene la separación S.

Nota: todas estas ecuaciones y tablas son demostradas en la sección siguiente.

Una vez que se tiene estos valores, se puede enfocar al desarrollo del filtro en un software de simulación y comparar lo obtenido.



Capítulo 4

Diseño del Filtro

En este capítulo se procede a calcular todos los valores de los elementos del filtro para luego poder hacer una comparación con los valores simulados y los obtenidos en la medición de parámetros reales.

4.1. Ecuaciones

Para el desarrollo de nuestro filtro se cuenta con un sustrato de la empresa Roger, modelo RO4003C de $\frac{1}{2}$ Oz, 0.813mm de cobre electro depositado (ED). Utilizando una ayuda brindada por los softwares de simulación llamada Tline, se pueden colocar los valores de dicho sustrato y calcular el Q descargado de nuestro filtro:

The screenshot shows the TLINE software interface with the following data:

Value	Parameter
49.9832	Impedance
1.96651	Total Loss/m
1.18202	-Cond. Loss/m
0.784493	-Diel. Loss/m
61.2074	Velocity [%c]
2.66927	E effective
166.364	Q, unloaded
0.00581612	MinValue Cover Ht, m
36900.4	Highest Acc Freq
0.0834069	Wavelength, m
109.031	pF/meter, open
272.395	nH/meter, short

Parameters		Substrate	
Freq:	2200	Er:	3.38
* W:	1.85795	MU:	1
h:	0.813	Rho:	1
t:	.018000	Sr:	.001905
		tanD:	.002700

Suggested Range: 0 to infinity

Buttons: * Synthesize (F3) | Tune: 5% | F7 | F9 | Metric, mm

Figura 4.1: Herramienta Tline

Una vez obtenido el Q descargado, $Q_u = 166,364$, se procede a utilizar la ecuacion 3.7, con el fin de realizar un estudio de los ordenes y anchos de banda tal que se cumplan los objetivos de diseño



deseados. Para ello se realizó un cálculo de la pérdida por inserción que se obtiene para diferentes órdenes y anchos de banda. Éstos valores serán luego comparados con los valores simulados.

	BW=0,2GHz	BW=0,1GHz	BW=0,05GHz
N=2	0,33dB	0,66dB	1,33dB
N=3	0,78dB	1,56dB	3,13dB
N=4	1,28dB	2,57dB	5,14dB
N=5	1,83dB	3,67dB	7,33dB

Tabla 4.1: Pérdida de inserción calculada en función del orden y el ancho de banda.

Seguidamente se expresa una tabla similar con los valores de pérdida de inserción obtenidos en la simulación.

	BW=0,2GHz	BW=0,1GHz	BW=0,05GHz
N=2	No Aplica	No Aplica	No Aplica
N=3	1,5dB	3,6dB	7,1dB
N=4	1,7dB	3,3dB	6,9dB
N=5	1,8dB	3,8dB	7,4dB

Tabla 4.2: Pérdida de inserción simulada en función del orden y el ancho de banda.

Tablas comparativas:

	BW=0.2 pérdida calculado	BW=0.2 pérdida simulado
N=3	0,78dB	1,5dB
N=4	1,28dB	1,7dB
N=5	1,83dB	1,8dB

Tabla 4.3: Comparación BW=0.2

	BW=0.1 pérdida calculado	BW=0.1 pérdida simulado
N=3	1,56dB	3,6dB
N=4	2,57dB	3,3dB
N=5	3,67dB	3,8dB

Tabla 4.4: Comparación BW=0.1



	BW=0.05 pérdida calculado	BW=0.05 pérdida simulado
N=3	3,13dB	7,1dB
N=4	5,14dB	6,9dB
N=5	7,33dB	7,4dB

Tabla 4.5: Comparación BW=0.05

Observaciones y análisis: para un orden N=2, la realización de un filtro es prácticamente imposible, ya que con solo 2 resonadores no se logra una buena curva de respuesta.

Con orden N=3, los valores de pérdida de inserción calculados, difieren en el doble de los simulados.

Con orden N=4, se observa que los valores calculados se aproximan a los simulados, teniendo aquí en la simulación el mínimo valor encontrado de pérdida de inserción correspondiente a N=4 y BW=0.2GHz.

Finalmente para N=5, los valores calculados son prácticamente iguales a los simulados.

Analizando estas conclusiones, se puede decir que para orden N=4 y BW=0.2GHz, simulando se obtiene el menor valor de pérdida de inserción, pero no se eligen estos valores debido a que hay una diferencia considerable entre lo calculado y simulado. Por este motivo al agregar un resonador llevando a un orden N=5 y un ancho de banda BW=0.2GHz, se obtiene la mejor performance del filtro calculado respecto del simulado. No se hace un análisis con un orden N=6, ya que los cálculos no caen dentro del rango de valores a considerar.

Finalmente, se decidió realizar un filtro de orden N=5 y un BW=0,22GHz, de tal manera que el ancho de banda fraccional (FBW), sea exactamente del 10 por ciento FBW=0.1.

Como se mencionó anteriormente, se decide utilizar el método de síntesis de Chevyshev, el cual lleva asociado las tablas para el prototipo pasa bajo de valores normalizados correspondiente al factor de rizado, analizamos dos factores de rizado, $rp = 0,036$ y $0,1$.

ORDEN	G0	G1	G2	G3	G4	G5	G6	Gi total
2	1	0,63227499	0,52694596	2				1,15922095
3	1	0,81849026	1,08954459	0,81849026	1			2,72652510
4	1	0,89885529	1,28432891	1,54104806	0,74911734	2		4,47334960
5	1	0,93929789	1,36767100	1,76913945	1,36767100	0,93929789	1	6,38307721

Tabla 4.6: Ripple 0.036

ORDEN	G0	G1	G2	G3	G4	G5	G6	Gi total
2	1	0,84306884	0,62201542	1,35538253				1,46508426
3	1	1,03158514	1,14740033	1,03158514	1			3,21057061
4	1	1,10881227	1,30618313	1,77037779	0,81808068	1,35538253		5,00345387
5	1	1,14683783	1,37120999	1,97502758	1,37120999	1,14683783	1	7,01112321

Tabla 4.7: Ripple 0.1

Como el filtro es de orden 5, se procede a calcular las pérdidas por inserción para cada factor de rizado.

Definimos $BW = 0,22GHz$, $f_o = 2,2GHz$, $Q_u = 166,364$:



Ripple 0.036:

$$Loss(f_o) = \frac{4,434f_o}{BWQ_u} \sum_{i=1}^N g_i(dB) = \frac{4,434 * 2,2}{0,22 * 166,364} * 6,38307721 = 1,70dB \quad (4.1)$$

Ripple 0.1:

$$Loss(f_o) = \frac{4,434f_o}{BWQ_u} \sum_{i=1}^N g_i(dB) = \frac{4,434 * 2,2}{0,22 * 166,364} * 7,01112321 = 1,87dB \quad (4.2)$$

4.1.1. Cálculo de los factores Q externos

Para ripple 0.036:

$$Q_{ex1} = \frac{1 * 0,9393}{0,1} = 9,393$$

$$Q_{exN} = \frac{0,9393 * 1}{0,1} = 9,393$$

Para ripple 0.1:

$$Q_{ex1} = \frac{1 * 1,14683783}{0,1} = 11,468$$

$$Q_{exN} = \frac{1,14683783 * 1}{0,1} = 11,468$$

4.1.2. Cálculo del factor de acoplamiento Vs. separación

Según Dishal, si acoplamos levemente un par de resonadores sintonizados en la misma frecuencia, obtenemos la respuesta de doble pico que se muestra en la figura 3.9. El nulo de los 2 picos debe estar por debajo de los -40dB para garantizar un acoplamiento flexible. La condición de tuning síncrono ocurre cuando los picos están tan cercanos como sea posible o cuando el nulo entre los picos es tan profundo como sea posible.

La expresión para el factor de acoplamiento la define la ecuación 3.11.

Ubicando 2 resonadores acoplados y sintonizados a la misma frecuencia (en nuestro caso 2.2GHz), a una separación S conocida, se puede observar el grafico de S1 en función de la frecuencia donde se ven los picos anteriormente mencionados. Mediante las frecuencia de los picos y utilizando la ecuación 3.11, se puede calcular el factor de acoplamiento. Si se hace variar la separación S, se podrá calcular los diferentes acoplamientos para cada separación y realizar una curva representativa de dichos valores.

En los softwares de simulación la separación S, es un valor que se auto-setea en base al acoplamiento que se genera entre los resonadores contiguos, el motivo de este análisis es para poder demostrar el valor de esa separación.

4.1.3. Cálculo potencia

Se ha realizado un estudio de la potencia soportada por el filtro en base al datasheet del sustrato sobre el cual se va a imprimir el filtro.

Se ha utilizado una herramienta propuesta por el mismo fabricante Rogers. Se trata de una calculadora llamada "Microwave Impedance Calculator"(MWI) cuya disponibilidad esta en la página del fabricante en versión online y también es posible descargar el software de manera libre y gratuita. [17]

Basándose en los parámetros de diseño del filtro:

- RO4003C, $\frac{1}{2}$ Oz, Thickness(H)=0.812mm
- Ancho de la línea conductora(W)=1.5mm
- Longitud=15.28mm

Se obtienen los valores que se muestran a continuación:

The screenshot shows the Rogers Corporation calculator interface. On the left, a diagram of a microstrip is shown with labels for width (W), thickness (H), and length (L). The main window is divided into several sections:

- Material Selection Table:** Lists various materials with their properties. RO4003 is highlighted.
- Material Properties:** Shows parameters for RO4003: Dk = 3.55, Df = 0.0027, Thermal Cond. = 0.71 W/K*m.
- Circuit Parameters:** Shows Conductor Width (W) = 1.5 mm, Length = 15.28 mm, Copper Thickness (T) = 1/2oz E, Copper Roughness RMS = 2.8 microns, and Copper Conductivity = 5.813 X 10⁻⁷ S/m.
- Electrical Information:**
 - Conventional Microstrip Using 0.812 mm RO4003C circuit materials. Conductor width = 1.5 mm
 - Impedance = 55.91 ohms, Effective dk = 2.7385
 - Dielectric Loss is = 0.71888 dB/m, Conductor loss is = 1.44264 dB/m, Total loss is = 2.16152 dB/m
 - Dielectric Q Factor is 419.0, Conductor Q Factor is 208.8
- Thermal Information:**
 - Temperature rise per RF Power is 0.3794 C/W
 - Temperature rise above ambient for RF Power of 5 Watts is 1.897 C
 - Maximum RF Power not to exceed 100C rise above ambient is 263.5W
- Calculation Options:** Includes a 'Calculate' button, 'Impedance' set to 50 Ohms, 'Units' set to Metric, and 'Freq. Range' set from 1 to 3 GHz.

Figura 4.2: Calculadora Rogers

Como resultado, se observa que el factor limitante que utiliza la herramienta MWI es la temperatura, con lo cual arroja un valor máximo de potencia soportada igual a 263.5W para no superar los 100 °C.

4.2. Análisis de resonadores y gráficos

4.2.1. Análisis de 2 líneas acopladas

Demostrando lo que Dishal propone para un filtro interdigital: Proponemos 2 líneas de $\frac{\lambda}{4}$ acopladas, sintonizadas a una frecuencia de 2,2GHz.

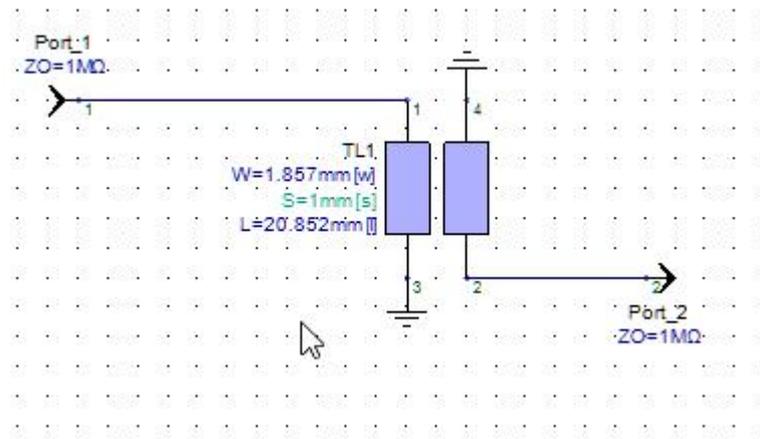


Figura 4.3: Esquemático. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S

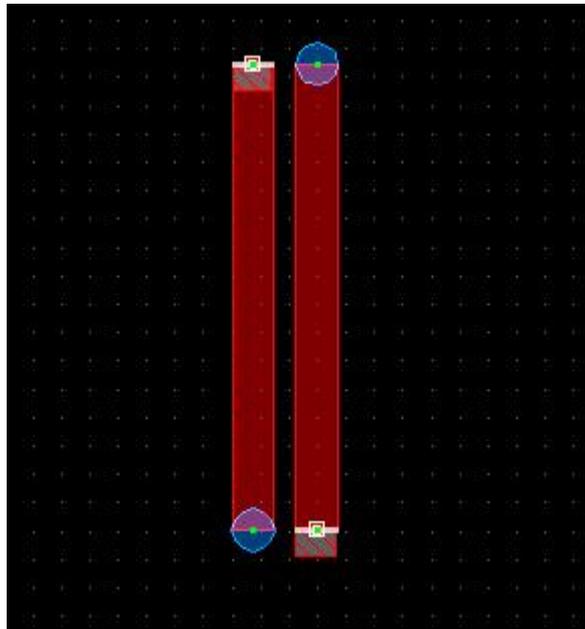


Figura 4.4: Layout. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S

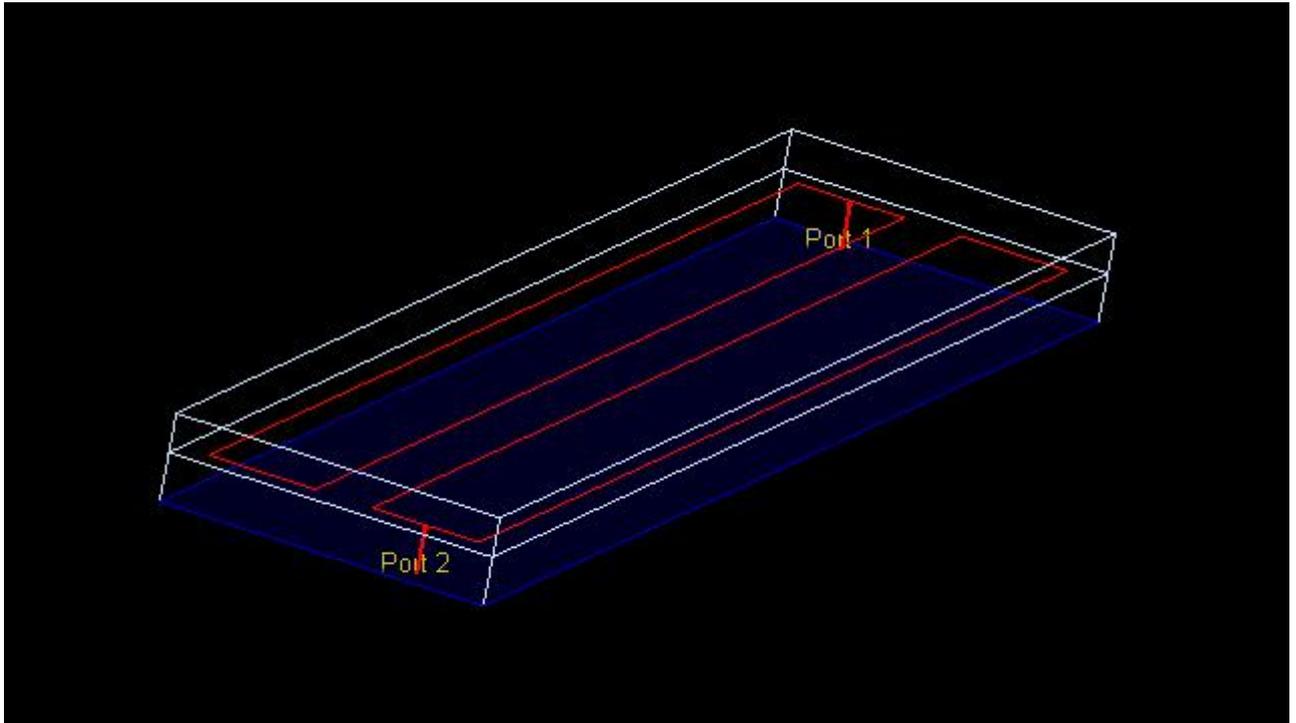


Figura 4.5: Vista 3D. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S

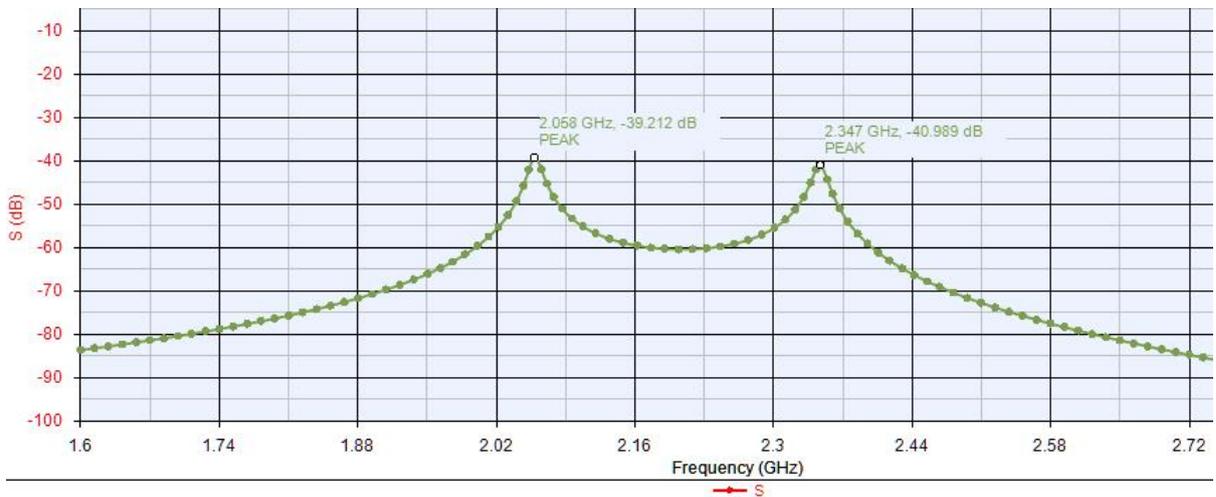


Figura 4.6: Parámetro S1. 2 resonadores de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S

Variando la separación entre resonadores, se obtienen diferentes picos de parámetro S1.

La siguiente tabla se confeccionó variando la separación entre resonadores y tomando el valor de los picos del gráfico de S1.



s(mm)	fo(GHz)	fmin(GHz)	fmax(GHz)
0,4	2,2	1,94	2,495
0,6	2,2	1,994	2,426
0,8	2,2	2,033	2,381
1	2,2	2,06	2,345
1,2	2,2	2,081	2,321
1,4	2,2	2,096	2,3
1,6	2,2	2,111	2,285
1,8	2,2	2,12	2,273
2	2,2	2,129	2,261
2,2	2,2	2,135	2,252

Utilizando la ecuación 3.11, se calcula el factor de acoplamiento K.

Tabla S Vs. K calculado.

s(mm)	k
0,4	0,25227273
0,6	0,19636364
0,8	0,15818182
1	0,12954545
1,2	0,10909091
1,4	0,09272727
1,6	0,07909091
1,8	0,06954545
2	0,06
2,2	0,05318182

Tabla 4.8: Factor de acoplamiento K

El factor de acoplamiento K, se calcula de esta manera para poder realizar la curva de separación.

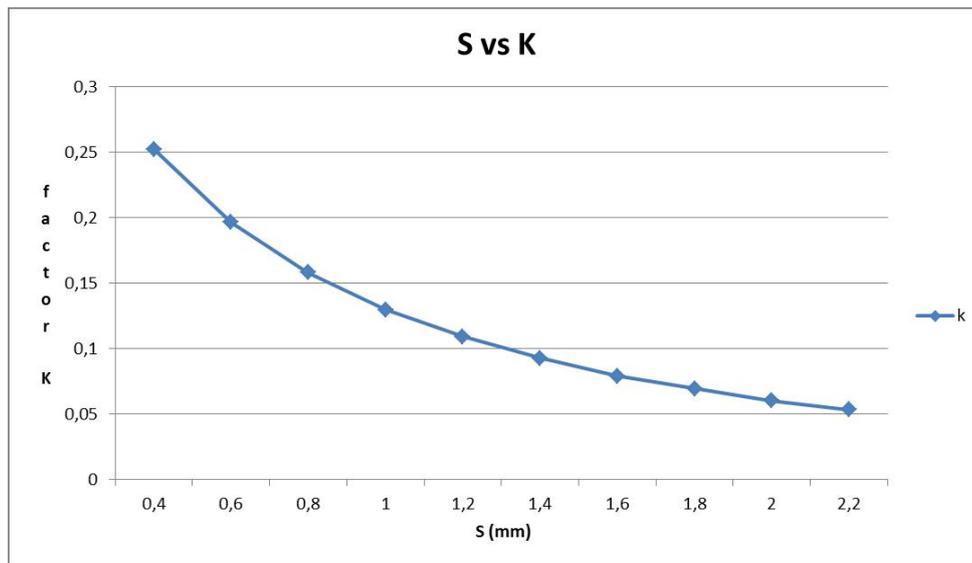


Figura 4.7: Gráfico S Vs. K

El factor de acoplamiento K entre 2 resonadores, también puede calcularse mediante una de las ecuaciones propuestas por Dishal y es la siguiente:

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

donde FBW es el ancho de banda fraccional, definido por $FBW = \frac{BW}{f_o}$ y los valores de g_i se obtienen de la tabla del prototipo pasa bajo de Chebyshev para un factor de rizado (ripple) específico.

Como se puede ver, en esta ecuación no entra en juego la separación, y además es independiente de la topología de micro tira que se utilice, por ende para nuestro desarrollo se calcularán los factores de acoplamiento de esta manera y se va a ingresar al gráfico de doble entrada a través de K, para identificar cual es la separación correspondiente a fin de lograr el acople que se requiere.

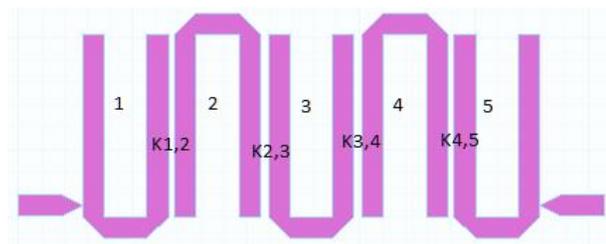


Figura 4.8: Filtro Hairpin. Factores de acoplamiento K

**Para un factor de ripple 0.036**

Tabla 4.9: Tabla de coeficientes de Chebyshev para N=5

g	ripple 0,036
g0	1
g1	0,9393
g2	1,3677
g3	1,7691
g4	1,3677
g5	0,9393
g6	1

Tabla 4.10: Tabla de factores de acoplamiento K calculados

K1,2	K2,3	K3,4	K4,5
0,0882	0,0643	0,0643	0,0882

Para un factor de ripple 0.1

Tabla 4.11: Tabla de coeficientes de Chebyshev para N=5

g	ripple 0,1
g0	1
g1	1,1468
g2	1,3712
g3	1,975
g4	1,3712
g5	1,1468
g6	1

Tabla 4.12: Tabla de factores de acoplamiento K calculados

K1,2	K2,3	K3,4	K4,5
0,0797	0,0608	0,0608	0,0797

Una vez obtenidos los factores de acoplamiento, se utiliza el gráfico de doble entrada, K vs S, que se ha confeccionado al inicio del análisis, para poder determinar la separación entre resonadores.

Para un ripple de 0,036 se obtienen los siguientes valores de separación:

K	S
0,0882	1,4
0,0643	1,9
0,0643	1,9
0,0882	1,4

Tabla 4.13: Separación S

Para un ripple de 0,1 se obtienen los siguientes valores de separación:

K	S
0,0797	1,6
0,0608	2
0,0608	2
0,0797	1,6

Tabla 4.14: Separación S

4.2.2. Análisis de 2 resonadores U acoplados

Con el fin de demostrar que el método propuesto por Dishal es de utilidad para cualquier tipo de estructura de micro tira, si en vez de utilizar 2 líneas acopladas como menciona Dishal, se utilizan 2 resonadores “U” tipo hairpin y se hace el mismo análisis desde el comienzo, entonces se propone 2 “U” de $\frac{\lambda}{4}$ acopladas, sintonizadas a una frecuencia de 2,2GHz.

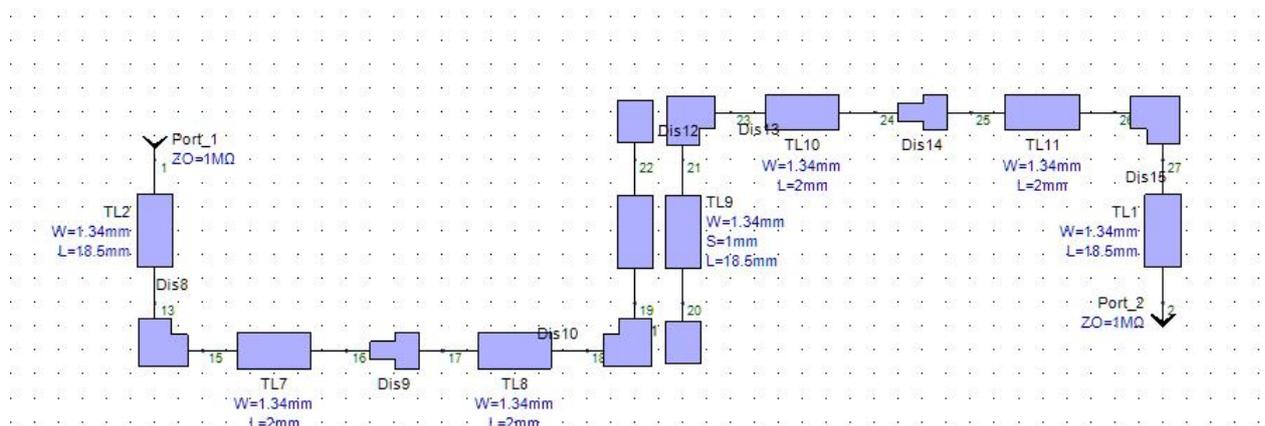


Figura 4.9: Esquemático. 2 resonadores U de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S.

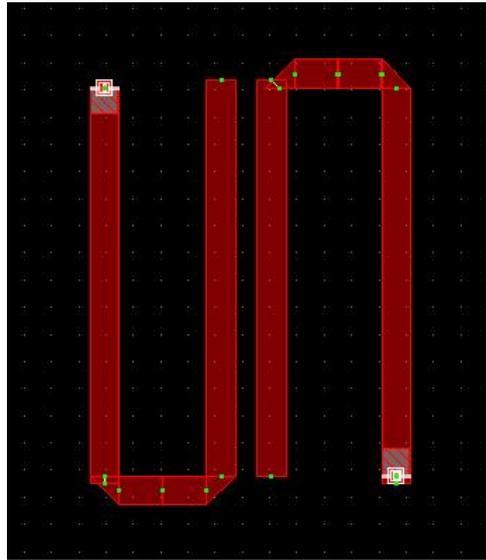
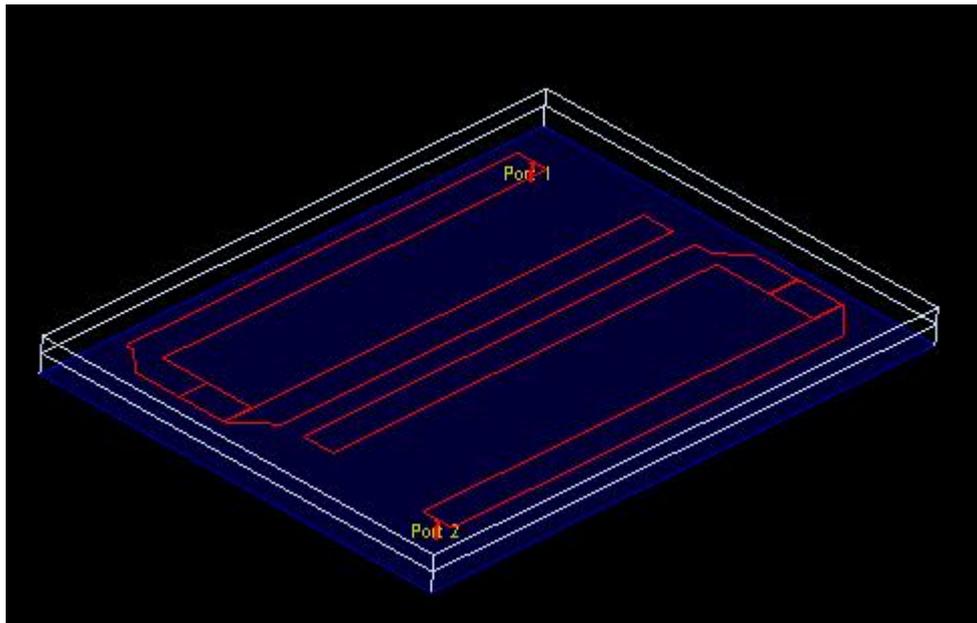


Figura 4.10: Layout. 2 resonadores hairpin.

Figura 4.11: Vista 3D. 2 resonadores U de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S.

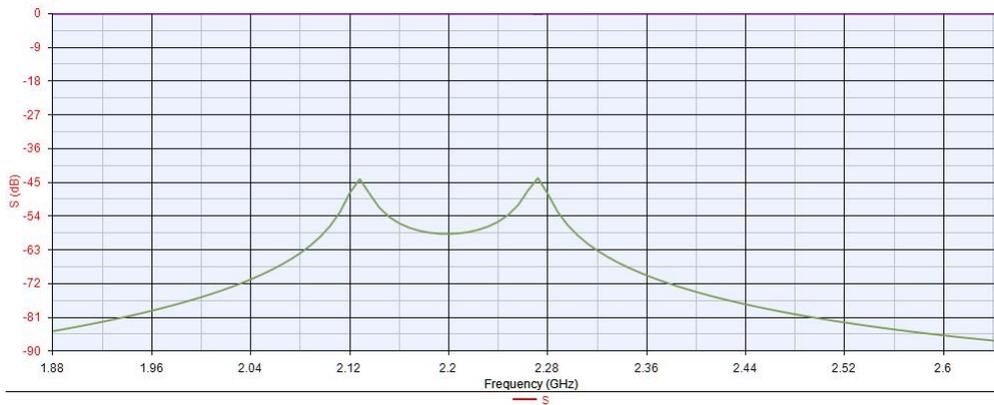


Figura 4.12: Parámetro S1. 2 resonadores U de $\frac{\lambda}{4}$ acoplados a una separación S.

De igual manera al análisis anterior, se procede a separar los resonadores y a medir los picos del parámetro S1.

La siguiente tabla se confeccionó variando la separación entre resonadores y tomando el valor de los picos del gráfico de S1.

s(mm)	fo(GHz)	fmin(GHz)	fmax(GHz)
0,4	2,2	2,056	2,344
0,6	2,2	2,088	2,312
0,8	2,2	2,112	2,288
1	2,2	2,128	2,272
1,2	2,2	2,136	2,255
1,4	2,2	2,152	2,248
1,6	2,2	2,116	2,2
1,8	2,2	2,168	2,232
2	2,2	2,168	2,224

Utilizando nuevamente la ecuación 3.11, se calcula el factor de acoplamiento K.

Tabla S vs K calculado

s(mm)	k
0,4	0,13090909
0,6	0,10181818
0,8	0,08
1	0,06545455
1,2	0,05409091
1,4	0,04363636
1,6	0,03818182
1,8	0,02909091
2	0,02545455

Tabla 4.15: Factor de acoplamiento K

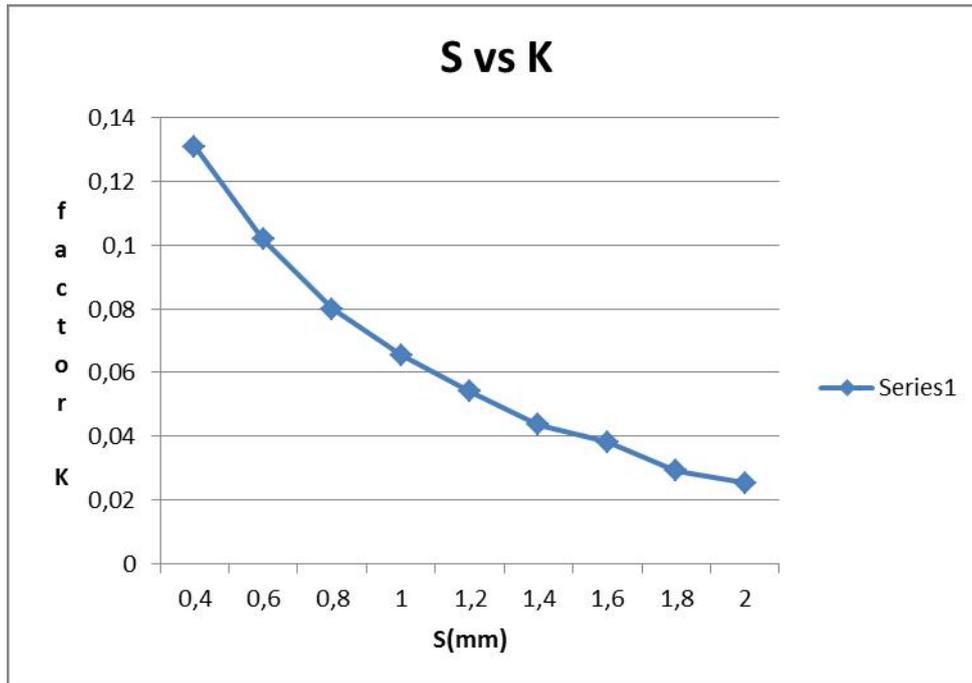


Figura 4.13: Grafico S Vs. K

Los coeficientes de acoplamiento K anteriormente calculados son exactamente iguales a los que se obtendrían en este caso, ya que son independientes de la topología. Recordándolos:

Tabla 4.16: Tabla de factores de acoplamiento K calculados. Ripple 0.036

K1,2	K2,3	K3,4	K4,5
0,0882	0,0643	0,0643	0,0882

Tabla 4.17: Tabla de factores de acoplamiento K calculados. Ripple 0.1

K1,2	K2,3	K3,4	K4,5
0,0797	0,0608	0,0608	0,0797

Con los factores de acoplamiento se entra al gráfico de doble entrada, y se ve que separación le corresponde.

Para un ripple de 0.036 se obtienen los siguientes valores de separación:

K	S(mm)
0,0882	0,7
0,0643	1
0,0643	1
0,0882	0,7

Tabla 4.18: Tabla de separación S



Para un ripple de 0,1 se obtienen los siguientes valores de separación:

K	S(mm)
0,0797	0,9
0,0608	1,1
0,0608	1,1
0,0797	0,9

Tabla 4.19: Tabla de separación S

Finalmente se procede a comparar los 2 análisis, tanto de 2 líneas acopladas como 2 resonadores U hairpin acoplados:

ripple de 0,036			
2 lineas		hairpin	
K	S(mm)	K	S(mm)
0,0882	1,4	0,0882	0,7
0,0643	1,9	0,0643	1
0,0643	1,9	0,0643	1
0,0882	1,4	0,0882	0,7

Tabla 4.20: Ripple 0.036

ripple de 0,1			
2 lineas		hairpin	
K	S(mm)	K	S(mm)
0,0797	1,6	0,0797	0,9
0,0608	2	0,0608	1,1
0,0608	2	0,0608	1,1
0,0797	1,6	0,0797	0,9

Tabla 4.21: Ripple 0.1

Para concluir con el análisis se puede decir que si bien Dishal define como método para relacionar el factor de acoplamiento con la separación, una simulación de 2 líneas acopladas, pueden ser cambiadas por 2 resonadores en U hairpin de manera que se asemeje más al diseño.

De esta forma, se observan en los resultados finales comparados, que el análisis de 2 U acopladas se acercan más a los valores obtenidos en los softwares de simulación.



Capítulo 5

Simulaciones y resultados

En este capítulo se procederá a dejar asentado los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas previas a la confección física del filtro.

Las simulaciones llevadas a cabo, han sido realizadas con 2 softwares diferentes pero siempre manteniendo los valores a simular.

Se utilizaron los softwares Genesys y AWR[18] para la simulación, se midieron los parámetros S_{21} y S_{11} , para los factores de ripple de 0,036 y 0,1, siempre manteniendo el mismo sustrato.

5.1. Simulación AWR

5.1.1. Factor de ripple 0,036

En la siguiente tabla obtenida directamente del software de simulación se puede ver la separación entre cada resonador (S), los factores de acoplamiento (K), el grosor de las líneas (W) y los Q externos (Q_{ext}), que se calculan teóricamente.

```
HRPN
5 U-sections
L=16.053mm
Tappings: 0.9835mm 0.9835mm

U-sections
Usec# 1: W=1.8719mm G=3.7438mm
Usec# 2: S=0.5539mm W=1.8719mm G=3.743
Usec# 3: S=0.7934mm W=1.8719mm G=3.743
Usec# 4: S=0.7934mm W=1.8719mm G=3.743
Usec# 5: S=0.5539mm W=1.8719mm G=3.743

Coupling Coefficients
K[1] = 0.08823
K[2] = 0.06429
K[3] = 0.06429
K[4] = 0.08823

External Q's
Qext(i) = 9.39280
Qext(o) = 9.39280
```

Figura 5.1: Valores para un ripple de 0.036

El gráfico que se encuentra aquí debajo, nos muestra la respuesta de nuestro filtro.

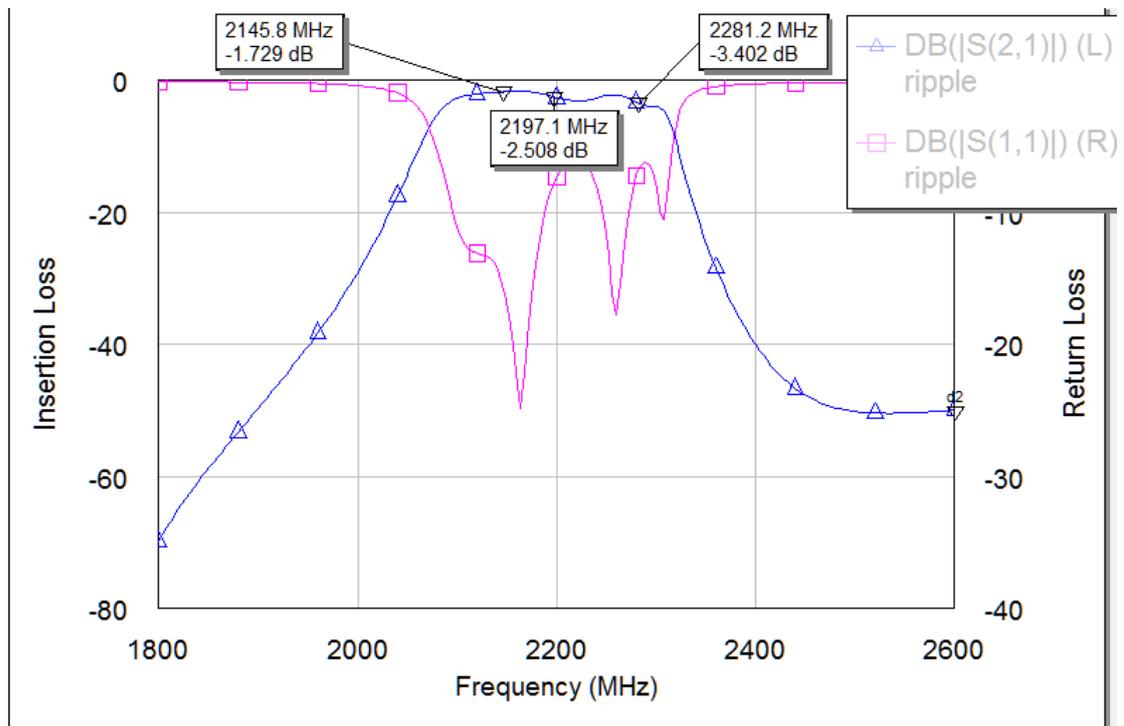


Figura 5.2: Respuesta para un ripple de 0.036 (AWR)

Diseño de layout.

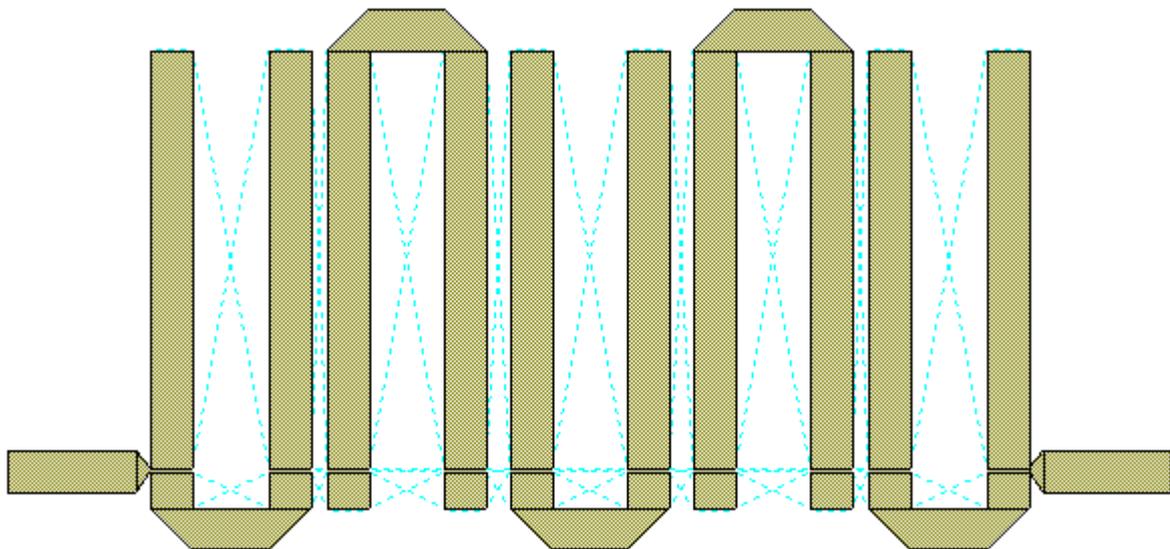


Figura 5.3: Layout (AWR)

Circuito esquemático.

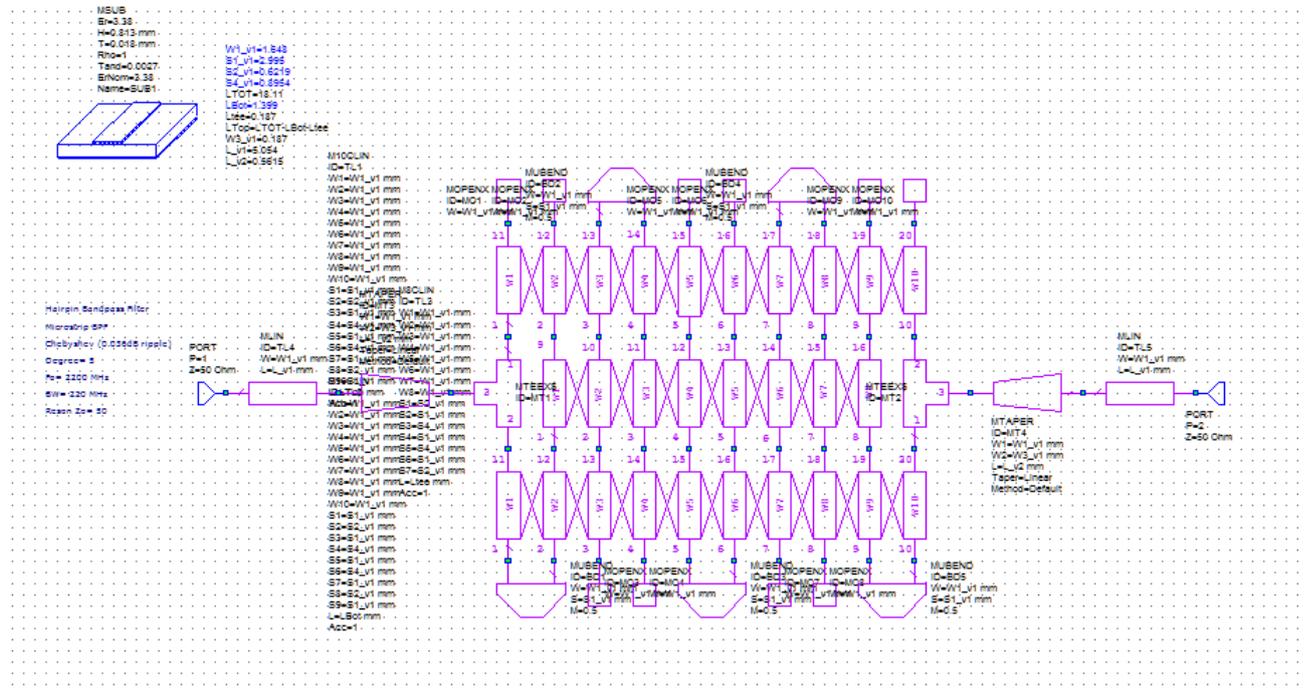


Figura 5.4: Esquemático (AWR)

5.1.2. Factor de ripple 0,1

Como se hizo en el caso de ripple 0,036, aquí tenemos la tabla correspondiente a los parámetros de ripple 0,1.

```

HRPN
  5 U-sections
  L=18.110mm
  Tappings: 0.9733mm 0.9733mm

U-sections
Usec# 1: W=1.8719mm G=3.7438mm
Usec# 2: S=0.6244mm W=1.8719mm G=3.7438mm
Usec# 3: S=0.8465mm W=1.8719mm G=3.7438mm
Usec# 4: S=0.8465mm W=1.8719mm G=3.7438mm
Usec# 5: S=0.6244mm W=1.8719mm G=3.7438mm

Coupling Coefficients
K[1] = 0.07974
K[2] = 0.06077
K[3] = 0.06077
K[4] = 0.07974

External Q's
Qext(i) = 11.46813
Qext(o) = 11.46813
  
```

Figura 5.5: Valores para un ripple de 0.1 (AWR)

Aquí debajo el gráfico de la respuesta del filtro.

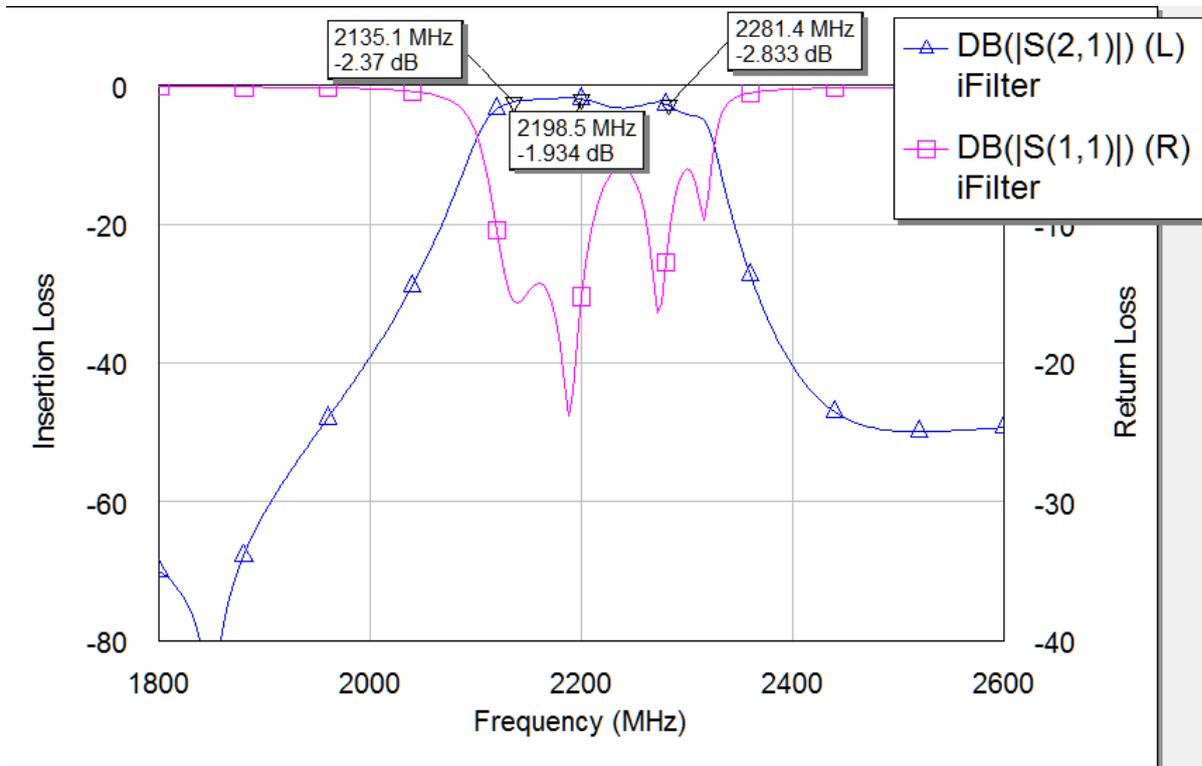


Figura 5.6: Respuesta para un ripple de 0.1 (AWR)

Diseño de layout.

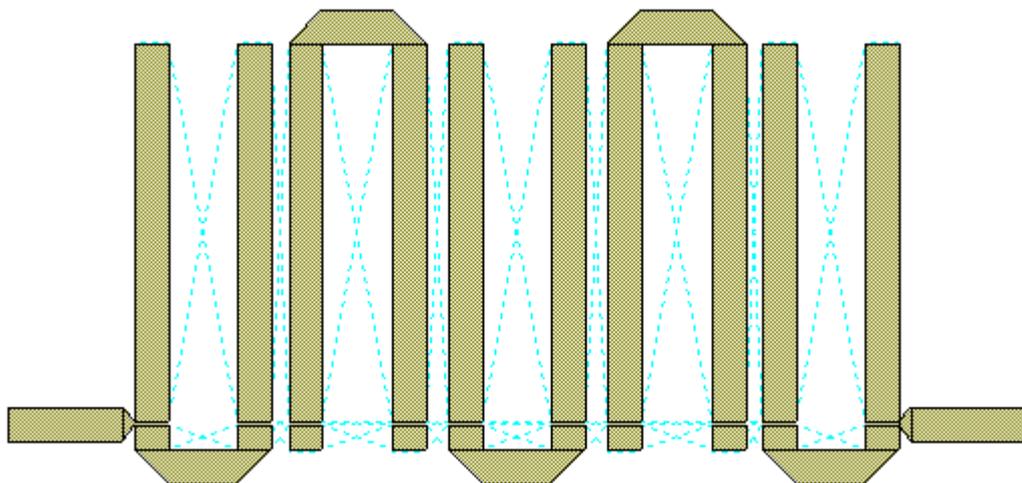


Figura 5.7: Layout (AWR)

Circuito esquemático.

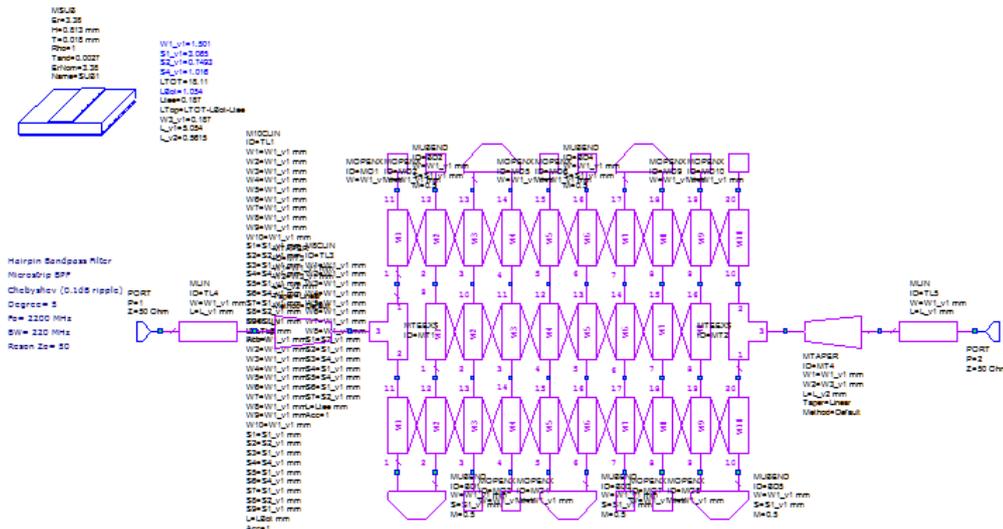


Figura 5.8: Esquemático (AWR)

5.2. Simulación Genesys

El simulador Genesys a diferencia de AWR, no cuenta con la herramienta que brinda los valores de los parámetros S , K y Q , y resulta complejo simular con características reales. Solo se va a hacer esta simulación para observar que la característica del filtro es demasiado ideal.

5.2.1. Factor de ripple 0,036

Aquí observamos la respuesta del filtro en la banda de paso.

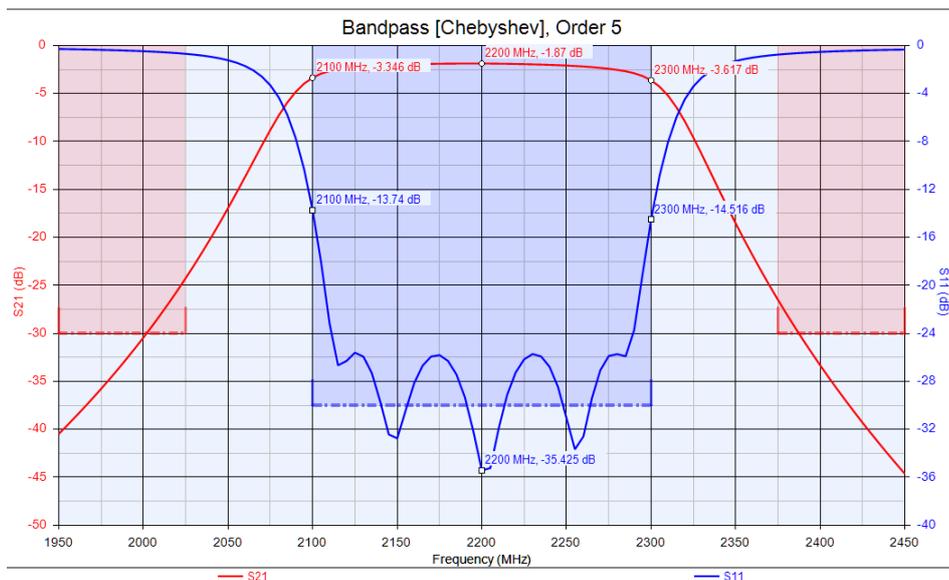


Figura 5.9: Respuesta para un ripple de 0.036(Genesys)

Diseño de layout.

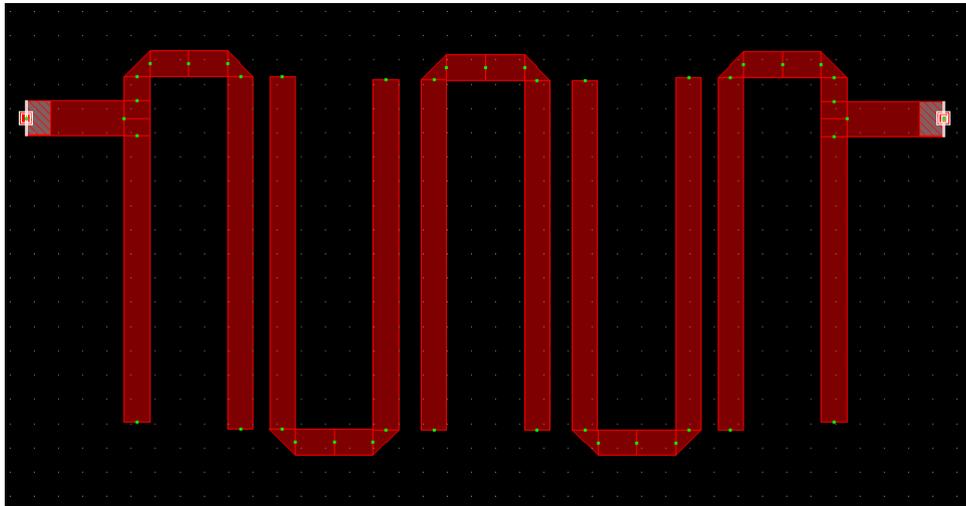


Figura 5.10: Layout(Genesys)

Circuito esquemático.

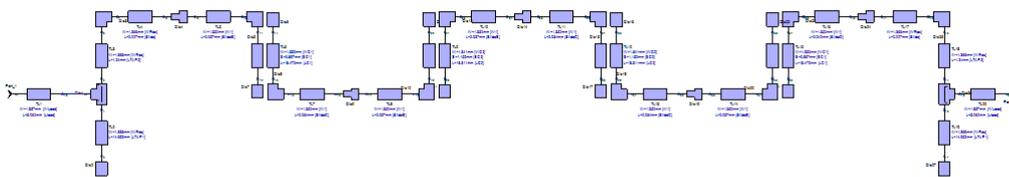


Figura 5.11: Esquemático(Genesys)

5.2.2. Factor de ripple 0,1

Respuesta del filtro en la banda de paso.

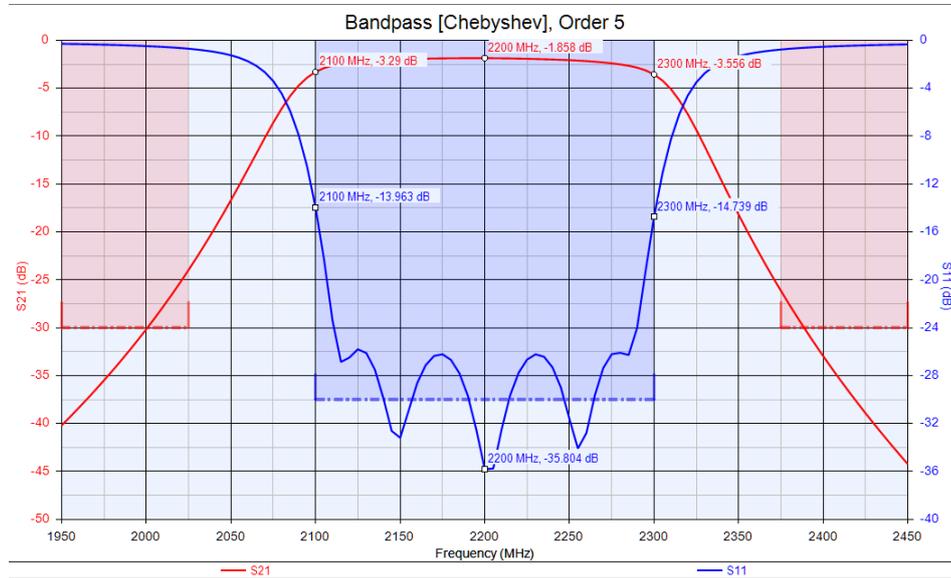


Figura 5.12: Respuesta para un ripple de 0.1(Genesis)

Diseño de layout.

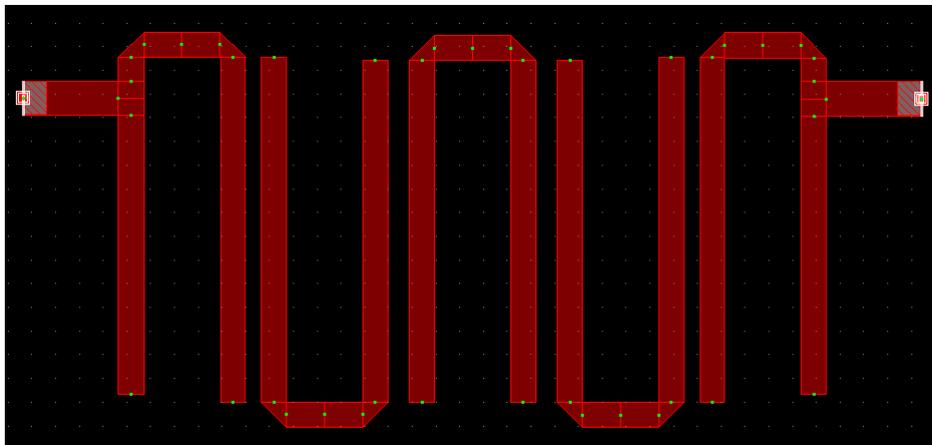


Figura 5.13: Layout (Genesis)

Circuito esquemático.

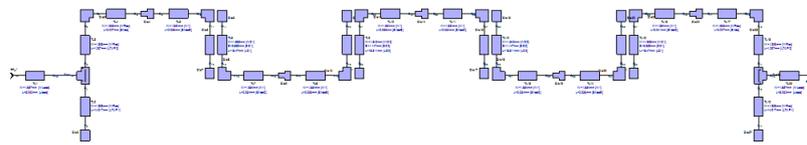


Figura 5.14: Esquemático(Genesys)

5.3. Optimización y sintonización del filtro

En esta etapa se procede a sintonizar y a realizar ajustes finos del filtro, con el fin de mejorar la performance y los valores de pérdidas de inserción y retorno.

Dentro de los parámetros que se pueden modificar sin alterar la frecuencia de resonancia, observamos que son la separación entre líneas resonantes, las dimensiones del resonador y las entradas “tapped” del filtro.

El software, que finalmente se utiliza para el diseño, es el AWR ya que cuenta con una simulación de parámetros reales que se asemeja muy próximo a la realidad. Este software cuenta con una herramienta de optimización automática que modifica los valores anteriormente mencionados a fin de mejorar el funcionamiento del filtro. También cuenta con la posibilidad de, luego de realizar una optimización general automática, poder modificar manualmente parámetro a parámetro para hacer una sintonización más fina.

Con todo esto que se comenta, se procede a realizar la sintonización y optimización del filtro y a mostrar los valores finales del filtro obtenido.

5.3.1. factor de ripple 0,036.

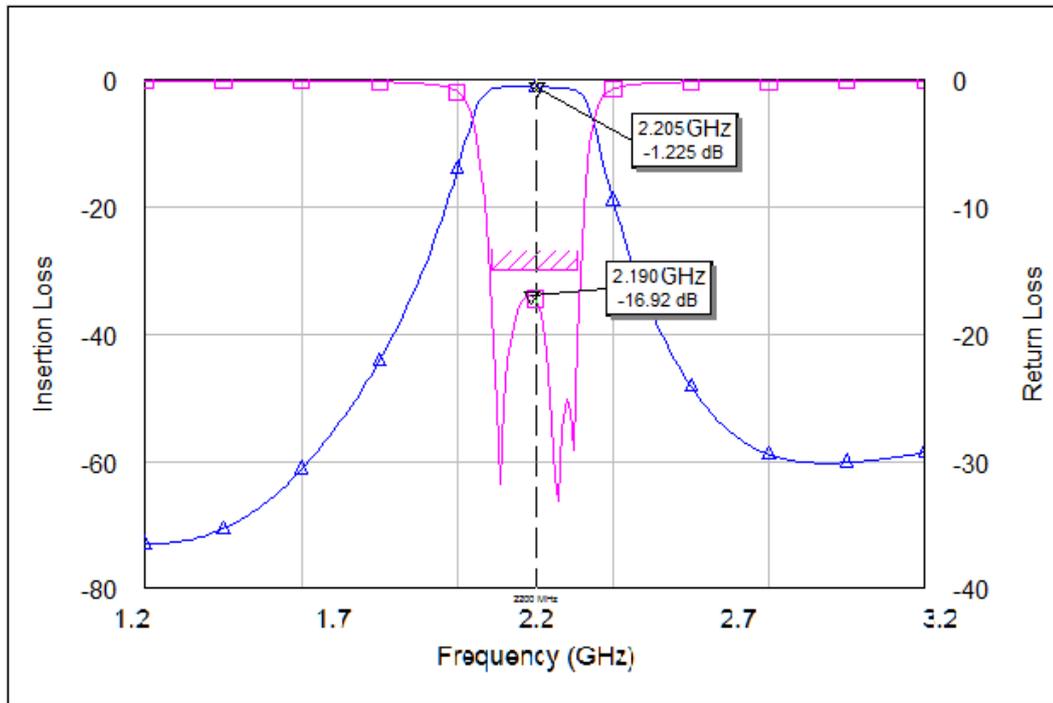


Figura 5.15: Respuesta en frecuencia optimizado.(Ripple 0,036)

5.3.2. factor de ripple 0,1.

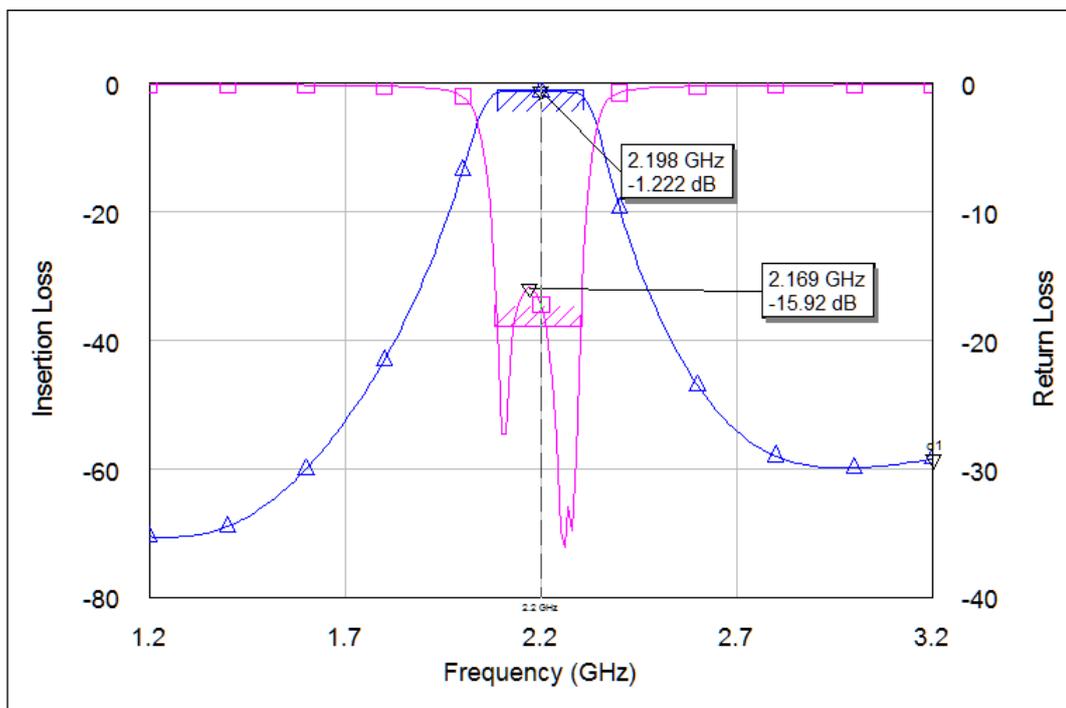


Figura 5.16: Respuesta en frecuencia optimizado. (Ripple 0,1)



Haciendo una sencilla comparación, se ve que después de sintonizar y optimizar nuestro filtro se mejoran los parámetros S_{11} y S_{21} .

	ripple 0.036 sin optimizar	ripple 0.036 optimizado
pérdida de retorno (S_{11})	-5,1 dB	-16,92 dB
pérdida de inserción (S_{21})	-2,5 dB	-1,225 dB

Tabla 5.1: Ripple 0.036 optimizado

	ripple 0.1 sin optimizar	ripple 0.1 optimizado
pérdida de retorno (S_{11})	-6,2 dB	-15,92 dB
pérdida de inserción (S_{21})	-1,934 dB	-1,222 dB

Tabla 5.2: Ripple 0.1 optimizado

Para comprender los resultados, la pérdida de retorno se entiende como la potencia que se refleja, por ende mientras menor sea el valor menos potencia se refleja.

La pérdida por inserción, es la atenuación del filtro por lo cual, mientras mas cercana a 0 dB, mejor es el filtro.

5.4. Simulación EM (AXIEM)

En esta sección, se realiza el análisis de campo electromagnético (EM) a través de una herramienta que brinda AWR llamada AXIEM, mediante la cual se hace una simulación y se obtienen los resultados del filtro de una manera mas real, ya que se basa en el campo EM que se genera solo en el layout del filtro, como funciona en la realidad, y no en el esquemático.

5.4.1. factor de ripple 0,036

Aquí se observa el layout, con la distribución de la malla 2D desplegada sobre el esquema. En base a este layout, se realiza la simulación y se obtiene una respuesta en frecuencia.

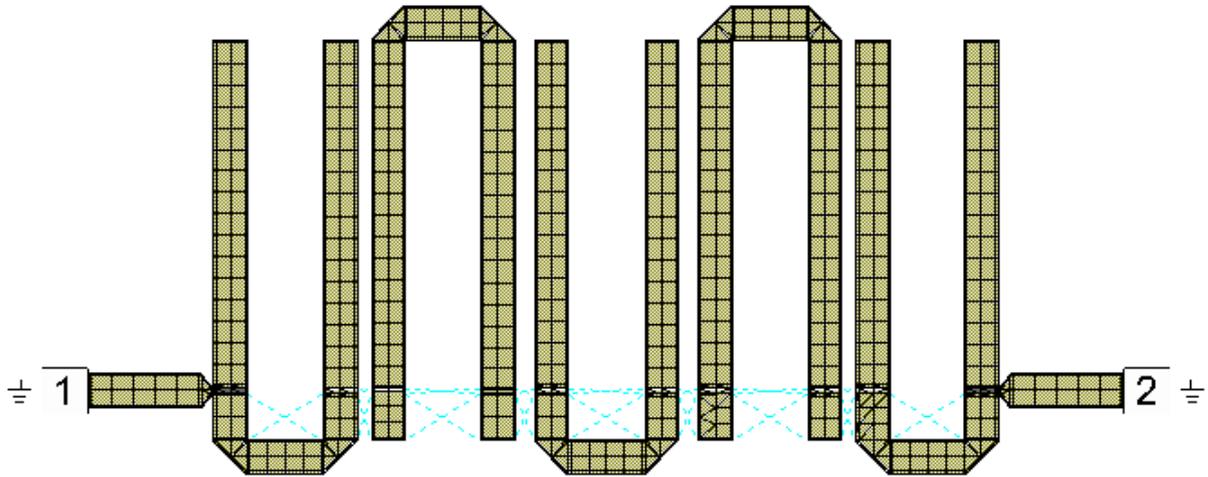


Figura 5.17: Layout EM.(Ripple 0,036)

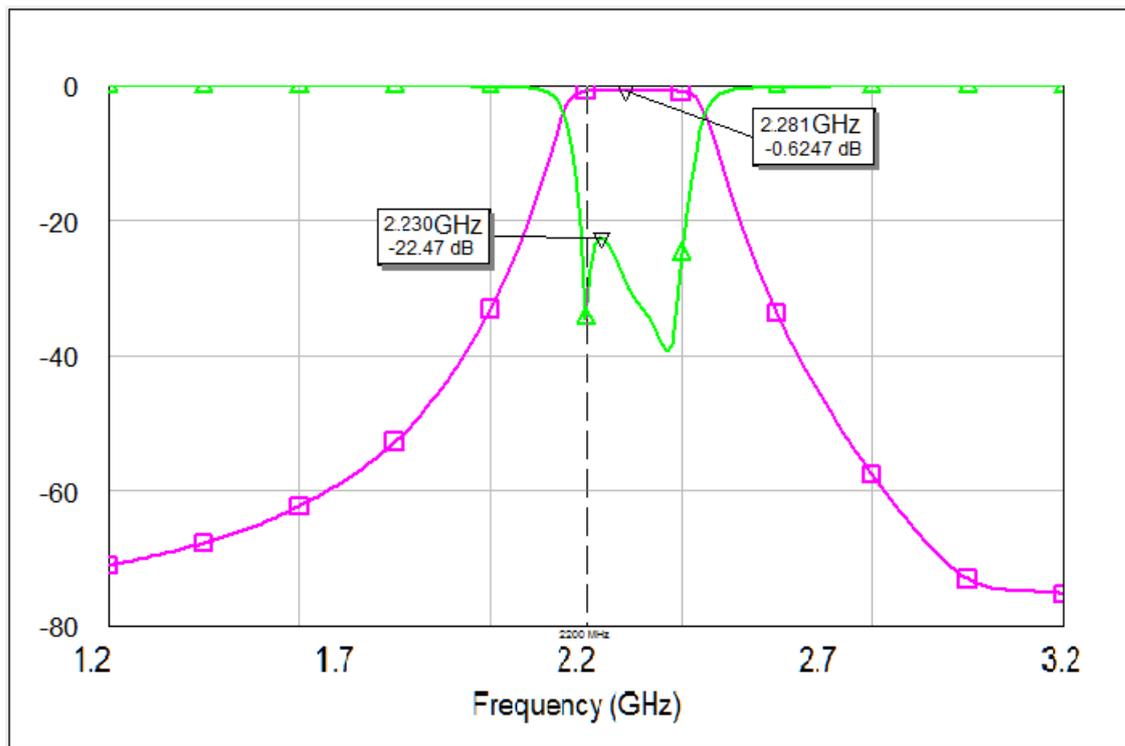


Figura 5.18: Respuesta en frecuencia.(Ripple 0,036)

5.4.2. factor de ripple 0,1

Se muestra el layout, con la malla 2D sobre el mismo. A partir de éste, se realiza la simulación y se obtiene una respuesta en frecuencia.

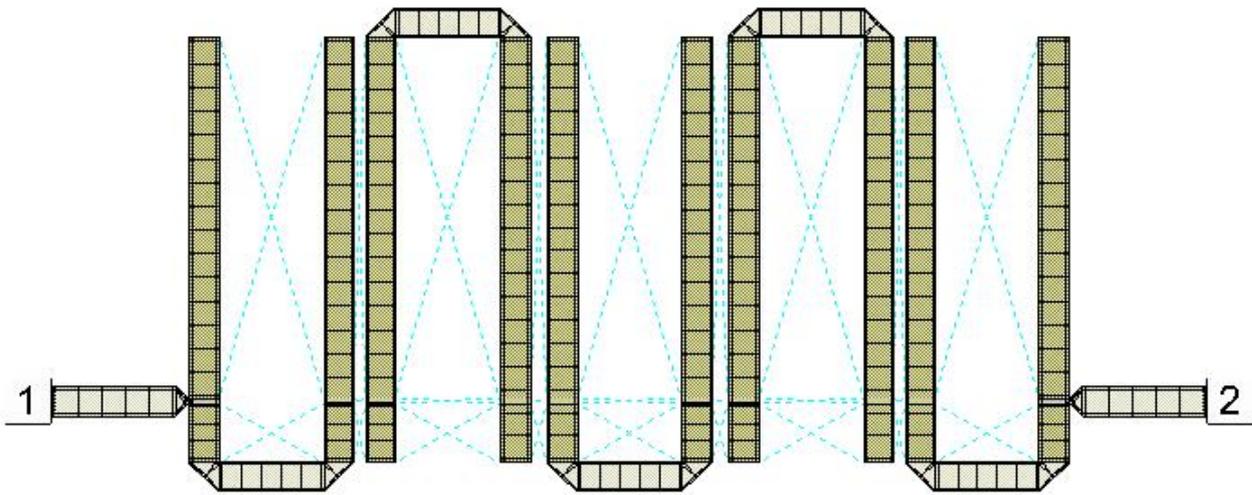


Figura 5.19: Layout EM. (Ripple 0,1)

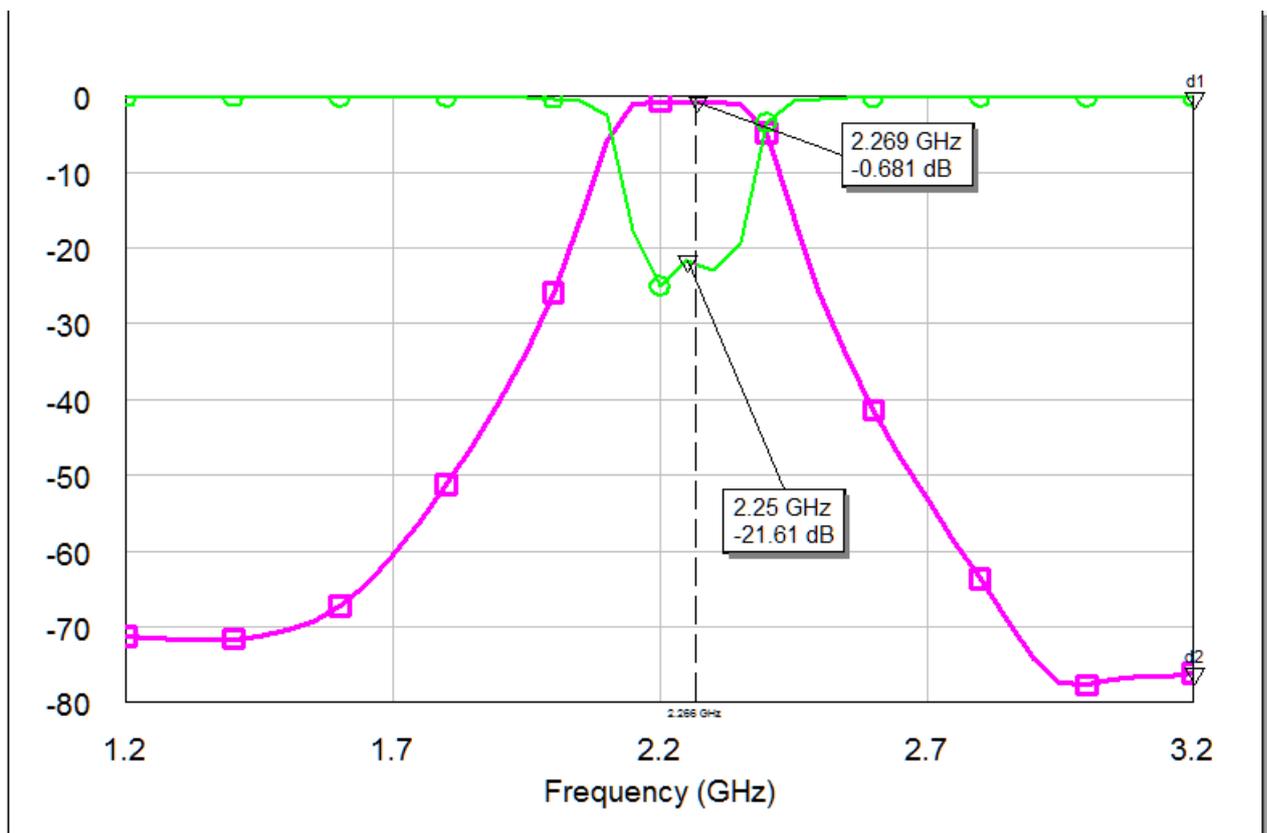


Figura 5.20: Respuesta en frecuencia.(Ripple 0,1)



Ahora se procede a superponer las respuestas en frecuencias obtenidas en la simulación normal con la simulación AXIEM con ambos factores de ripple.

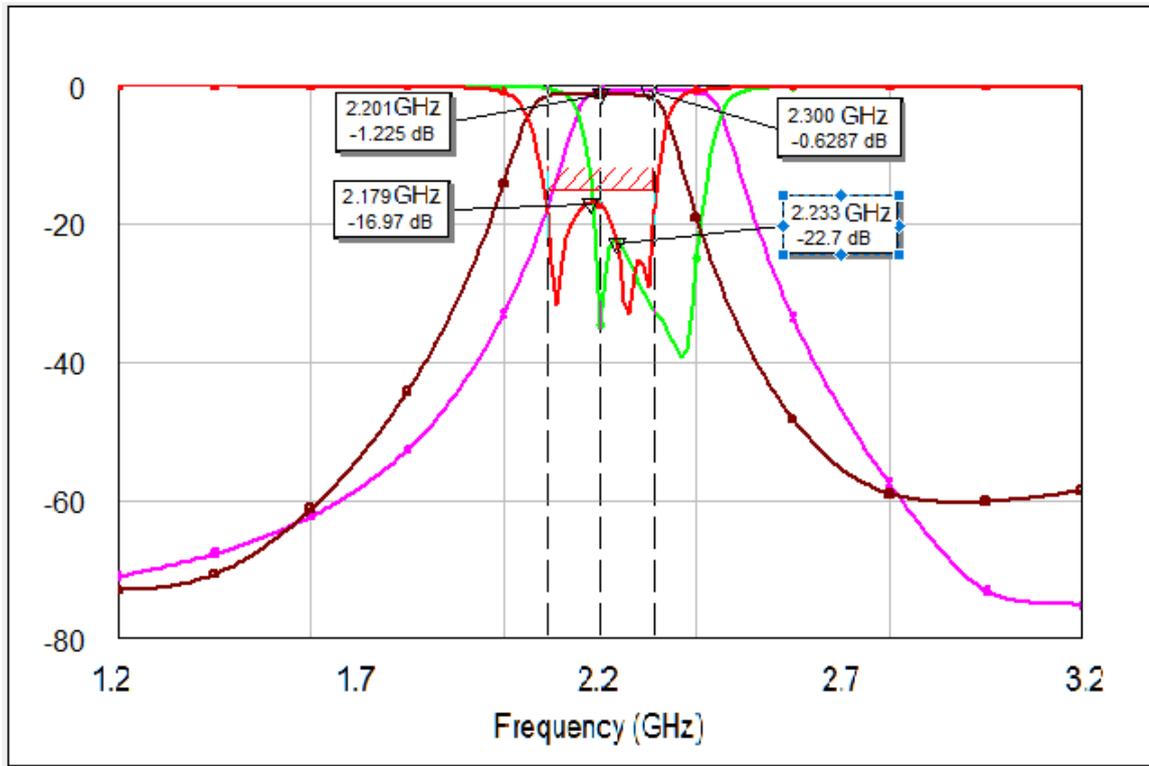


Figura 5.21: Comparación de respuestas en frecuencia. (Ripple 0,036)

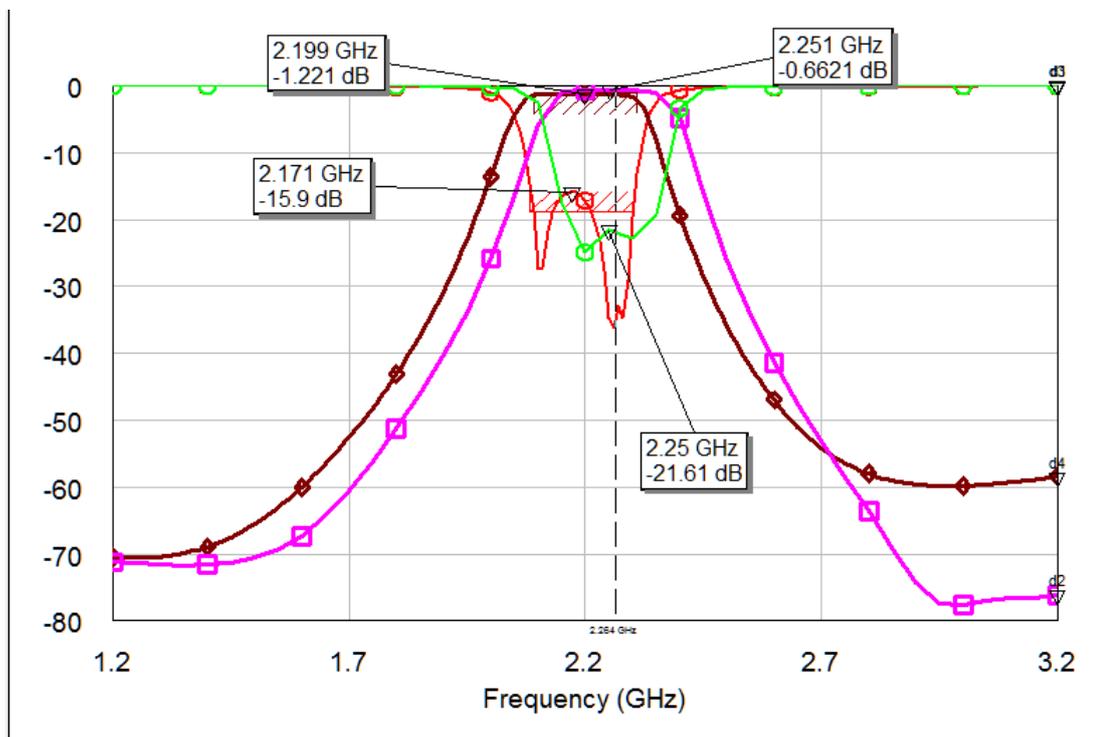


Figura 5.22: Comparación de respuestas en frecuencia. (Ripple 0,1)

La curva color rosa pertenece al parámetro S_{21} de la simulación AXIEM, mientras que la curva color marrón pertenece a la simulación estandar.

Como se puede ver, la simulación AXIEM da que la frecuencia central en la banda de paso se corre de 2,2GHZ a 2,3GHZ para ambos casos. Analizando la situación, se puede decir que una solución para re-sintonizar el filtro, sería alargar los resonadores. Viendo algunos diseños ya hechos con tecnología hairpin, se observa que sobre los extremos de los resonadores le agregan pedacitos de líneas separadas, con el objetivo de poder sintonizar el filtro una vez ya impreso. Se tomará esto para el diseño, debido a que si una vez impreso se necesita sintonizar se pueda realizar de esta manera.

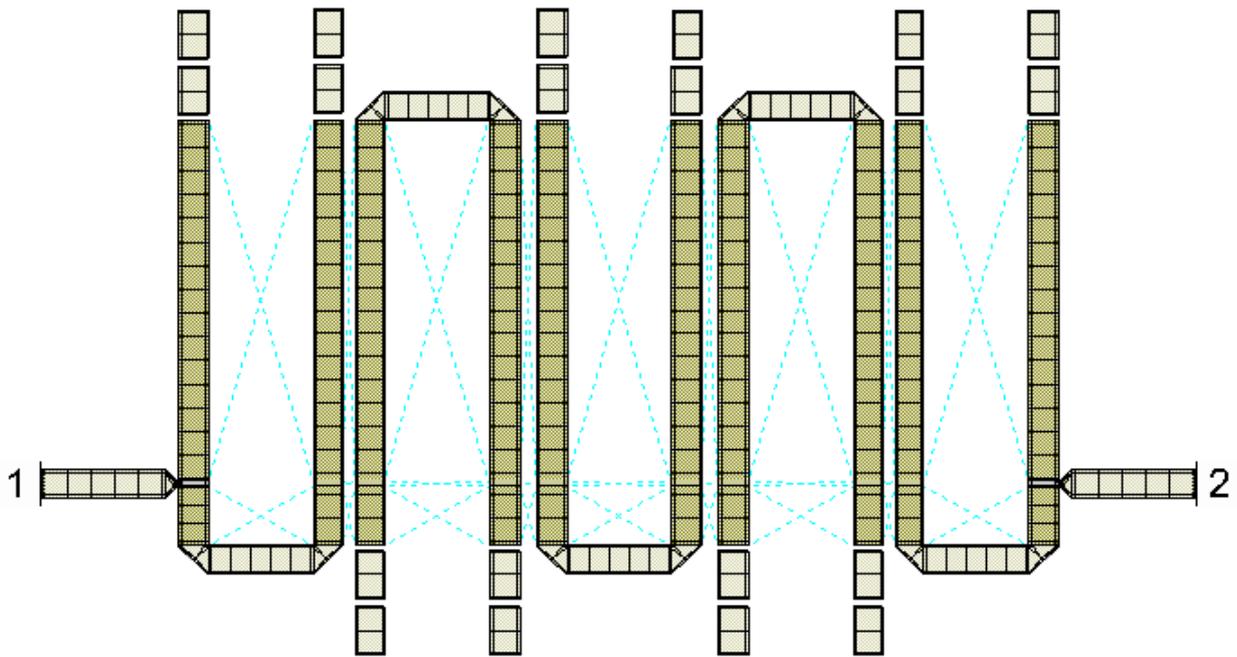


Figura 5.23: Layout con líneas para sintonizar.

Se puede observar en la figura 5.23 los tramos de líneas destinados a sintonizar el filtro si así fuera necesario una vez impreso. En la respuesta en frecuencia, estos tramos de línea desconectados no afectan el funcionamiento del filtro.



Capítulo 6

Mediciones

En esta etapa final del desarrollo del filtro se procede a medir los parámetros S_{11} y S_{21} , el ancho de banda obtenido y la frecuencia central de resonancia para luego poder hacer una comparación con los valores esperados y los obtenidos en la simulación. El equipo utilizado para llevar a cabo la medición se denomina analizador de redes y es de la compañía "Agilent Technologies" serie "E5061B ENA".

6.1. Características del analizador de redes

- Rango de Frecuencia 100KHz - 3 GHz.
- Rango Dinámico 120 dB.
- Potencia de Salida 10 dBm.
- Ruido de traza 0.005 dBrms.
- Número de puertos incorporados: 2 puertos.
- Armónicos -25 dBc.
- Piso de Ruido -110 dBm.
- Mejor velocidad a 201 puntos, 1 barrido en 9ms.

Aplicaciones

- Parámetros S.
- Distancia al fallo.
- Pérdida de Retorno.
- Pérdida/Ganancia de inserción.
- Circuitos LF (5 Hz).

6.2. Proceso de calibración

Para proceder a medir, primeramente se debe calibrar cada equipo a utilizar.

6.2.1. Calibración de analizador de redes

El analizador de redes que se utilizó para realizar la medición del filtro, es de la marca "Agilent Technologies" serie "E5061B ENA". Se agradece al laboratorio de electrónica del Instituto Universitario Aeronáutico que ha puesto a disposición este equipo.

Para que las mediciones sean obtenidas de manera correcta, el analizador debe ser calibrado adecuadamente para los cables correctos que se vayan a utilizar. Para realizar esta calibración se ha contado con un kit de calibración "85032E" propiedad de Agilent.



Figura 6.1: Kit de calibración Agilent



Figura 6.2: Piezas del kit de calibración Agilent

El kit de calibración Agilent consta de los siguientes elementos: short, open, thru, carga de 50 ohmios y adaptador SMA – N.

Open-Short: Preparado para conectarse a una Short sonda N hembra, que se conectará a uno de sus terminales, dejando el otro libre.



Figura 6.3: Circuito abierto/cerrado

Thru N: Para calibrar la transmisión entre las Thru N dos sondas N macho.

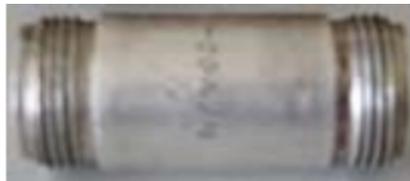


Figura 6.4: Thru N

Carga de 50 Ω : Preparada para conectarse a sonda N hembra.



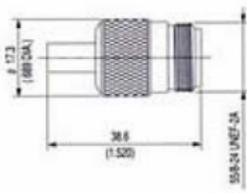
Figura 6.5: Carga de 50 Ohmios

Conversor Conversor N (hembra)-SMA (hembra).



Figura 6.6: Conversor N-SMA hembra

➤ **Conector N hembra**



➤ **Conector N macho**

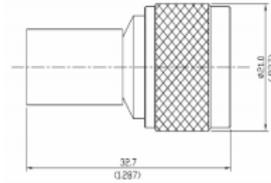


Figura 6.7: Conector N hembra y macho

Como se ha indicado anteriormente, el analizador debe ser calibrado adecuadamente para que las medidas realizadas sean correctas. Se va a calibrar el analizador para realizar medidas entre 1,4GHz y 3GHz para los dos puertos: se fija que el rango de frecuencias en el que se calibra, deberá abarcar las frecuencias de trabajo. Además, se procurará que sea lo más reducido posible, para mejorar la resolución de las medidas efectuadas. Para ello:



Figura 6.8: Menú de configuración de resolución de frecuencia

Se pulsa START y se introduce la frecuencia más baja y luego STOP y se realiza lo mismo para la más alta.

Una vez que se tiene el rango de frecuencia definido se procede a calibrar un puerto para realizar las mediciones.

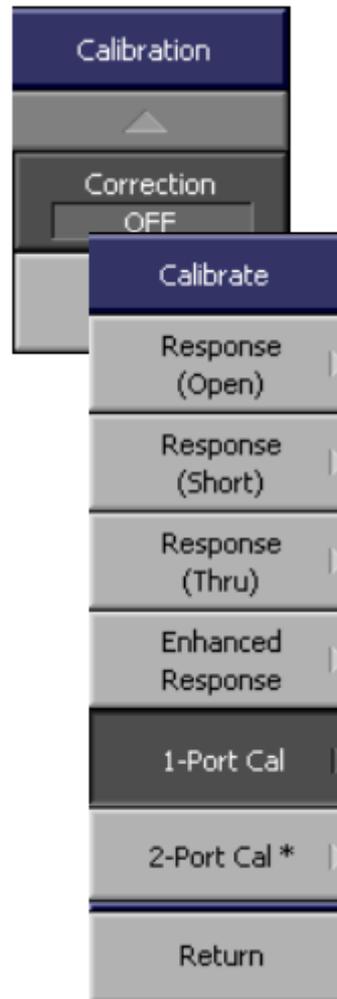


Figura 6.9: Menú calibración

En primer lugar, desde el menú CALIBRATE, se selecciona "1-Port Cal", luego en "Port" el puerto adecuado. Seguidamente se conecta el Open y se selecciona la opción "Open". Se repite el proceso para el Short y la carga. Finalmente, se selecciona la opción DONE.

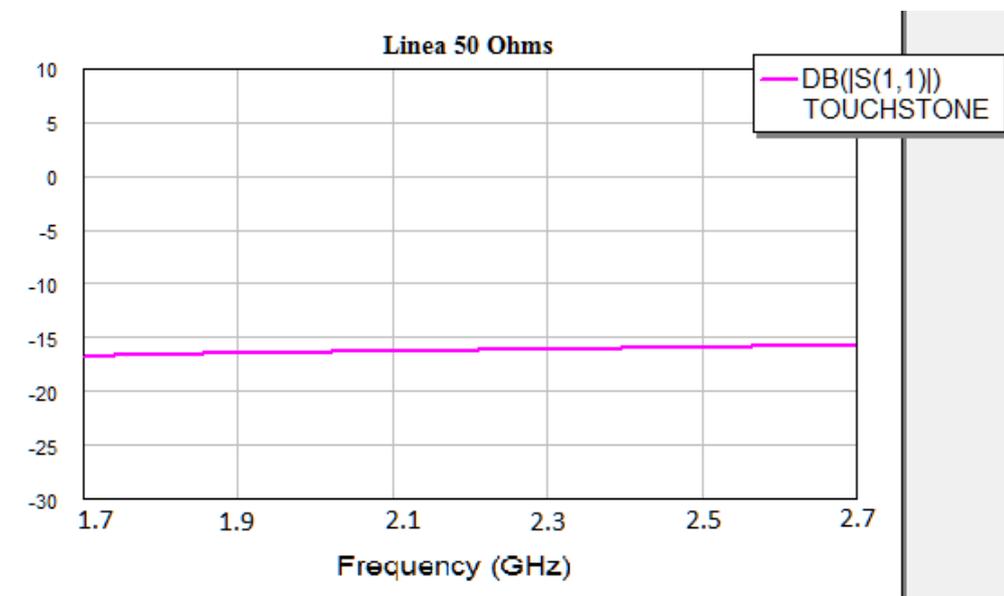


Figura 6.10: Menu calibración del puerto 1

Aquí debajo se procede a mostrar los elementos de calibración SHORT/OPEN/CARGA.

Figura 6.11: El elemento superior es la carga de 50 Ω , el elemento inferior OPEN/SHORT

Finalmente se expresa la medición de una línea de 50 Ω , conectada a una carga de 50 Ω , donde debería verse una línea adaptada, la cual quiere decir que el gráfico de la curva debe estar por debajo de los -20dB. Esta línea se hizo a fin de relizar una medición de control.

Figura 6.12: Medición de una línea de 50 Ω Figura 6.13: Medición de una línea de 50 Ω . TouchStone

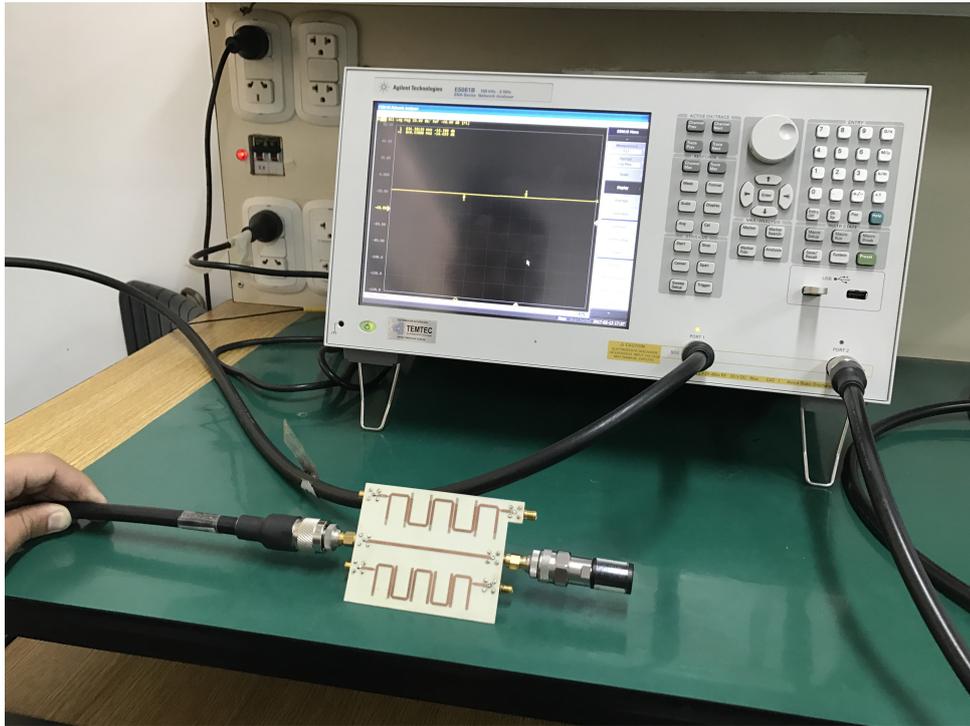


Figura 6.14: Medición de la línea.

En la figura se observa que la curva está cercana a los -20 dB, lo cual se puede concluir que posee un valor de impedancia de línea cercano a los 50 Ω .

6.3. Factor de ripple 0,036

En la imagen que se encuentra aquí debajo se observa la respuesta en frecuencia del filtro pasa banda con un factor de ripple de 0,036.

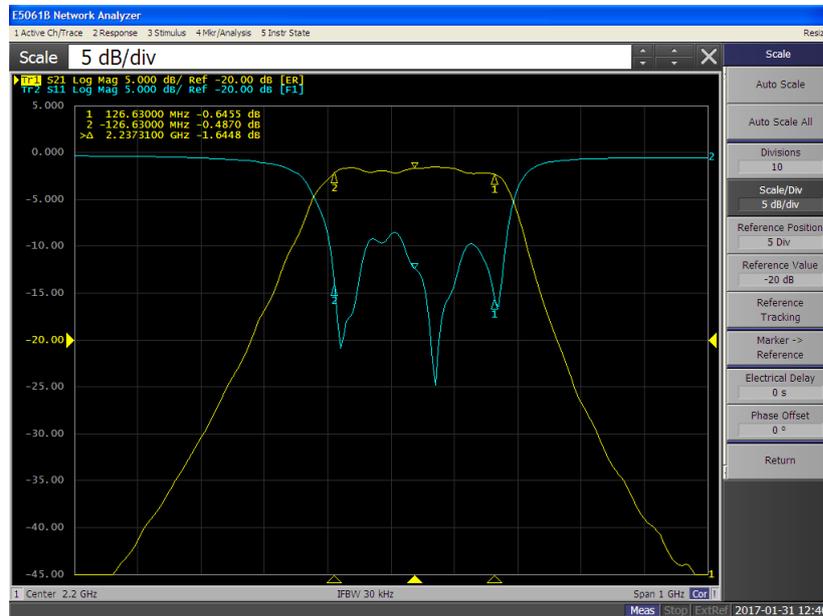


Figura 6.15: Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.036 (factor S_{21})

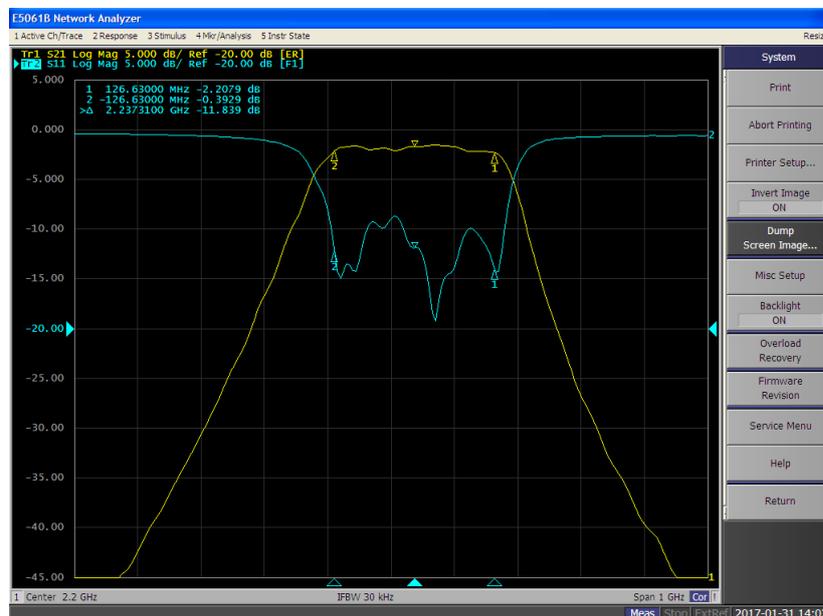
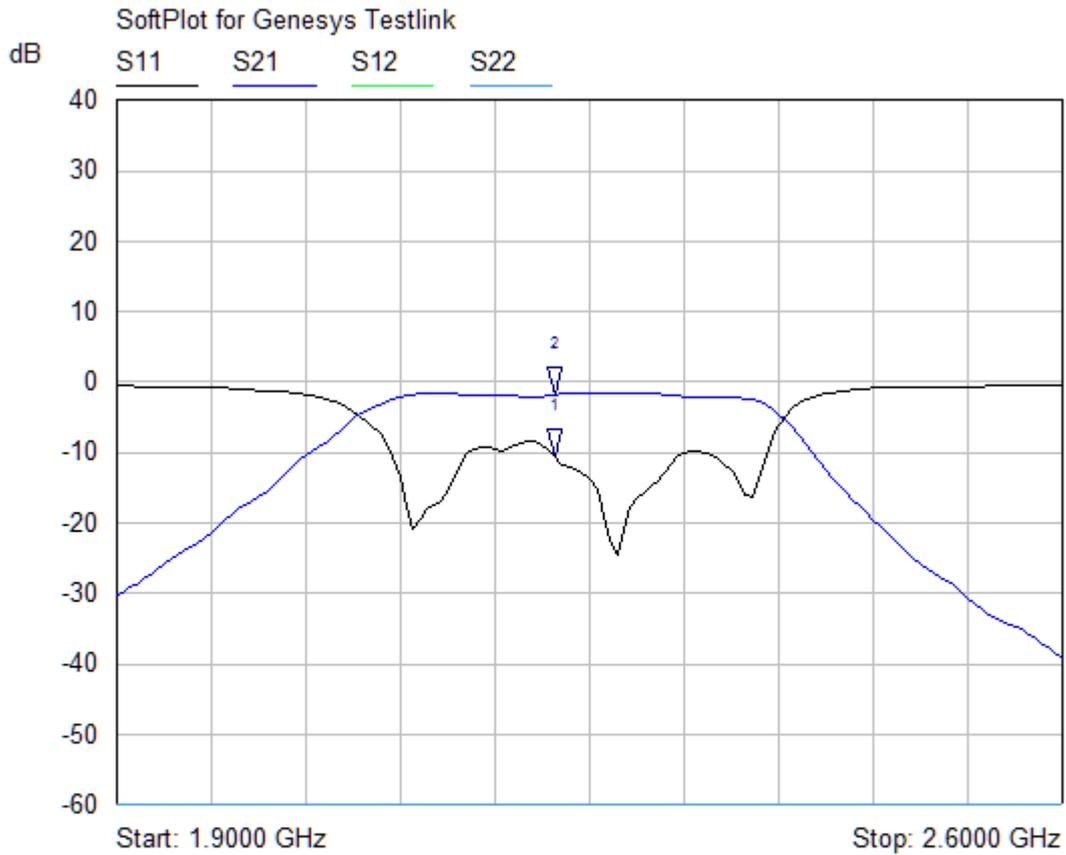


Figura 6.16: Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.036 (factor S_{11})

Donde la curva color amarilla representa el parámetro S_{21} y la curva color celeste el parámetro S_{11} .

El analizador de redes brinda la posibilidad de extraer un archivo llamado "TouchStone" que posee una extensión ".S2P", el cual permite ver luego remotamente la respuesta del filtro y llevar a cabo

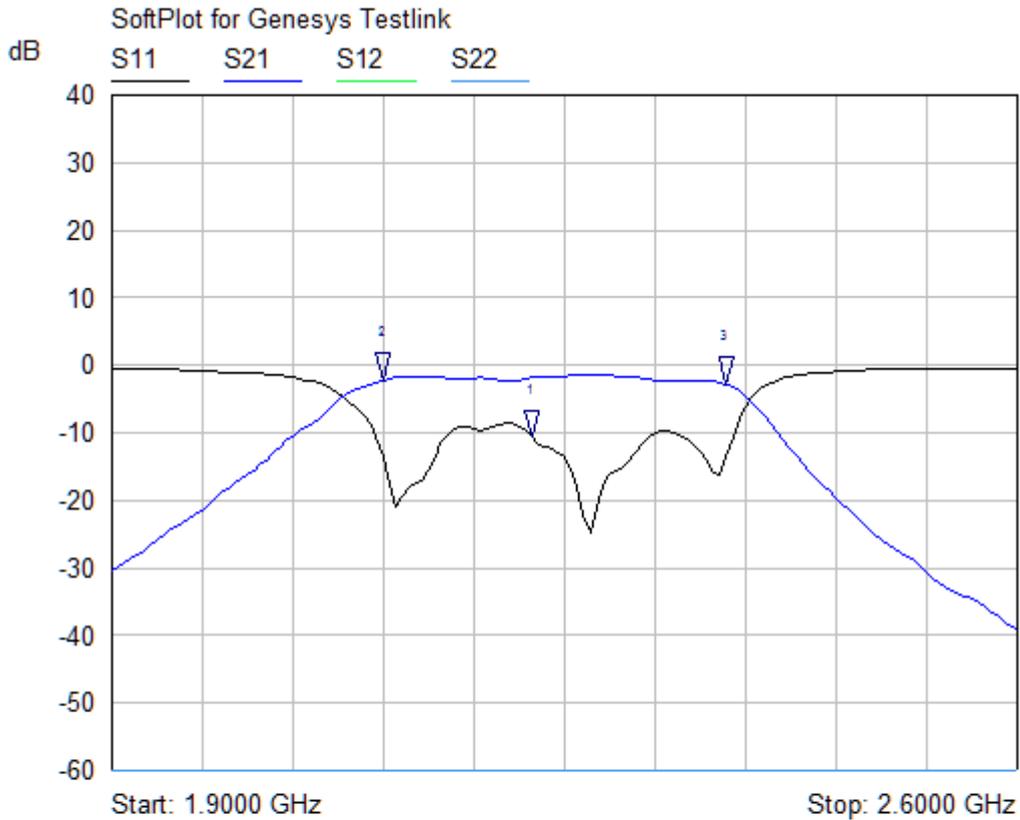
un análisis más detallado desde una PC. Aquí se procede a mostrar dicho archivo y a tomar las mediciones correspondientes para luego organizarlas en una tabla.



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▾	S11	2.2250 GHz	-10.73 dB	
2 ▾	S21	2.2250 GHz	-1.81 dB	

Figura 6.17: TouchStone. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.036

Para determinar el ancho de banda y la frecuencia central, se han colocado 2 marcadores sobre la curva del parámetro S21.



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S11	2.2250 GHz	-10.73 dB	
2	S21	2.1100 GHz	-2.16 dB	
3	S21	2.3750 GHz	-2.76 dB	

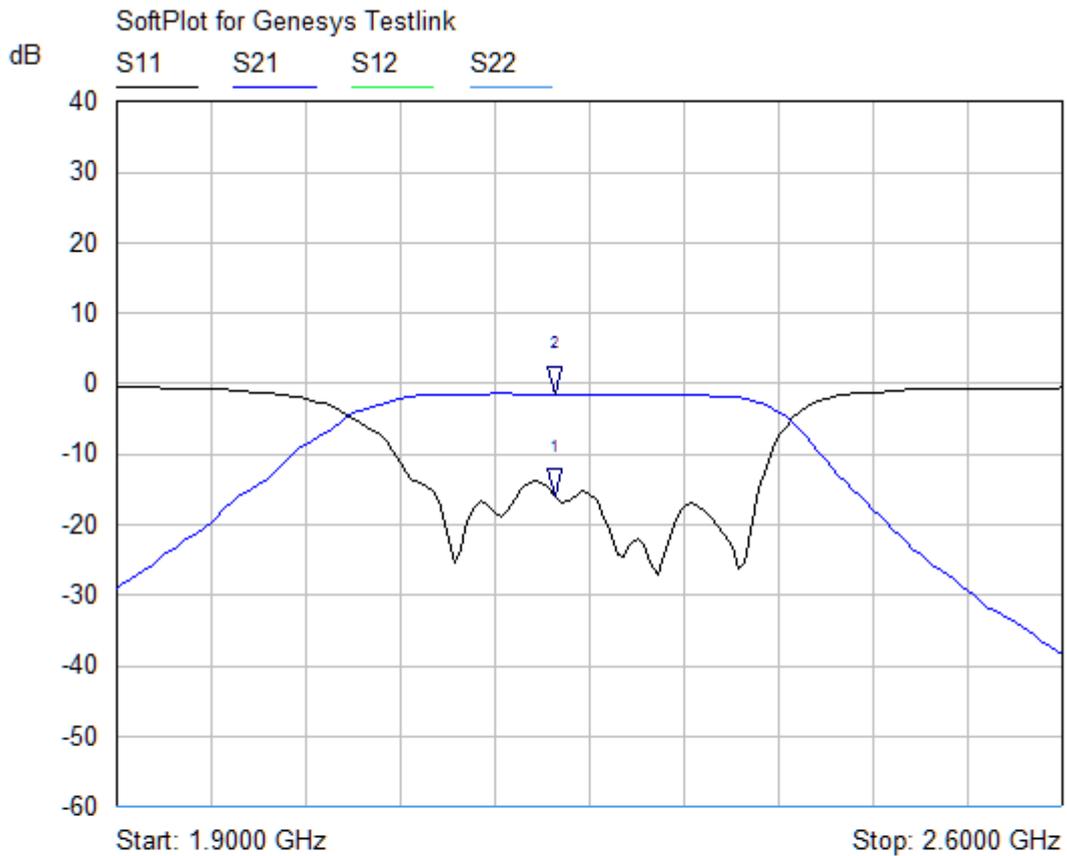
Figura 6.18: TouchStone. Ancho de banda

Para el ancho de banda: $2,375\text{GHz} - 2,11\text{GHz} = 0,265\text{GHz}$.

Para la frecuencia central: $(2,375\text{GHz} + 2,11\text{GHz}) / 2 = 2,2425\text{GHz}$

Parámetro	Valor
Ancho de Banda (BW)	265 MHz
Frec central (f_0)	2,2425 GHz
Pérdida de inserción (S_{21})	-1,81 dB
Pérdida de retorno (S_{11})	-10,73 dB

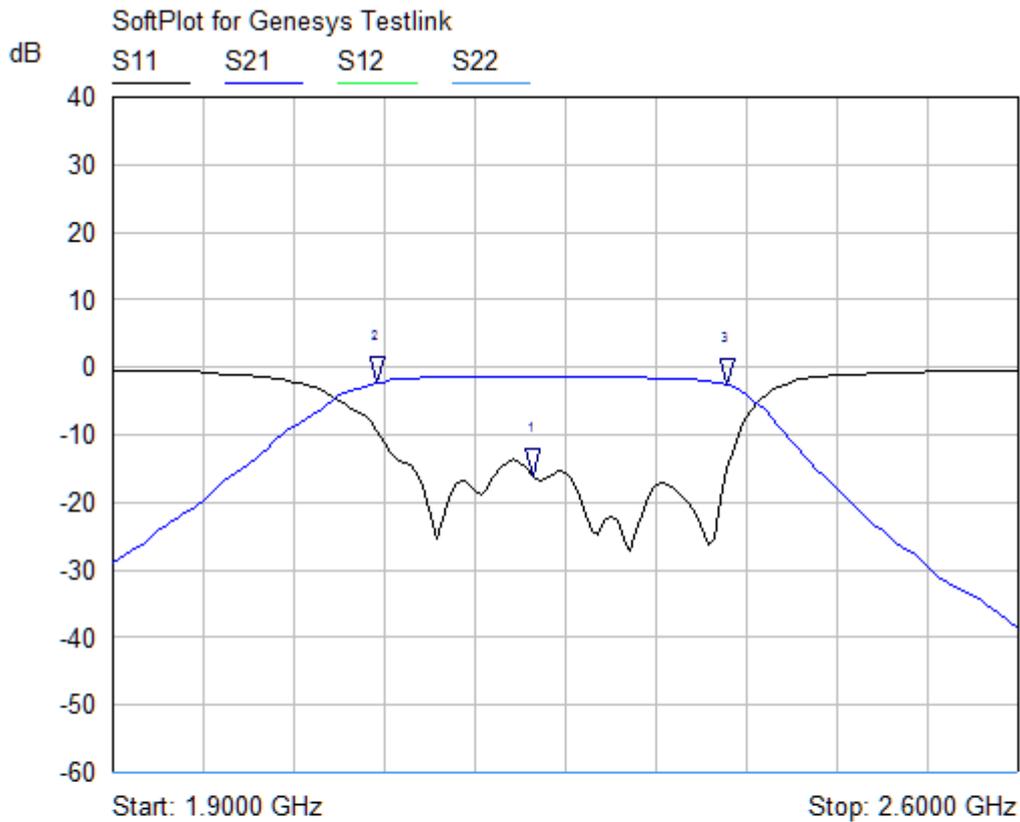
Tabla 6.1: ripple 0.036



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▾	S11	2.2250 GHz	-16.22 dB	
2 ▾	S21	2.2250 GHz	-1.45 dB	

Figura 6.21: TouchStone. Respuesta en frecuencia para un ripple de 0.1

Para determinar el ancho de banda y la frecuencia central, se han colocado 2 marcadores sobre la curva del parámetro S21.



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S11	2.2250 GHz	-16.22 dB	
2	S21	2.1050 GHz	-2.41 dB	
3	S21	2.3750 GHz	-2.60 dB	

Figura 6.22: TouchStone. Ancho de banda

Para el ancho de banda: $2,375\text{GHz} - 2,105\text{GHz} = 0,27\text{GHz}$.

Para la frecuencia central: $(2,375\text{GHz} + 2,105\text{GHz}) / 2 = 2,24\text{GHz}$

Parámetro	Valor
Ancho de Banda (BW)	270 MHz
Frec central (f_0)	2,24 GHz
Pérdida de inserción (S_{21})	-1,45 dB
Pérdida de retorno (S_{11})	-16,22 dB

Tabla 6.2: ripple 0.1

6.5. Comparaciones

El programa utilizado para diseñar y simular el filtro AWR, permite poder cargar archivos de tipo ".S2P", de manera que se pueden superponer y comparar los gráficos de respuestas de los filtros tanto simulados como implementados.

6.5.1. Comparación factor de ripple 0.036

Aquí se muestra la comparación gráfica de la respuesta del filtro simulado Vs el implementado.

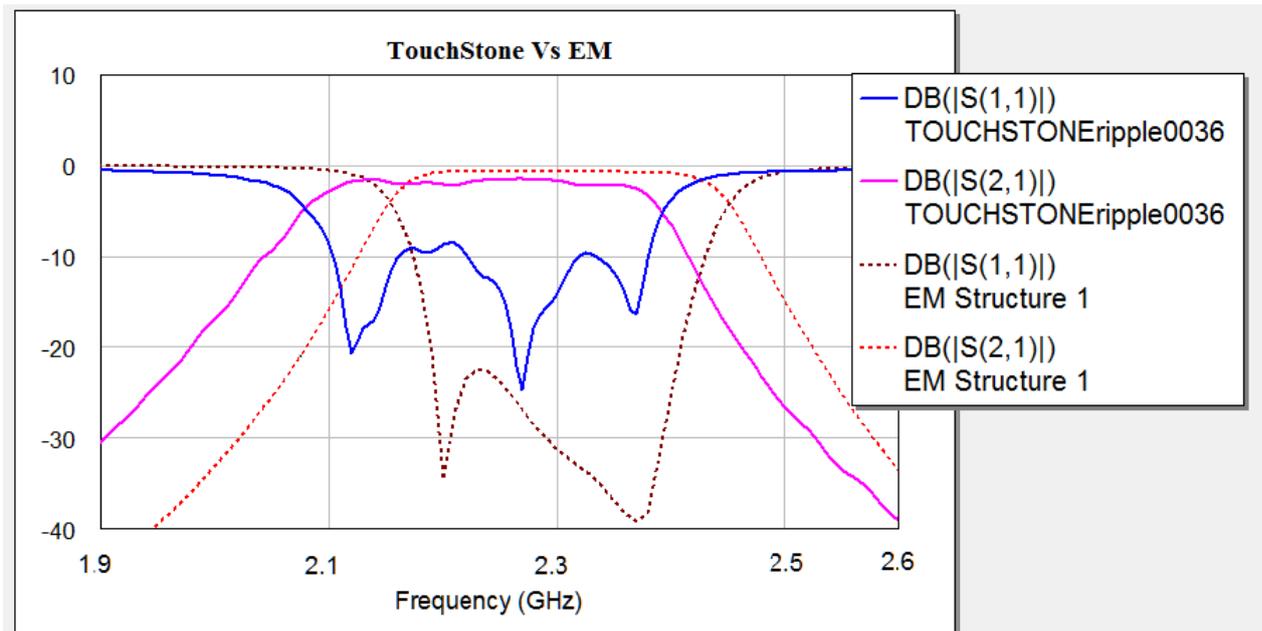


Figura 6.23: EM Vs. TouchStone. Comparación

La línea punteada corresponde a la simulación EM , mientras que la continua al TouchStone.

Parámetro	Sin Optimizar	Optimizado	Valor Real
BW (MHz)	220	246	265
f_0 (GHz)	2,2	2,3	2,2425
S_{11} (dB)	-5,1	-16,92	-10,73
S_{21} (dB)	-2,5	-1,225	-1,81

Tabla 6.3: Comparación ripple 0,036

Nota: entiéndase "sin optimizar" como el resultado de una primera simulación, "optimizado" como el resultado luego de realizar pequeños ajustes de sintonía en el filtro y "valor real" como el valor obtenido en la medición del filtro físico.

6.5.2. Comparación factor de ripple 0.1

Aquí se muestra la comparación gráfica de la respuesta del filtro simulado Vs el implementado.

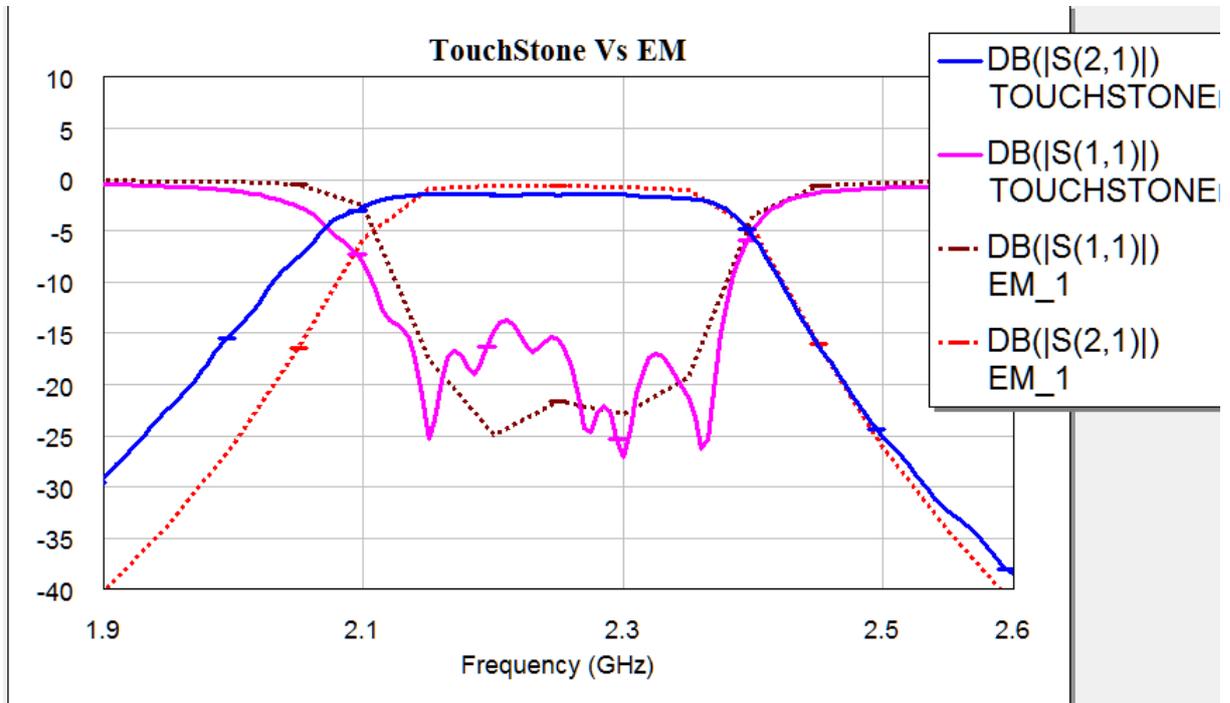


Figura 6.24: EM Vs. TouchStone. Comparación

La línea punteada corresponde a la simulación EM , mientras que la continua al TouchStone.

Parámetro	Sin Optimizar	Optimizado	Valor Real
BW (MHz)	220	247	270
f_0 (GHz)	2,2	2,23	2,24
S_{11} (dB)	-6,2	-15,92	-16,22
S_{21} (dB)	-1,934	-1,222	-1,45

Tabla 6.4: Comparación ripple 0,1

Nota: entiéndase "sin optimizar" como el resultado de una primera simulación, "optimizado" como el resultado luego de realizar pequeños ajustes de sintonía en el filtro y "valor real" como el valor obtenido en la medición del filtro físico.

Para finalizar las comparaciones, mostramos en un gráfico, las 2 curvas superpuestas de la respuesta de nuestro filtro implementado para ambos valores de ripple.

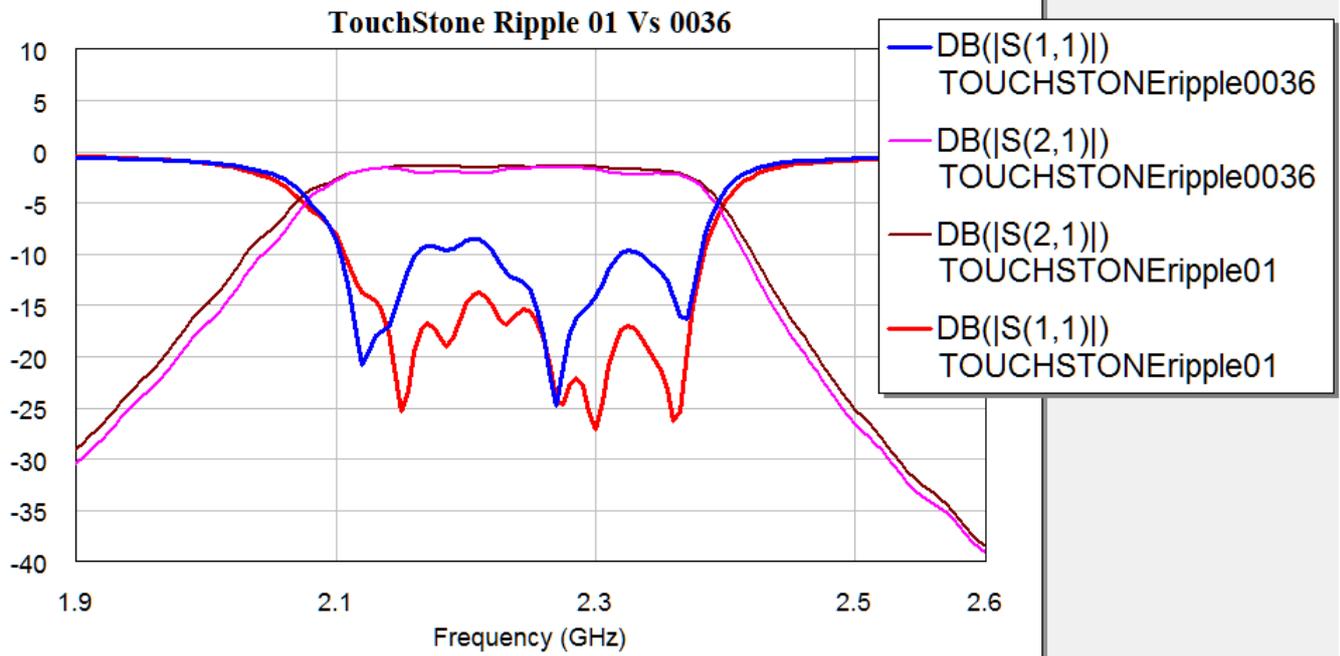


Figura 6.25: Comparación TouchStone para ambos ripples



Capítulo 7

Conclusiones

Luego de haber realizado las mediciones correspondientes y las comparaciones con lo esperado, se puede concluir en que el ancho de banda del cual, se parte como objetivo $BW=0.22\text{GHz}$, con la primera optimización del filtro sufre un incremento con el fin de reducir las pérdidas de inserción debido a que el parámetro Q_u , está fijo. Éste ancho de banda obtenido, luego de la sintonización, se aproxima al obtenido en la medición física, con una diferencia de 20MHz. Las pérdidas por inserción obtenidas en la práctica se encuentran en el rango esperado, poseen una diferencia respecto de las obtenidas en la simulación sintonizada, pero las magnitudes son aceptables para la performance del filtro. Finalmente haciendo referencia a peso, tamaño y costo, cumple con cada una de las especificaciones requeridas.

Las causas principales que pueden ser asociadas a las diferencias entre la teoría y la práctica se deben a las capacidades parásitas que se generan entre los tapped y el conector (espacios), la calidad de los conectores para llevar a cabo las mediciones (cables, pin in/out, adaptadores), ya que cada uno de ellos le agrega una pérdida adicional a la performance del filtro en si, que se acerca a un total de 1dB de pérdida.

La diferencia de BW se puede deber a que la impedancia de la línea no sea exactamente 50 Ohms, o a un fuerte acomplamiento entre líneas.

Cabe destacar, que el error humano también es influenciado en los valores obtenidos.

Finalmente, se concluye en que esta tecnología de diseño, microtiras, no sería la más adecuada para el diseño de un filtro transmisor de microondas, ya que el factor Q_u (valor fijo, no editable) que se obtiene para esta tecnología es relativamente bajo y las pérdidas por inserción obtenidas están directamente ligadas a esto, por más que se mejore la calidad del sustrato, el parámetro Q_u no aumenta lo suficiente como para producir pérdidas de inserción lo suficientemente bajas.

Este proyecto queda abierto a futuras investigaciones, en donde se propone buscar tecnologías alternativas que logren un Q_u mayor. Se debe revisar la calidad de impresión de la pista, la conexión de los pines SMA sobre la misma, evitando imperfecciones que produzcan capacidades adicionales, las cuales afecten a los valores esperados.

Bibliografía

- [1] E. G. S. R. Castillo, P. R. Castillo Aranibar, M. G. Sotomayor Polar, L. V. Gonzales Fuentes, and E. Z. Bolaños, *Aplicaciones y teoría de ingeniería de microondas*. LATIn, 2014.
- [2] “<https://es.wikipedia.org/wiki/microondas>.”
- [3] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [4] M. Rodríguez García, “Diseño de filtro paso banda en microondas con líneas acopladas.” Master’s thesis, Universidad Carlos III, 2012.
- [5] M. en Sistemas de Radar e Instrumentación, “ingeniería de radiofrecuencias y microondas 2,” Tech. Rep.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech house, 1980.
- [7] “Filtro pasa banda 2 ghz con microstrip,” Tech. Rep., 2012.
- [8] J.-S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley & Sons, 2004, vol. 167.
- [9] “Filtro pasa banda con microstrip,” Tech. Rep., 2012.
- [10] G. L. Matthaei and R. J. Forse, “Hairpin-comb filters for hts and other narrow-band aplicaciones,” *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*, vol. 45, August 1997.
- [11] A. Casanueva, P. Rodríguez, and J. Zamanillo, “Desarrollo de filtros tipo peine en tecnologías microtira y microtira suspendida,” *Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones E.T.S.I.I y Telecomunicaciones*.
- [12] J. Helszajn, *Microwave Planar Passive Circuits and Filters*. England: Universidad de Cantabria, 1994.
- [13] D. G. J. Swanson, “Narrow-band microwave filter desing,” *IEEE microwave magazine*, vol. 07, october 2007.
- [14] M. Dishal, “Alignment and ajustement of synchronously tuned multiple-resonant-circuit filters,” *Proc. IRE*, vol. 39, november 1951.
- [15] —, “A simple desing procedure for small percentage bandwith round-rod interdigital filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, september 1965.
- [16] L. Weiberg, *Network Analysis and Synthesis*. McGraw-Hill, 1962.
- [17] “www.globalcommhost.com/rogers/acs/techsupporthub/en/mwi.”
- [18] *AWR. iFilter, Application Note*.