

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

Simone Azzalin

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Ignacio Gil Galí

Germán Cobo Rodríguez

Marzo, 2021



Este trabajo está sujeto a licencia **Creative Common Atribución-NoComercial-SinDerivadas 3.0 España (CC BY-NC-ND 3.0 ES)**.

A Eva, por aguantar los momentos difíciles y, al mismo tiempo, darme ánimo y soporte.

A Martina, por devolverme la sonrisa y ser la luz de mis ojos.

A mis familiares, amigos y todas aquellas personas que en algún momento me han animado a seguir.

A todos los profesores, por ofrecer sus conocimientos y porque sin ellos el aprendizaje sería un camino mucho más difícil.

Índice general

Resumen del trabajo	9
Abstract	10
1. Introducción	11
1.1. Diagrama de Gantt	12
1.2. Objetivos	13
1.3. Presupuesto	13
2. Estado del arte	14
2.1. Líneas de transmisión en circuitos impresos	14
2.2. Tecnologías de fabricación	17
2.2.1. Suspended Substrate	17
2.2.2. Lumped LC	18
2.2.3. Low Temperature Co-fired Ceramic (LTCC)	18
2.2.4. Reflectionless	18
2.2.5. Surface Audio Wave (SAW) y Bulk Audio Wave (BAW)	19
2.3. Materiales y sustratos	20
3. Filtros pasivos y respuestas en frecuencia	22
3.1. Tipos de respuestas	23
3.2. Parametros de diseño	25
3.3. Aproximaciones en frecuencia	26
3.3.1. Butterworth	27
3.3.2. Chebyshev	30
3.3.3. Chebyshev Inverso	32
3.3.4. Cauer	33
3.4. Denormalización y transformaciones en frecuencia	35
3.4.1. Denormalización	36
3.4.2. Transformaciones	36
3.5. Obtención de los componentes normalizados	38
3.5.1. Butterworth	39
3.5.2. Chebyshev	39
3.6. Resumen	40
4. Líneas de transmisión	42
4.1. Modos TEM	42
4.2. Ecuaciones características	43
4.3. Coeficiente de reflexión y impedancia de entrada	45
4.4. Adaptación de impedancias	47
4.5. Parámetros de dispersión	50

4.6.	Parámetros <i>ABCD</i>	51
4.7.	Líneas de transmisión planares	52
4.7.1.	Stripline	52
4.7.2.	Microstrip	54
4.7.3.	Comparación entre Microstrip y Stripline	55
4.8.	Resumen	56
5.	Implementación en líneas de transmisión <i>stripline</i> y <i>microstrip</i>	57
5.1.	Keysight Advanced Design System	57
5.2.	Requisitos de diseño	58
5.3.	Elección de la aproximación en frecuencia	58
5.4.	Diseño a componentes discretos	59
5.4.1.	Simulación	60
5.5.	Diseño en líneas de transmisión	62
5.5.1.	Líneas acopladas paralelas	62
5.5.2.	Ecuaciones de diseño	63
5.5.3.	Diseño #1 - <i>stripline</i> DiClad [®] 880 - Butterworth	64
5.5.4.	Diseño #2 - <i>stripline</i> DiClad [®] 880 - Butterworth	82
5.5.5.	Diseño #3 - <i>stripline</i> DiClad [®] 880 - Chebyshev	85
5.5.6.	Diseño #4 - <i>microstrip</i> DiClad [®] 880 - Chebyshev	86
5.5.7.	Diseño #5 - <i>stripline</i> PTFE - Chebyshev	87
5.5.8.	Diseño #6 - <i>stripline</i> R04003 [™] - Chebyshev	89
5.6.	Estudio de las variaciones de temperatura	90
5.7.	Resumen	91
	Conclusiones	94
	Resultados y objetivos alcanzados	94
	Avances futuros	97
	Anexos	98
	Códigos GNU/Octave	98
	Funciones	98
	Butterworth	100
	Chebyshev	101
	Chebyshev Inverso	103
	Cauer	104
	Butterworth - calculo de impedancias modo par y impar	105
	Chebyshev - calculo de impedancias modo par y impar	106
	Bibliografía	108
	Libros	108
	Articulos	109
	Enlaces	109

Índice de figuras

2.1.	Líneas de transmisión planares más comunes	14
2.2.	Proceso de fabricación de un circuito impreso	15
2.3.	Filtros pasa-bajo y pasa-banda, circuito impreso del Agilent N9344C. Figura extraída de [54].	16
2.4.	Filtro pasa-bajo a <i>butterfly stubs</i> , circuito impreso del Agilent N9344C. Figura extraída de [54].	16
2.5.	Filtros pasa-banda <i>parallel-coupled microstrip</i> . Figura extraída de [56].	16
2.6.	Filtros pasa-banda <i>inter-digital</i> . Figura extraída de [55].	16
2.7.	RBPF-980, Figura extraída de [36].	17
2.8.	PE8715, Figura extraída de [?].	17
2.9.	Filtro Temwell, Figura extraída de [37].	17
2.10.	Tecnología <i>suspended substrate</i> con línea de transmisión <i>microstrip</i>	17
2.11.	Tecnología LTCC, Figura extraída de [42].	18
2.12.	Tecnología LTCC, Figura extraída de [42].	18
2.13.	Minicircuits XLF-252H-D+, filtro <i>reflectionless</i> , esquema interno, Figura extraída de [35].	19
2.14.	Minicircuits XBF-282, filtro <i>reflectionless</i> , esquema interno y <i>pinout</i> , Figura extraída de [35].	19
2.15.	Filtro SAW, Figura extraída de [44].	19
2.16.	Filtro BAW, Figura extraída de [45].	19
3.1.	Esquema de bloque de un filtro genérico	22
3.2.	Respuestas ideales: a) Pasa bajo. b) Pasa alto. c) Pasa banda. d) Elimina banda.	23
3.3.	Respuesta impulsional de un filtro pasa-bajo ideal	24
3.4.	Respuesta con banda de transición	25
3.5.	Polos de la aproximación de Butterworth para $n = 4$	28
3.6.	Aproximación de Butterworth lineal.	29
3.7.	Diagrama de bode de un filtro de Butterworth normalizado: $n = 4$	29
3.8.	Polos de la aproximación de Chebyshev para $n = 4$	31
3.9.	Diagrama de bode de un filtro de Chebyshev normalizado: $n = 4$, $\alpha_{\text{pass}} = 0,5$ dB.	31
3.10.	Polos de un filtro de Chebyshev inverso normalizado de orden $n = 4$ y $\alpha_{\text{s}} = 40$ dB	32
3.11.	Diagrama de Bode del filtro de Chebyshev Inverso: $n = 4$, $\alpha_{\text{stop}} = 40$ dB	33
3.12.	Polos de un filtro elíptico normalizado: $n = 4$, $\alpha_{\text{pass}} = 0,5$ dB, $\alpha_{\text{stop}} = 40$ dB	34
3.13.	Diagrama de Bode del filtro elíptico: $n = 4$, $\alpha_{\text{pass}} = 0,5$ dB, $\alpha_{\text{stop}} = 40$ dB	35
3.14.	Filtro pasa-bajo LC del segundo orden en estructura L.	35
3.15.	Filtros pasa-bajo en estructura T y II.	36
3.16.	Estructuras con ceros al denominador en la función de transferencia.	36
3.17.	Redes de 2 puertos y impedancia de entrada.	38
3.18.	Filtro pasa-bajo de Butterworth del cuarto orden, normalizado.	39

3.19. Comparación de las aproximaciones en frecuencia: Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Inverso, Cauer.	40
4.1. Representación de una onda plana uniforme propagándose en la dirección \mathbf{z} . . .	43
4.2. Interacción electromagnética entre dos conductores A y B en modo TEM. . . .	43
4.3. Modelo eléctrico de una línea de transmisión.	44
4.4. Línea de transmisión cargada con una impedancia Z_L	46
4.5. Condición de máxima transferencia de potencia.	47
4.6. Esquema genérico de adaptación de impedancias con líneas de transmisión. . . .	48
4.7. Carta de Smith.	49
4.8. Tipos de <i>stubs</i>	49
4.9. Redes de 2 puertos y impedancias de entrada.	50
4.10. Red de dos puertos a parametros S	51
4.11. Red de dos puertos a parametros S	51
4.12. Línea <i>stripline</i> . (a) Estructura. (b) Campo electromagnético.	53
4.13. Estructura del conector PE4190. Figura extraída de [57]	54
4.14. Línea <i>microstrip</i> . (a) Estructura. (b) Campo electromagnético.	54
5.1. Respuesta pasa-banda ideal según especificaciones.	58
5.2. Respuestas de Butterworth y Chebyshev en escala lineal, $n = 8$	59
5.3. Filtros pasivos en ADS.	60
5.4. Simulación de las respuesta de Butterworth.	61
5.5. Simulación de las respuesta de Chebyshev.	61
5.6. Estructura <i>parallel coupled</i>	62
5.7. Campos eléctricos de modo par y modo impar.	62
5.8. Capacidades intrínsecas en líneas acopladas.	63
5.9. Modelo electrico de las líneas acopladas paralelas.	63
5.10. Modelo electrico de las líneas acopladas paralelas.	64
5.11. ADS LineCalc.	65
5.12. Filtro <i>stripline parallel coupled lines</i>	66
5.13. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 5.12.	66
5.14. Filtro <i>stripline parallel coupled lines</i> con ñ <i>parameter sweep controller</i>	67
5.15. Simulación de la variación de altura del sustrato.	67
5.16. Simulación de la variación de la constante dieléctrica.	68
5.17. Cortocircuito accidental en <i>layout</i>	68
5.18. Ejemplo de ajuste de <i>offset</i> entre resonadores.	69
5.19. Resultado del ajuste de <i>offset</i>	69
5.20. Layout final del filtro en líneas acopladas.	70
5.21. EM setup	70
5.22. EM <i>setup</i> Frequency Plan	71
5.23. EM <i>setup</i> Options	71
5.24. EM <i>setup</i> substrate	72
5.25. EM <i>setup</i> substrate	72
5.26. EM <i>setup</i> substrate	73
5.27. EM <i>setup</i> substrate	73
5.28. EM <i>setup</i> substrate material	74
5.29. Esquema de simulación EM paramétrica	74
5.30. Elección del modelo de simulación para el símbolo de <i>layout</i>	75
5.31. Simulación paramétrica del <i>layout</i> : variación de ϵ_r y h	75
5.32. Simulación del <i>layout</i> : $\epsilon_r = 2,2, h = 2$ mm	76
5.33. $\Delta\epsilon_r$ DiClad [®] 880. Figura extraída de [47].	76

5.34. $\Delta \tan(\delta)$ DiClad [®] 880. Figura extraída de [47].	77
5.35. Definición de parámetro variables de longitud de línea para la simulación electromagnética.	78
5.36. Asignación de longitud variable.	78
5.37. Esquema con símbolo de <i>layout</i> con longitud variable.	79
5.38. Sustrato de 2 mm de altura.	79
5.39. Resultado de simulación #1 con sustrato de 2 mm de altura.	79
5.40. Implementación real de sustrato con 4 láminas de 0,508 mm.	80
5.41. Sustrato de 1,524 mm de altura.	80
5.42. Resultado de simulación con sustrato de 1,524 mm de altura.	80
5.43. Elección de la simulación con Momentum Microwave.	81
5.44. Densidad de corriente eléctrica (A/m) en las pistas del filtro.	81
5.45. Campo eléctrico radiado (nulo)	82
5.46. Sustrato del filtro de banda estrecha	83
5.47. Esquema del filtro de banda estrecha	83
5.48. Simulación de banda estrecha: S_{21} esquema, S_{34} <i>layout</i>	84
5.49. Esquema del filtro de banda estrecha - <i>sweep</i> de longitud.	84
5.50. Simulación de banda estrecha con altura de sustrato $h = 2$ mm	84
5.51. Filtro el líneas acopladas - Chebyshev	85
5.52. Sustrato $h = 2$ mm	85
5.53. Simulación de la implementación con aproximación de Chebyshev.	86
5.54. Esquema del filtro <i>microstrip</i> con aproximación de Chebyshev.	86
5.55. Sustrato de <i>layout</i> del filtro <i>microstrip</i> con aproximación de Chebyshev.	87
5.56. Simulación del filtro <i>microstrip</i> con aproximación de Chebyshev.	87
5.57. Esquema del filtro <i>stripline</i> , sustrato PTFE, aproximación de Chebyshev.	88
5.58. Sustrato del diseño #5.	88
5.59. Simulación de parámetros S del diseño #5.	88
5.60. Esquema del filtro <i>stripline</i> , sustrato R04003 [™] , aproximación de Chebyshev.	89
5.61. Sustrato del diseño #6.	89
5.62. Simulación de parámetros S del diseño #6.	89
5.63. Opción para la variación de temperatura en EMsetup.	90
5.64. Simulación de la respuesta en frecuencia, temperatura 15°.	90
5.65. Simulación de la respuesta en frecuencia, temperatura 35°.	91
5.66. Esquema	92
5.67. Esquema	92
5.68. Sustrato	92
5.69. Simulación ideal vs <i>layout</i>	93
5.70. Resultado de simulación #1.	95
5.71. Resultado de simulación #3.	95
5.72. Resultado de simulación #4.	96

Índice de tablas

1.1. Presupuesto	13
2.1. Materiales de sustratos y sus características principales.	20
5.1. Valores de componentes discretos para la aproximación de Butterworth . .	60
5.2. Valores de componentes discretos para la aproximación de Chebyshev . . .	60
5.3. Valores de impedancias de modo par y impar, diseño #1	65
5.4. Valores de impedancias de modo par y impar, diseño #2	83
5.5. Valores de impedancias de modo par y impar, diseño #3	85
5.6. Tabla comparativa de resultados	94

Resumen del trabajo

El presente Trabajo Final de Grado de Sistemas de Alta Frecuencia se dedica al desarrollo de un filtro selectivo en frecuencia, de tipo pasa-banda centrado en 17.2 GHz (banda Ku) con un ancho de banda de 500 MHz, diseñado en tecnología de circuitos a microondas *stripline*.

Tras la introducción del documento, se analizarán las respuestas en frecuencia más importantes como Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Inverso y Cauer, lo que permitirá hacer una primera evaluación de la respuesta a elegir según las especificaciones dadas, los resultados que se quieren obtener y los compromisos de diseño (principalmente menor complejidad posible, su coste y prestaciones).

Sucesivamente se hará un estudio de las líneas de transmisión *microstrip* y *stripline*, de sus características, con el objetivo de conocer en detalle sus estructuras, geometrías y principales parametros de diseño.

Una vez sentadas las bases teóricas, será posible dedicar el resto del documento a la síntesis y realización del filtro. Para este propósito se usará el programa Advanced Design System (ADS) de Keysight y su simulador electromagnético Momentum, con el objetivo de obtener un diseño coherente con los objetivos establecidos y compatible con los requisitos industriales.

Se probará la implementación del filtro para varios materiales de substratos disponibles en el mercado, y en la medida de lo posible, para varias estructuras pasa-banda en líneas de transmisión, de tal forma que sea posible comparar los diferentes resultados.

Abstract

This Final Project Thesis in High Frequency Systems is dedicated to the development of a pass-band filter centered at 17.2 GHz with a bandwidth of 500 MHz, for which the design is based on microwave stripline circuit technology.

After the document introduction, the most important frequency selective filter responses such as the Butterworth, Chebyshev, Inverse Chebyshev and Cauer will be studied, with the aim to choose the one that leads to the best results, with the given project requirements and compromises (mainly the design challenges, its cost and quality).

Later on, microstrip and stripline transmission lines will be studied with the purpose to know in details their structures, geometries and design parameters.

Once the main theoretical concepts will be exposed, it will be possible to dedicate the rest of the document to the synthesis and implementation of the filter. To this purpose the Keysight Advanced Design System (ADS) software will be used, along with its electromagnetics simulator Momentum, with the final objective of meeting the industry requirements.

The final implementation will be tested for various substrates materials available from the industry market, and, as far as possible, various known pass-band filter transmission lines structures will be tested as well, in a such a way to compare the results.

1. Introducción

En electricidad y electrónica, un filtro es un elemento fundamental que minimiza la atenuación de la señal solo en una o determinadas bandas de frecuencia, de manera tal que dicha señal no se vea afectada por interferencias de transmisiones en bandas y canales adyacentes, ruido y otros factores que puedan degradar la información.

La transmisión en altas frecuencias del espectro electromagnético permite disponer de unos anchos de bandas muy elevados para las comunicaciones (en términos de tasa de datos), pero también abre el camino a otros tipos de aplicaciones, como por ejemplo la detección de pequeños movimientos de objetos en entornos críticos a través de la medida del rebote de la señal transmitida por medio de radar SAR y GBSAR. Por otro lado, la banda Ku ya es ampliamente utilizada para comunicaciones satelitares[29].

Para conseguir comunicaciones en las bandas de varios GHz se requiere un diseño específico y adecuado para la electrónica de contorno, válido solo para la frecuencia de trabajo: es el caso de los circuitos de microondas, que toman su nombre por el hecho de que las longitudes de las líneas de transmisión tienen que ser comparables con la longitud de onda λ de las respectivas señales a transmitir.

En otras palabras, en un circuito de microondas las pistas tendrán que tener una longitud del orden de

$$l \approx \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\eta} = \frac{c}{f\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \lambda_m \quad (1.1)$$

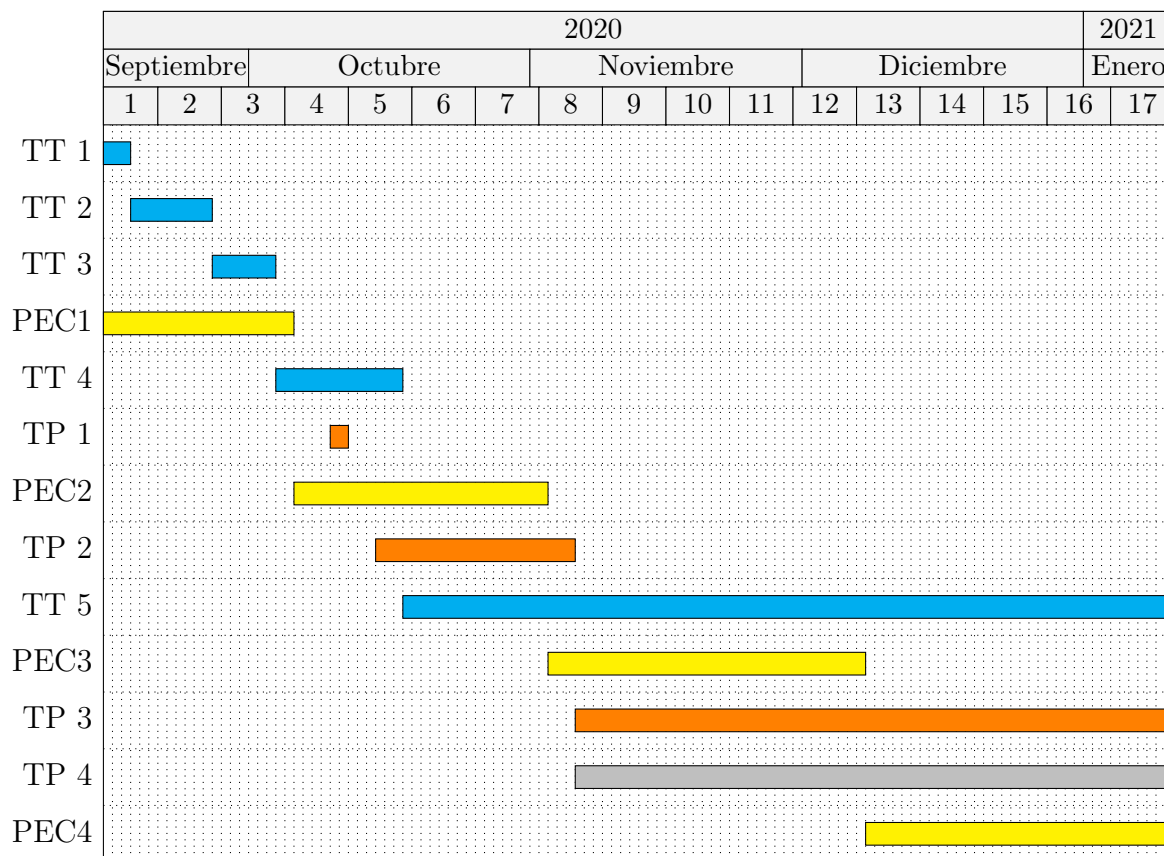
donde v_p es la velocidad de propagación de la señal en la línea, f es la frecuencia de transmisión, c es la velocidad de la luz (≈ 299792458 m/s), η es el índice de refracción del medio en el que se propaga la señal, donde μ_r y ϵ_r son respectivamente la permeabilidad magnética y la permitividad eléctrica relativas del material. Sin embargo, en los próximos capítulos se profundizarán las razones de estos requisitos.

Como se puede deducir de la ecuación (1.1), el diseño de un circuito de este tipo requiere un estudio de las geometrías de las pistas del circuito impreso (*printed circuit board* PCB) y de los materiales de fabricación del mismo, dado que las prestaciones finales dependen principalmente de estos factores.

Por este motivo, se hará un estudio previo del estado del arte actual de los filtros de microondas, así como los varios métodos de fabricación que ofrece la industria.

1.1. Diagrama de Gantt

El siguiente diagrama de Gantt está estructurado por un un total de 17 semanas con fechas estimadas de cada tarea teórica (TT) y practica (TP), que comprende todo el periodo de desarrollo del proyecto y redacción del documento.



- **PEC1:** Inicio: 2020-09-15. Entrega: 2020-10-05.
- **TT 1:** Redacción del Abstract y Resumen del trabajo.
- **TT 2:** Redacción del Estado del Arte, planificación del diagrama de Gantt, objetivos y bibliografía según la documentación disponible.
- **TT 3:** Redacción del capítulo de teoría de filtros y respuestas en frecuencia.
- **TT 4:** Redacción del capítulo de líneas de transmisión.
- **TT 5:** Redacción del capítulo de síntesis y implementación del proyecto.
- **TP 1:** Fase 1.0 - Diseño del filtro pasa-banda según especificaciones y simulación en ADS.
- **TP 2:** Fase 1.1 - Estudio/repase de las transformaciones de componentes pasivos a líneas de transmisión.
- **TP 3:** Fase 1.2 - Diseño del filtro en tecnología stripline, simulaciones para diferentes sustratos, y simulación electromagnética.
- **TP 4:** Fase 3.0 - Pruebas de diseño para diferentes estructuras.

1.2. Objetivos

- Estudiar el estado del arte de filtros de microondas de RF y microondas, así como sus propiedades y aplicaciones.
- Determinar unas reglas de diseño y directrices para el diseño a nivel de layout de los filtros en sustratos de bajas pérdidas mediante tecnología stripline y microstrip.
- Reproducir diseños de resultados conocidos (publicaciones científicas y artículos técnicos) de filtros de microondas, para familiarizarse con las herramientas de simulación.
- Diseñar un filtro paso banda en banda Ku. En la medida de lo posible, se tratará de mejorar las prestaciones (respuesta en frecuencia, reducción de dimensiones, coste).
- Optimizar el filtro mediante re-diseño paramétrico (*tuning*). Simulación a nivel eléctrico y electromagnético del comportamiento y prestaciones de la solución propuesta.

1.3. Presupuesto

De acuerdo con el material utilizado, y descartando el precio total del Grado en Ingeniería de Telecomunicaciones y material en libros de texto para el estudio, se expone a continuación el presupuesto para el proyecto:

Concepto/Material	Precio
Licencia ADS (estudiante)	2500 €
Ordenador portátil	650 €
Distribución GNU/Linux Debian 10	0 €
Distribución L ^A T _E X	0 €
<i>Software</i> GNU Octave	0 €
Horas de ingeniería (112)	1456 €
Total	4606 €

Tabla 1.1 Presupuesto

2. Estado del arte

Para conocer el estado actual de los circuitos pasivos de microondas en el mercado, con respecto a las tecnologías de interés para el proyecto, se han consultado revistas, *web* de informaciones para el sector de radio-frecuencia y ofertas de algún fabricante de productos y de sustratos. Algunos enlaces consultados son [30][31][32][33][34][35][36][37][38][39][40][41], cuyas *webs* corporativas ofrecen información sobre las tecnologías de fabricación que se describirán en este capítulo. Sin embargo, es preferible primero hacer una pequeña introducción a las líneas de transmisión en circuitos impresos.

2.1. Líneas de transmisión en circuitos impresos

Como se ha mencionado en la introducción, los circuitos de microondas requieren que las pistas se dimensionen adecuadamente para conseguir la transmisión en las bandas y/o frecuencias de trabajo, minimizando algunos factores de degradación de la señal,

En el caso de los filtros, en lugar de implementarlos a componentes discretos (o a parámetros concentrados), se dimensionan las pistas (las líneas de transmisión) de tal manera que el comportamiento de cada línea, a la frecuencia de interés, sea sólo inductivo, capacitivo o resonante. Esto se consigue a través de la longitud, del ancho y de la terminación de la línea (corto-circuito o circuito abierto). Dicha teoría se profundizará más adelante,

Dicho esto, los tipos de líneas de transmisión más usadas en circuitos impresos para radio-frecuencia son la *microstrip line*, *stripline* y *coplanar line*, que se representan en la figura 2.1:

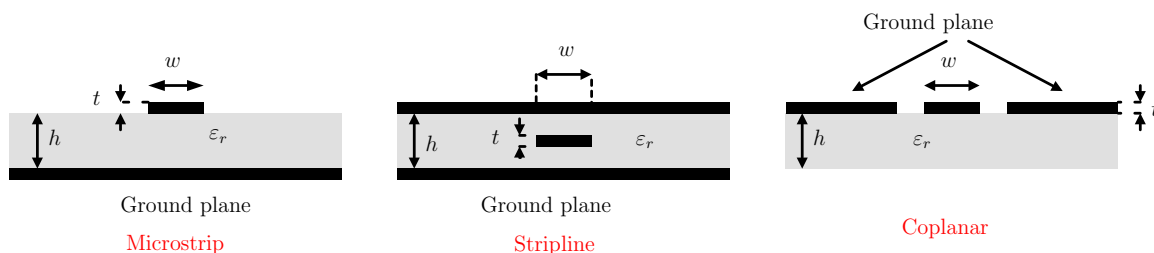


Figura 2.1 Líneas de transmisión planares más comunes

donde ϵ_r representa la permitividad eléctrica relativa del sustrato, h su altura, w (*width*) el ancho de la pista y t (*thickness*) su espesor. Por lo general, el diseño de una línea de transmisión se basa en estos parámetros, ya que de ellos depende su comportamiento,

El diseño de cualquier línea de transmisión y PCB empieza a través de un EDA (*electronic design automation*) electrónico, a través del cual se dibuja el esquema del circuito, las pistas y su enrutado,

El proceso de fabricación más común empieza con una base de sustrato cubierta con una capa de metal conductor (como por ejemplo el cobre o el oro). Las zonas de interés para el diseño de las pistas se cubren con una capa de *photoresist*, de tal manera que a través de un proceso de fotograbado con luz ultravioleta, el dibujo quede impreso en la capa metal. Sucesivamente se elimina el metal en exceso con soluciones químicas (ácidos) y al circuito impreso se aplica una capa de *solder mask* que sirve para proteger el metal de oxidaciones y falsos contactos por pistas cercanas,

Esta parte del procedimiento se resume en la figura 2.2 para una línea *microstrip*.

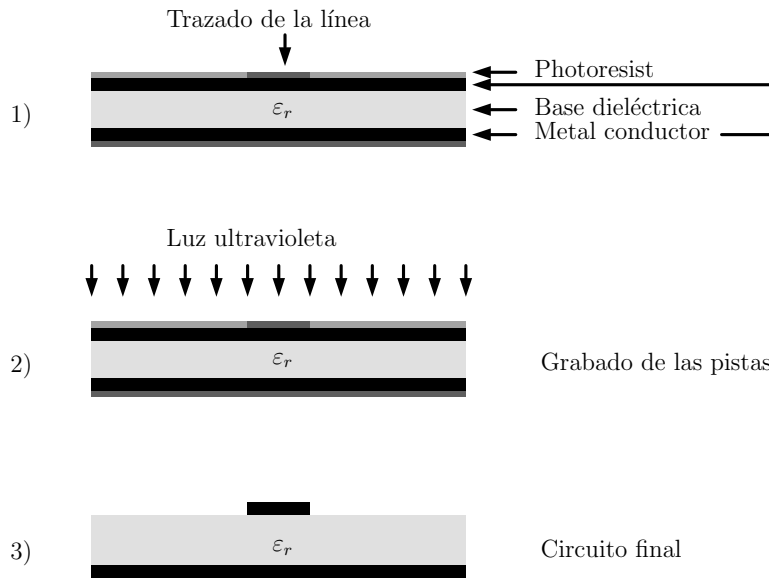


Figura 2.2 Proceso de fabricación de un circuito impreso

Una vez acabado el PCB, este estará listo para poder soldar los componentes. En el caso de las líneas *stripline*, el circuito impreso está formado por capas (*layers*) superpuestas una encima de otra y prensadas.

Lógicamente todo el proceso se desarrolla con maquinas industriales que permiten trabajar con precisión microscópica, garantizando también la limpieza adecuada (es importante que el entorno de trabajo esté limpios de polvos y suciedades, ya que pueden comprometer el resultado final).

Con el objetivo de aclarar un poco más porque la geometría de las líneas es importante en un circuito de microondas, a seguir se representa una sección del circuito impreso del analizador de espectro Agilent N9344C, donde se pueden apreciar algunos filtros pasa-bajo a *stubs* de circuito abierto (recuadros azúles) y pasa-banda en estructura *hairpin* (recuadros verdes):

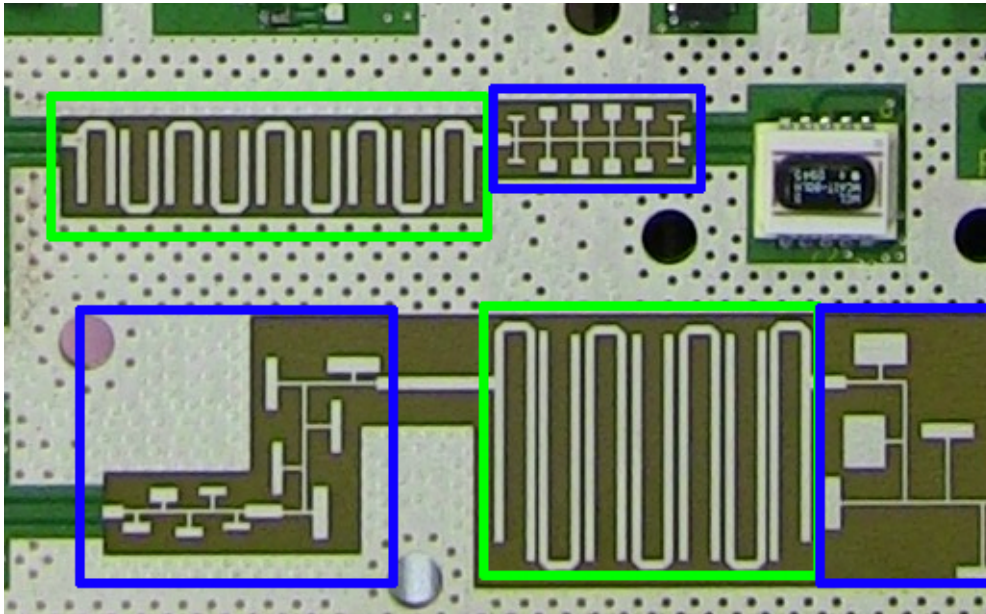


Figura 2.3 Filtros pasa-bajo y pasa-banda, circuito impreso del Agilent N9344C. Figura extraída de [54].

La estructura a *butterfly stubs* representada a continuación, también es un filtro pasa-bajo, siempre con referencia al circuito impreso del Agilent N9344C:

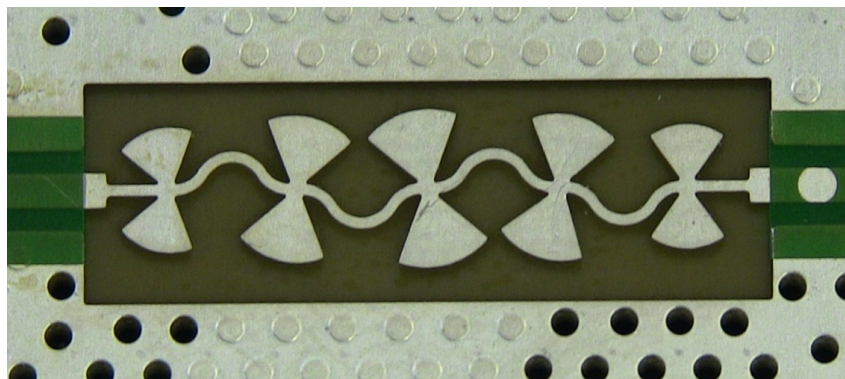


Figura 2.4 Filtro pasa-bajo a *butterfly stubs*, circuito impreso del Agilent N9344C. Figura extraída de [54].

mientras que otras estructuras pasa-banda son las *parallel-coupled* y *inter-digital*:

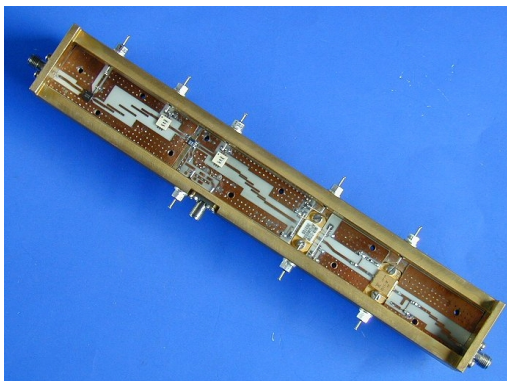


Figura 2.5 Filtros pasa-banda *parallel-coupled microstrip*. Figura extraída de [56].

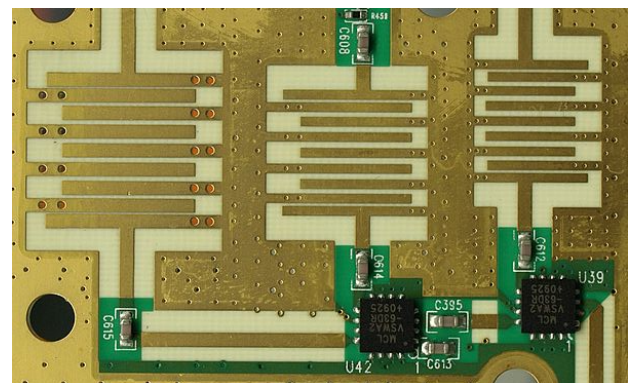


Figura 2.6 Filtros pasa-banda *inter-digital*. Figura extraída de [55].

Si las dimensiones de los filtros representados (ancho, longitud y separación de las pistas) fueran diferentes aun solo de algunos mm, el circuito no funcionaría como establecido, es decir, para la frecuencia de trabajo y para los requisitos de diseño.

2.2. Tecnologías de fabricación

Observando algunos filtros desde la lista de productos de fabricantes como Pasternack, Mini-Circuits y Temwell, se puede prestar atención a que estos componentes se encierran en una carcasa metálica, como se representa a continuación:

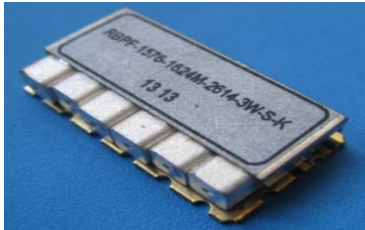


Figura 2.7 RBPf-980, Figura extraída de [36].



Figura 2.8 PE8715, Figura extraída de [?].



Figura 2.9 Filtro Temwell, Figura extraída de [37].

Dicha carcasa sirve de apantallamiento (*shielding*), ya que minimiza o anula las emisiones radiadas (desde el circuito hacia el exterior) y conducidas (desde el exterior hacia los componentes). También es típico encontrar circuitos integrados (ICs) WLAN y/o Bluetooth protegidos por mini carcasas de apantallamiento en circuitos impresos,

Algunas de las principales tecnología de fabricación para filtros microondas son:

2.2.1. Suspended Substrate

En las tecnología *Suspended Substrate* el circuito impreso queda totalmente encerrado en la carcasa de metal y la capa de sustrato queda a contacto con el en aire, tal y como se representa a continuación:

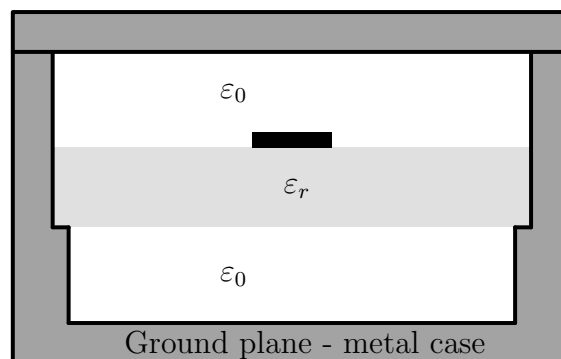


Figura 2.10 Tecnología *suspended substrate* con línea de transmisión *microstrip*.

donde ϵ_0 es la constante dieléctrica del vacío ($\approx 8,85418781762 \cdot 10^{-12}$ F/m). Esta tecnología consigue optimas prestaciones desde algunos centenares de MHz hasta frecuencias de unas decenas de GHz.

2.2.2. Lumped LC

Lumped LC es un modelo de fabricación a parámetros concentrados donde los componentes pasivos se instalan directamente en el PCB. Se pueden fabricar para frecuencias de trabajo hasta 1 o 2 GHz.

2.2.3. Low Temperature Co-fired Ceramic (LTCC)

LTCC es una tecnología basada en un proceso de sinterización a temperaturas entre los 900° C y 1000° C, de fabricación a multi-capa con materiales metálicos y cerámicos. Los componentes son embebidos en las mismas capas, de esta forma se consigue el apantallamiento con conexiones lo más posibles reducidas minimizando efectos parásitos,

Más informaciones se pueden encontrar [42][43].

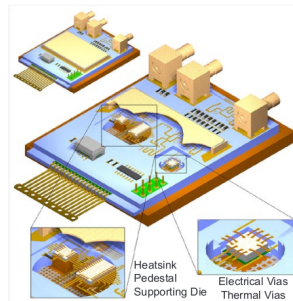


Figura 2.11 Tecnología LTCC, Figura extraída de [42].

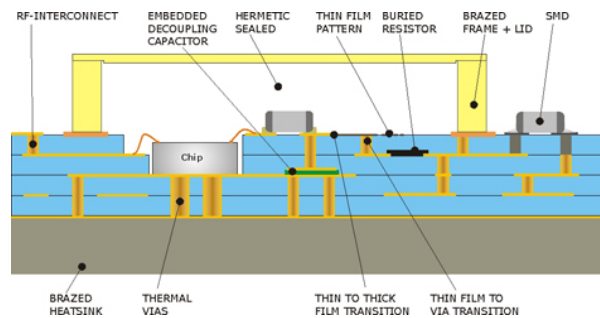


Figura 2.12 Tecnología LTCC, Figura extraída de [42].

2.2.4. Reflectionless

En realidad, el término *reflectionless* hace referencia principalmente a una topología de filtro de estructura simétrica. Se caracterizan por tener un coeficiente de reflexión muy bajo (idealmente nulo y/o constante) en la banda de interés,

Por lo que interesa la tecnología de fabricación, se implementan en encapsulados SMT (*surface mount technology*) (aunque también se pueden desarrollar en *microstrip* o *stripline*. Se puede profundizar la teoría de esta clase de filtros en [12].

Simplified Schematic and Pad description

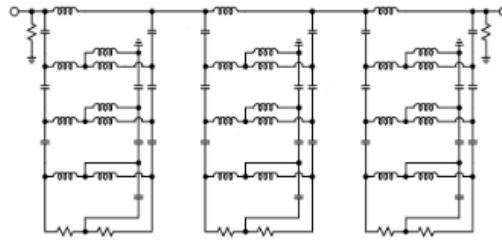


Figura 2.13 Minicircuits XLF-252H-D+, filtro *reflectionless*, esquema interno, Figura extraída de [35].



Figura 2.14 Minicircuits XBF-282, filtro *reflectionless*, esquema interno y *pinout*, Figura extraída de [35].

2.2.5. Surface Audio Wave (SAW) y Bulk Audio Wave (BAW)

Las estructuras *Surface Audio Wave* y *Bulk Audio Wave* se fabrican con electrodos interdigitales y sustratos de materiales piezo-eléctricos (LiTaO₃, LiNbO₃, cuarzo etc. [20]) que actúan como transductores (*inter-digital transducers* (IDTs)), de manera que convierten las señales electromagnéticas en señales acústicas y/o mecánicas para la etapa de entrada y vice-versa para la etapa de salida. La vibración de estos materiales piezo-eléctricos es lo que contribuye al filtrado de la señal, cuya frecuencia de resonancia es determinada por la geometrías de los electrodos,

Los filtros BAW se diferencian de los SAW en que la propagación de la señal es vertical, consiguiendo mejores prestaciones a respecto.

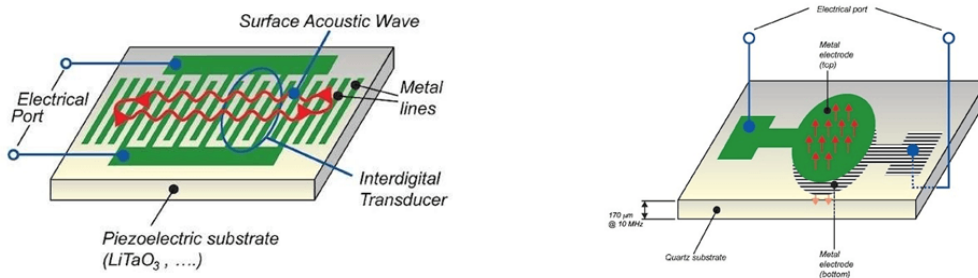


Figura 2.15 Filtro SAW, Figura extraída de Figura 2.16 Filtro BAW, Figura extraída de [44].

Más informaciones sobre filtros SAW se pueden encontrar en [18], y [44][45].

Material/Ref. Comercial [®]	Frecuencia	ϵ_r	$\tan(\delta)$
Alumina	10 GHz	9.5 - 10	0.0003
Cuarzo fundido	10 GHz	3.78	0.0001
Parafina	10 GHz	2.24	0.0002
Polyethylene	10 GHz	2.25	0.0004
PTFE (teflón)	10 GHz	2	0.0002
Arlon DiClad [®] 880	10 GHz	2.2	0.0009
R04003 TM	10 GHz	3.55	0.0027

Tabla 2.1 Materiales de sustratos y sus características principales.

2.3. Materiales y sustratos

Además de los varios tipos de fabricación, es indispensable mencionar la importancia de los materiales de sustrato usados en los circuitos impresos de alta frecuencia. Las características de estos materiales influyen en la impedancia de las líneas de transmisión y por lo tanto también a las pérdidas. Los parámetros de mayor interés son la permitividad eléctrica relativa $\epsilon_r(\omega)$ de la cual es posible obtener la constante dieléctrica efectiva:

$$\epsilon_{\text{eff}}(\omega) = \epsilon_r(\omega)\epsilon_0 \quad (2.1)$$

y las pérdidas del dieléctrico, también llamada *loss tangent*, que se define como a continuación:

$$\tan(\delta) = \frac{\omega\epsilon'' + \sigma}{\omega\epsilon'} \quad (2.2)$$

donde σ representa la conductividad del dieléctrico y $\omega\epsilon'$ y $\omega\epsilon''$ las pérdidas del dieléctrico debidas al movimiento de cargas a frecuencia ω ([15] s. 1.3)([14] sec. 2.5.5).

Lógicamente interesa que las pérdidas del dieléctrico sean lo más bajas posibles. Es posible encontrar un catalogo de materiales de sustratos en [46], donde los valores de $\epsilon_r(\omega)$ y $\tan(\delta)$ se proporcionan para las frecuencias de interés de cada material.

También es posible encontrar, desde la bibliografía, tablas de resumen de los materiales más usados en circuitos de microondas ([15] app. G)([14] app. C) que se usarán en fase de diseño. Los materiales más usados para altas frecuencia son el alumina, la parafina, el teflón, polyethylene y polystyrene, entre otros.

Por último, un tipo de laminado también muy usado es el FR4 (*flame retardant level 4*), compuesto de fibras de vidrio, resinas *epoxy* y bromo (Br). Tiene buenas propiedades en términos de aislamiento eléctrico y robustez, lo que hacen que sea preferible respecto a otros en algunas situaciones.

A seguir se expone una pequeña tabla de referencia de materiales o referencias comerciales de sustratos de interés. Por lo general interesa que la constante dieléctrica esté definida lo más posible cerca de la frecuencia de trabajo, y que su valor no sea demasiado grande pero tampoco muy pequeño, ya que de ello dependen las dimensiones de las líneas físicas, al fin de obtener unos valores razonables. Además, interesa que las pérdidas $\tan(\delta)$ sean lo más bajas posibles.

Otros factores de interés son las variaciones de $\varepsilon_r(\omega)$ y $\tan(\delta)$ según la frecuencia de trabajo. Lamentablemente suele ser complicado cuantificar estas variaciones, al no ser que se obtenga una referencia comercial que ofrezca una hoja de datos en los que se proporcionen.

3. Filtros pasivos y respuestas en frecuencia

El objetivo de este capítulo es exponer los conceptos fundamentales respecto a la teoría de filtros selectivos en frecuencia y las aproximaciones de respuestas más importantes, y así disponer de los conocimientos necesarios para poder diseñar un filtro a partir de unas determinadas especificaciones.

Un filtro selectivo en frecuencia es un sistema lineal tiempo invariante (LTI) SISO (*single-input-single-output*) cuya salida es una señal filtrada en frecuencia, es decir que algunas componentes sufrirán mayor atenuación que otras. Usando la nomenclatura estándar, la siguiente es una representación de esquema de bloque de un filtro genérico en el dominio del tiempo

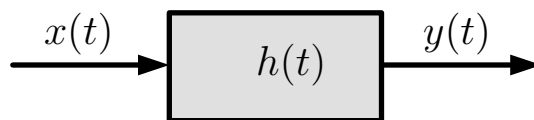


Figura 3.1 Esquema de bloque de un filtro genérico

donde $x(t)$ y $y(t)$ pueden tener dimensión en voltios (V) o amperios (A). La relación de entrada y salida es la convolución de la señal de entrada con la respuesta impulsional del filtro, esto es:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau) d\tau = x(t) * h(t) \quad (3.1)$$

mientras que en el dominio de Laplace, usando el teorema de la convolución la operación se simplifica ulteriormente:

$$\mathcal{L}\{y(t)\} = Y(s) = X(s)H(s) \Rightarrow H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (3.2)$$

De ahora en adelante se hará referencia a $H(s)$ como la función de transferencia como fracción de polinomios:

$$H(s) = \frac{\prod_{k=0}^n (s + z_k)}{\prod_{k=0}^n (s + p_k)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (3.3)$$

donde las raíces de $Y(s)$ se denominan ceros de transmisión y son las frecuencias para las cuales $H(s) \rightarrow 0$, mientras que las raíces de $X(s)$ se denominan polos de transmisión y se corresponden a las frecuencias por las cuales $H(s) \rightarrow \infty$.

Se recuerda que en análisis sinusoidal, la variable compleja $s = \sigma + i\omega$ es puramente imaginaria, con lo cual la transformada de Laplace coincide con la transformada de Fourier:

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-st} dt \Big|_{s=i\omega} = \mathcal{F}\{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i\omega t} dt \quad (3.4)$$

3.1. Tipos de respuestas

Como se ha mencionado anteriormente, un filtro atenúa componentes frecuenciales dentro de una cierta banda. A la banda no atenuada se le llama banda de paso, mientras que a la banda atenuada se le llama banda de rechazo.

Dicho esto, un filtro selectivo en frecuencia puede tener cuatro tipos de respuestas, que se resumen y representan a continuación en forma de espectro de potencia ideal:

- **Pasa-bajo** (*low-pass*): se atenúan las componentes de frecuencia

$$\omega > |\omega_{\text{pass}}|$$

- **Pasa-alto** (*high-pass*): se atenúan las componentes de frecuencia

$$\omega < |\omega_{\text{pass}}|$$

- **Pasa-banda** (*pass-band*): se atenúan las componentes de frecuencia

$$\omega < |\omega_L| \wedge \omega > |\omega_H|$$

- **Elimina-banda** (*notch* o *band-reject*): se atenúan las componentes de frecuencia

$$|\omega_L| < \omega < |\omega_H|$$

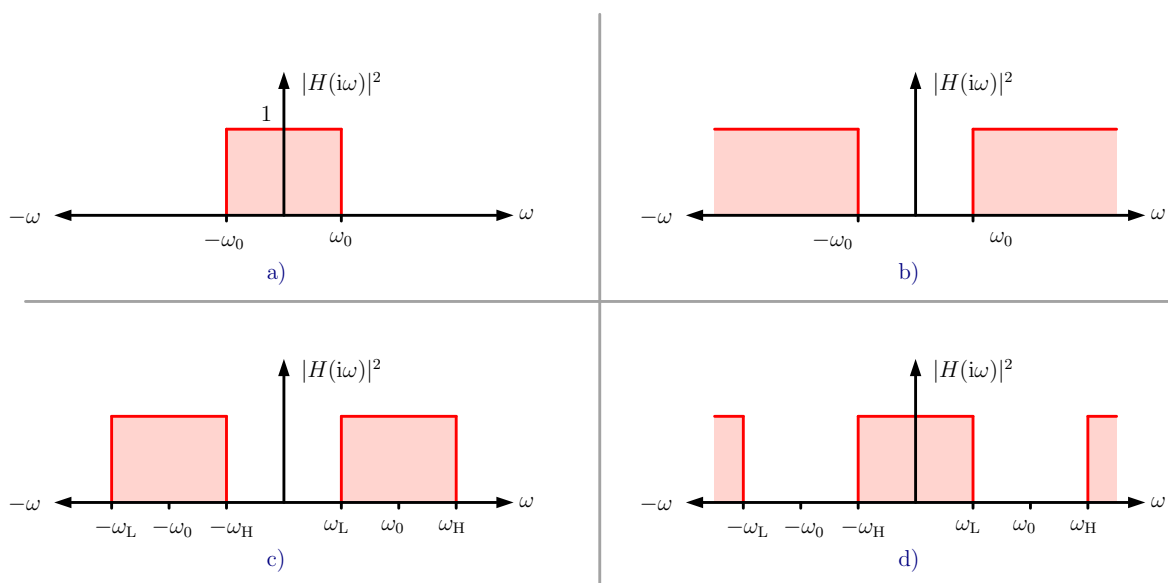


Figura 3.2 Respuestas ideales: a) Pasa bajo. b) Pasa alto. c) Pasa banda. d) Elimina banda.

En todos los casos se considera $\omega = 2\pi f$ rad/s (f en Hz).

Es bueno remarcar que solo las frecuencias positivas son de interés para el filtrado aunque por representar correctamente la función se ha representado cada espectro como función par:

$$|H(i\omega)|^2 = H(i\omega)H(-i\omega) \Rightarrow |H(s)|^2 = H(s)H(-s) \quad (3.5)$$

Además, para las explicaciones a seguir se tomará como ejemplo la función pasa-bajo, ya que todas las demás respuestas se pueden obtener a raíz de esta a través de simples transformaciones matemáticas y de valores de componentes.

La transformada inversa de Fourier de la respuesta pasa-bajo (es decir, su respuesta impulsional en el dominio del tiempo) es:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}^{-1}[H(i\omega)] &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(i\omega)e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 e^{i\omega t} d\omega \\ &= \frac{(e^{it} - e^{-it})}{i2\pi t} \\ &= \frac{\sin(t)}{\pi t} = h(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

la cual se representa a continuación:

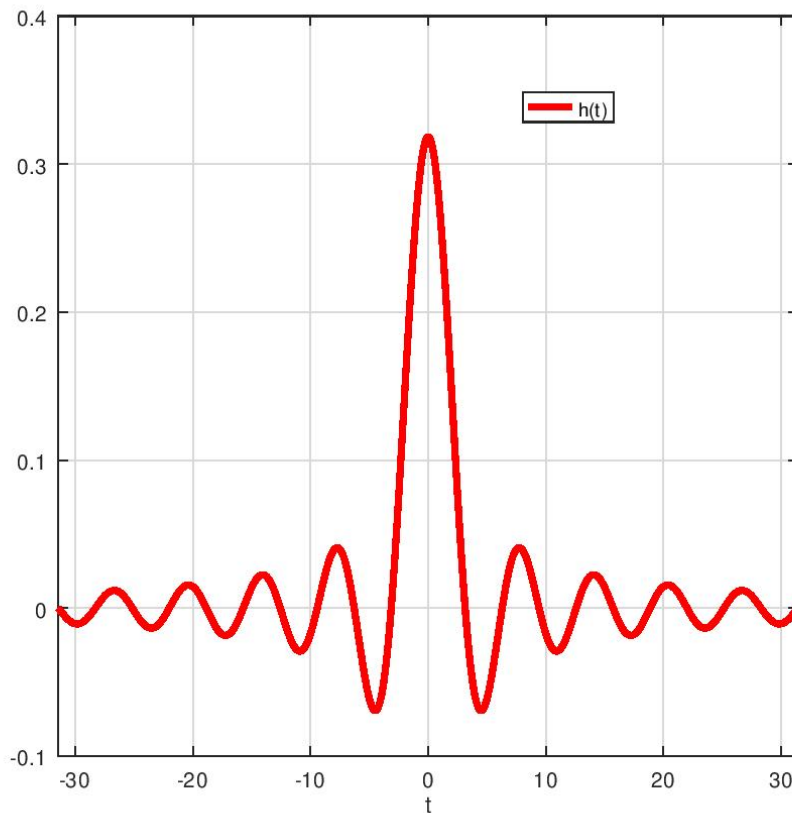


Figura 3.3 Respuesta impulsional de un filtro pasa-bajo ideal

Como se puede deducir desde la ecuación (3.6) y la figura 3.3, la realización de dicha respuesta impulsional no causal debería ser de duración infinita, o dicho de otra forma,

requeriría infinitos componentes¹, lo cual resulta físicamente imposible de realizar.

Para solucionar este problema, se recurre a aproximaciones polinomiales para las respuestas en frecuencia. Antes de explicar las más conocidas, es bien exponer los parámetros necesarios sobre los cuales se trabajan dichas aproximaciones.

3.2. Parametros de diseño

Debido al hecho de que es imposible obtener una respuesta ideal, en un filtro real no es posible separar de forma abrupta la banda de paso y la de rechazo. Sin embargo, una respuesta ideal pero más realista es la que se representa a continuación:

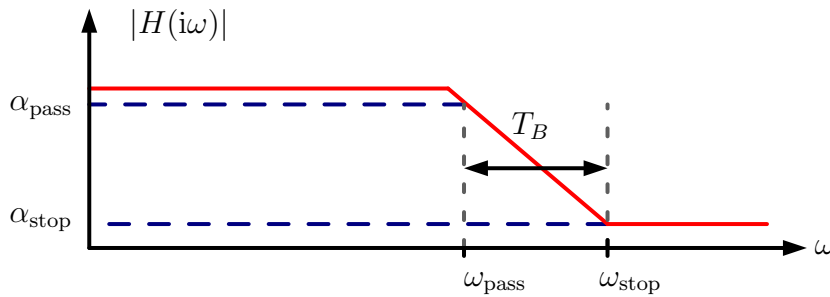


Figura 3.4 Respuesta con banda de transición

donde

α_{pass} : es la atenuación a la frecuencia de paso:

$$\alpha_{\text{pass}} = 10 \log_{10} (|H(i\omega_{\text{pass}})|^2) \quad (3.7)$$

α_{stop} : es la atenuación a la frecuencia de rechazo:

$$\alpha_{\text{stop}} = 10 \log_{10} (|H(i\omega_{\text{stop}})|^2) \quad (3.8)$$

mientras que la banda de frecuencia que separa la de paso y la de rechazo se llama banda de transición (T_B), también llamada *roll-off* en la literatura clásica.

A raíz de estos parámetros, se definen las siguientes especificaciones (o requisitos) necesarios para el diseño de un filtro selectivo en frecuencia:

ω_{pass} : se especifica en rad/s o Hz.

ω_{stop} : se especifica en rad/s o Hz.

α_{pass} : se especifica en dB.

α_{stop} : se especifica en dB.

En literatura clásica, α_{pass} y α_{stop} se denominan respectivamente α_{max} y α_{min} , porque ambas, en dB, toman valores negativos y $\alpha_{\text{max}} > \alpha_{\text{min}}$.

Una vez definidos los parámetros de diseño, una consecuencia de este mismo es que se deben de considerar los siguientes resultados finales:

¹Se recuerda que las realizaciones físicas se consiguen por medio de inductancias y condensadores.

Orden del filtro: es el grado de polinomio de aproximación y es directamente relacionado con el número de componentes a utilizar en el diseño.

$$n \in \mathbb{Z}^+ \quad (3.9)$$

La banda de transición T_B también es estrechamente relacionada y a n , ya que será más estrecha cuanto más alto sea el orden del filtro.

Respuesta de fase: es el desfase, en función de la frecuencia, entre la entrada y la salida.

$$\phi(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} \arg \{H(i\omega)\} \quad (3.10)$$

Retardo de fase: es el retraso entrada y salida se una senoide a cierta frecuencia:

$$\tau_\phi(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (3.11)$$

Retardo de grupo: es la tasa de cambio del retardo de fase con respecto a la frecuencia:

$$\tau_g(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (3.12)$$

Factor de calidad: el factor de calidad Q indica la energía almacenada en los componentes reactivos y la energía disipada en un ciclo de la señal. Se define, para un circuito RLC serie como:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (3.13)$$

y para un circuito RLC en paralelo:

$$Q = \omega_0 RC \quad (3.14)$$

Es un parámetro importante porque describe el amortiguamiento de la señal por el circuito y está relacionado con los polos de la función de transferencia. Su valor se puede extraer directamente desde una función de transferencia del segundo orden (a orden mayor es necesaria una descomposición). Para un filtro pasa bajo de orden $n = 2$, la ecuación general en el dominio de Laplace es:

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.15)$$

En general el diseño empieza desde los requisitos de atenuaciones de banda y estos últimos parámetros se tienen que aceptar como resultado del diseño. Por ejemplo, no se puede establecer *a priori* el orden del filtro y a seguir definir las bandas y sus atenuaciones.

3.3. Aproximaciones en frecuencia

El objetivo de esta sección es describir las más importantes aproximaciones en frecuencia útiles para el proyecto, como obtenerlas a partir del análisis de polos y ceros y proponer una comparación entre ellas, para saber cual podría ser la mejor elección según los requisitos del filtro a diseñar.

En general, todos los cálculos relacionados con la obtención de los parámetros relativos a cada aproximación se desarrollan con la ayuda de un ordenador, ya que sin ello no hubiera sido posible el desarrollo de esta rama de la ciencia.

3.3.1. Butterworth

La función de transferencia de un filtro con aproximación de Butterworth² es ([5] cap. 6):

$$|H(i\omega)|^2 = \frac{1}{1 + B_n(\omega)} = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}} \quad (3.16)$$

donde ω_0 es la frecuencia por la cual, a igualdad de especificaciones, la atenuación es de -3 dB para todo n , es decir:

$$|H(i\omega_0)|^2 = 0,5 = 10 \log_{10} (|H(i\omega_0)|^2) = -3 \text{ dB} \quad \forall n \quad (3.17)$$

aunque en la nomenclatura clásica, ω_0 representa también la frecuencia de resonancia o la frecuencia de cada polo.

Los polos de la función de transferencia, localizados en el semiplano izquierdo del dominio de Laplace, se pueden fácilmente calcular con la formula iterativa[5][9]:

$$p_k = \sigma_k + i\omega_k = -\sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) + i \cos\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \quad k \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (3.18)$$

mientras que el factor de calidad para cada polo es[5]:

$$Q_k = \frac{1}{2 \cos(\pi - \phi_k)} = \frac{1}{2 \cos(\pi - \arg(p_k))} \quad (3.19)$$

Se recuerda que la frecuencia de resonancia de cada polo es

$$\omega_{0k} = |p_k| = \sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2} \quad (3.20)$$

A seguir se representan, a modo de ejemplo, los polos de la función de transferencia para $n = 4$ (se recuerda que siempre solo interesan los de parte real negativa):

²Stphen Butterworth (1885–1958), fue el físico que inventó este filtro

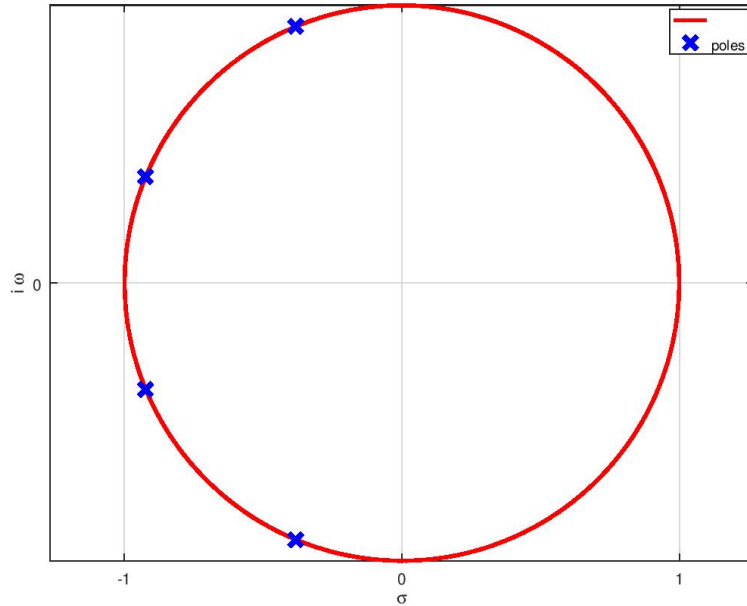


Figura 3.5 Polos de la aproximación de Butterworth para $n = 4$.

mientras que el orden del filtro se calcula a raíz de las atenuaciones de banda:

$$\begin{aligned}
 10^{\alpha_{\text{pass}}/10} &= 1 + (\omega_{\text{pass}}/\omega_0)^{2n} \\
 10^{\alpha_{\text{stop}}/10} &= 1 + (\omega_{\text{stop}}/\omega_0)^{2n} \\
 \frac{10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1}{10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1} &= \left(\frac{\omega_{\text{stop}}}{\omega_{\text{pass}}} \right)^{2n} \\
 n &= \left\lceil \frac{\log \left((10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1) / (10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1) \right)}{2 \log (\omega_{\text{stop}}/\omega_{\text{pass}})} \right\rceil \\
 &= \left\lceil \frac{\log \left((10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1) / (10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1) \right)}{2 \log (\omega_{\text{pass}}/\omega_{\text{stop}})} \right\rceil
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

debido al redondeo en exceso de la función $\text{ceil}(\cdot)$, la atenuación en la banda de rechazo será ligeramente mayor respecto a las especificaciones. A continuación se representa la respuesta en escala lineal para $n \in \{1, 2, \dots, 8\}$, donde se puede apreciar que para $n \rightarrow \infty$ la función de transferencia se aproxima a la respuesta ideal:

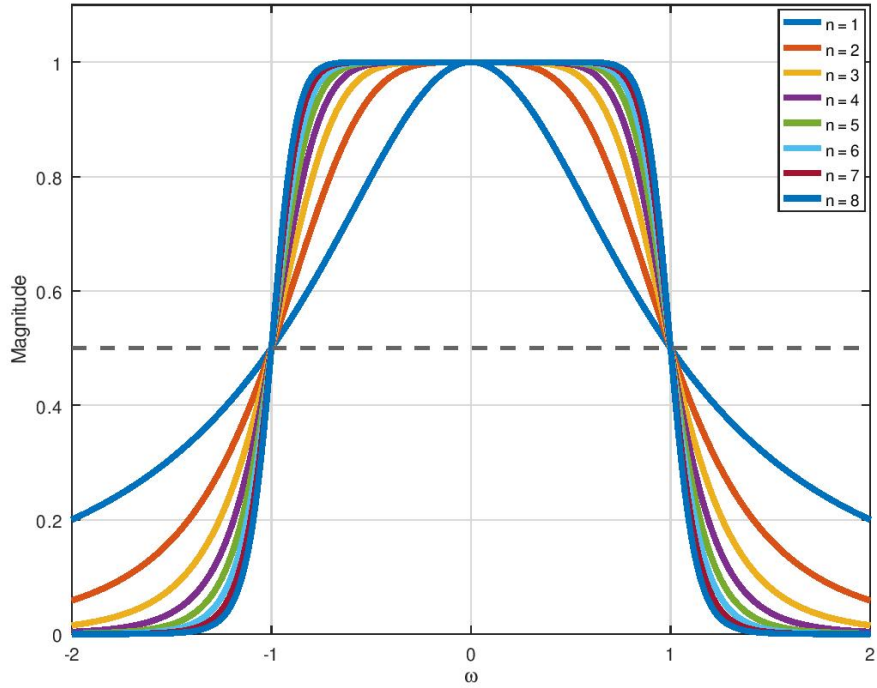


Figura 3.6 Aproximación de Butterworth lineal.

mientras que a seguir se representa el diagrama de Bode con de magnitud en escala logarítmica para $n = 4$:

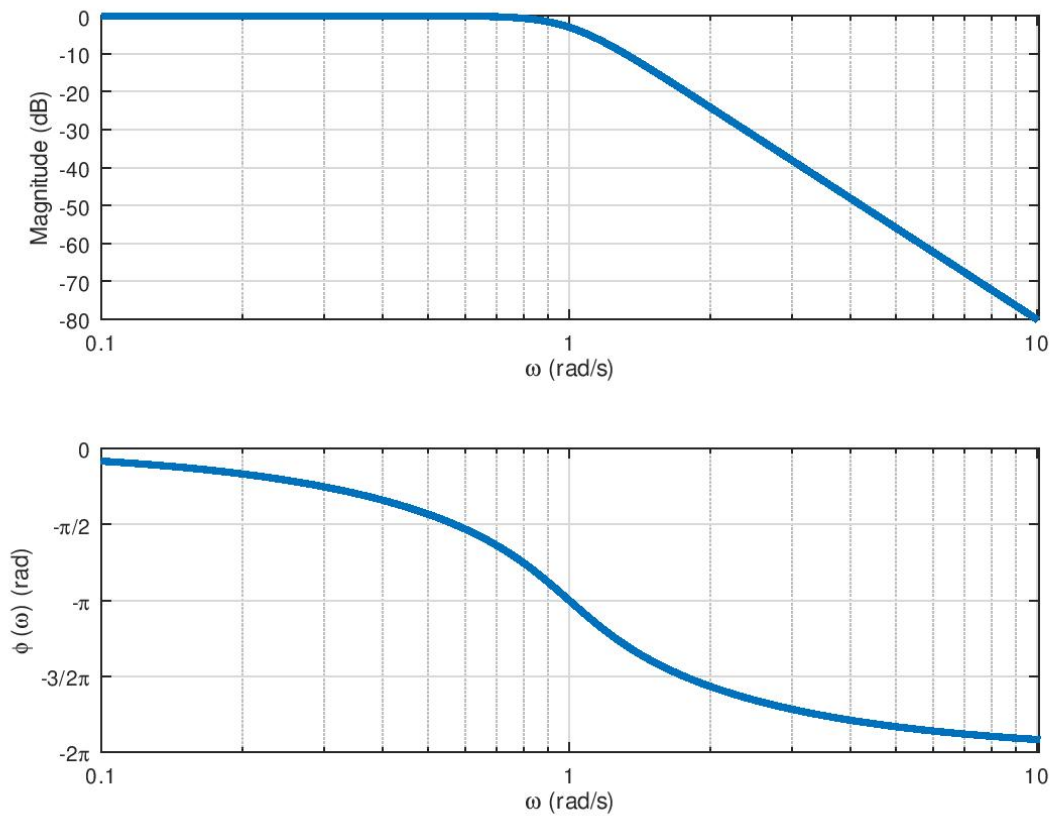


Figura 3.7 Diagrama de bode de un filtro de Butterworth normalizado: $n = 4$.

3.3.2. Chebyshev

La función de transferencia de un filtro con aproximación de Chebyshev³ es ([5] cap. 8):

$$|H(i\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (3.22)$$

donde ε es el coeficiente de rizado de banda de paso:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{(0,1)\alpha_{\text{pass}}/10} - 1} \quad (3.23)$$

y $C_n(\omega)$ es el polinomio de Chebyshev del primer tipo:

$$C_n(\omega) = \cos(ni \operatorname{arcosh}(\omega)) \quad \operatorname{arcosh}(x) = \ln \left(x + \sqrt{x^2 - 1} \right) \quad (3.24)$$

El orden del filtro, análogamente al caso de la aproximación de Butterworth, se calcula con la siguiente formula[5][9]:

$$n = \left\lceil \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)/(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{\cosh^{-1}(\omega_{\text{stop}}/\omega_{\text{pass}})} \right\rceil \quad (3.25)$$

mientras que los polos de la función de transferencia se obtienen con la siguiente formula[5][9]:

$$p_k = \sigma_k + i\omega_k = i \cos \left(\frac{\pi(2k+1)}{2n} + i \left(\frac{\sinh^{-1}(1/\varepsilon)}{n} \right) \right) \quad k \in \{0, 1, \dots, 2n-1\} \quad (3.26)$$

y el factor de calidad para cada polo es[5]:

$$Q_k = \frac{\sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2}}{2|\sigma_k|} \quad (3.27)$$

Como se puede intuir, la frecuencia por la cual la cual $|H(i\omega)|^2 = 0,5$ no es la misma $\forall n$ como la aproximación de Butterworth, sino que para un filtro de Chebyshev es:

$$\omega_{-3\text{dB}} = \cosh((1/n) \cosh^{-1}(1/\varepsilon)) \quad (3.28)$$

aunque es bueno especificar que en general, la frecuencia $\omega_{-3\text{dB}}$ (generalmente llamada frecuencia de corte) no es una especificación de diseño.

A seguir se representan los polos de una función de transferencia para $\alpha_{\text{pass}} = 0,5 \text{ dB}$ y $n = 4$:

³Pafnuty Lvovich Chebyshev (1821 - 1894), fue un matemático ruso

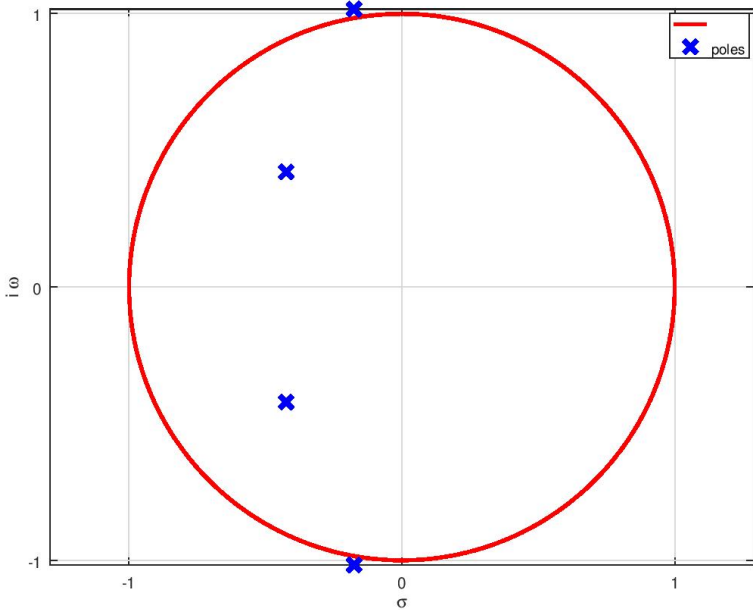


Figura 3.8 Polos de la aproximación de Chebyshev para $n = 4$.

y un diagrama de Bode de ejemplo:

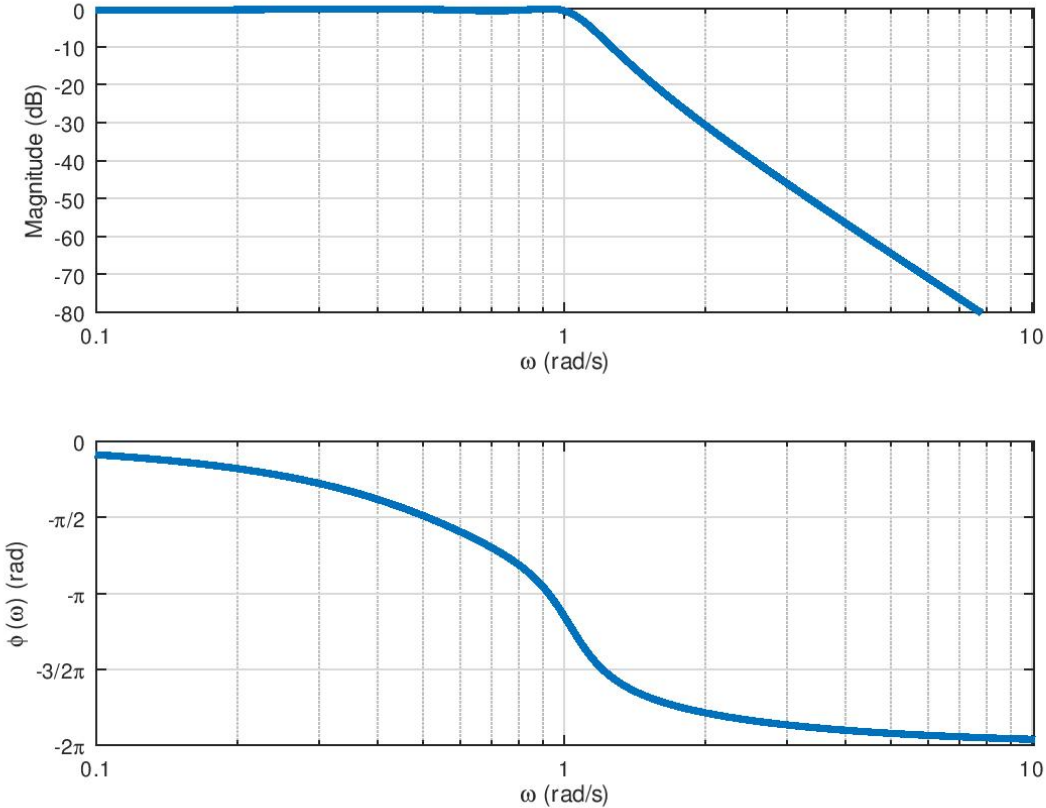


Figura 3.9 Diagrama de bode de un filtro de Chebyshev normalizado: $n = 4$, $\alpha_{\text{pass}} = 0,5 \text{ dB}$.

3.3.3. Chebyshev Inverso

La función de transferencia con aproximación de Chebyshev inverso es ([5] cap. 13):

$$|H(i\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\varepsilon^2 C_n^2(1/\omega))^{-1}} = \frac{\varepsilon^2 C_n^2(1/\omega)}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(1/\omega)} \quad (3.29)$$

donde, en este caso ε es el coeficiente de rizado de banda de rechazo:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{(0,1)\alpha_{\text{stop}}/10} - 1}} \quad (3.30)$$

y el orden se calcula con la siguiente formula[5]:

$$n = \left\lceil \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)/(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{\cosh^{-1}(1/\omega_{\text{pass}})} \right\rceil \quad (3.31)$$

los ceros de la función de transferencia se calculan o bien igualando el numerador de la ecuación (3.29) a cero con la siguiente formula ([7] sec. 7.2.5):

$$z_k = \frac{1}{\cos((2k+1)/(2n))} \quad k = \{0, 1, \dots, n-1\} \quad (3.32)$$

mientras que los polos se pueden calcular por recíproco de los polos de Chebyshev. A continuación se representa un ejemplo de localización de los polos en el plano complejo y el respectivo diagrama de Bode de la misma función de transferencia para $n = 4$ y $\alpha_{\text{stop}} = 40$ dB:

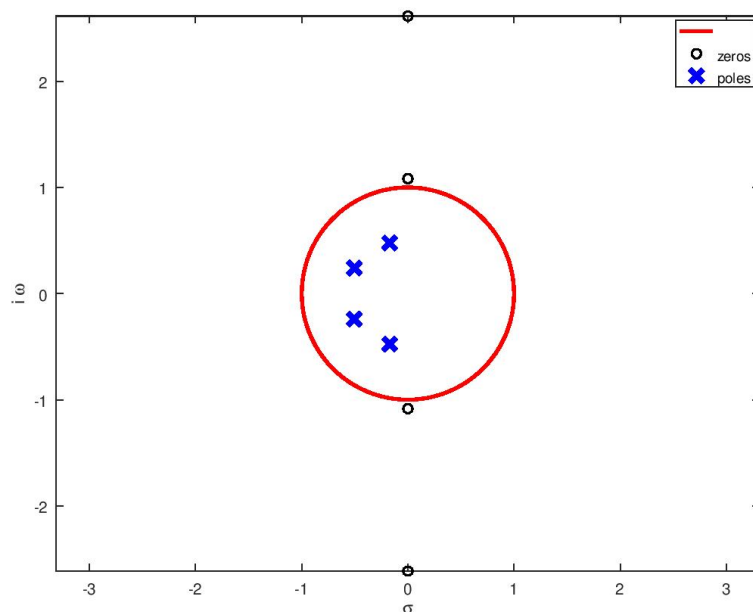


Figura 3.10 Polos de un filtro de Chebyshev inverso normalizado de orden $n = 4$ y $\alpha_s = 40$ dB

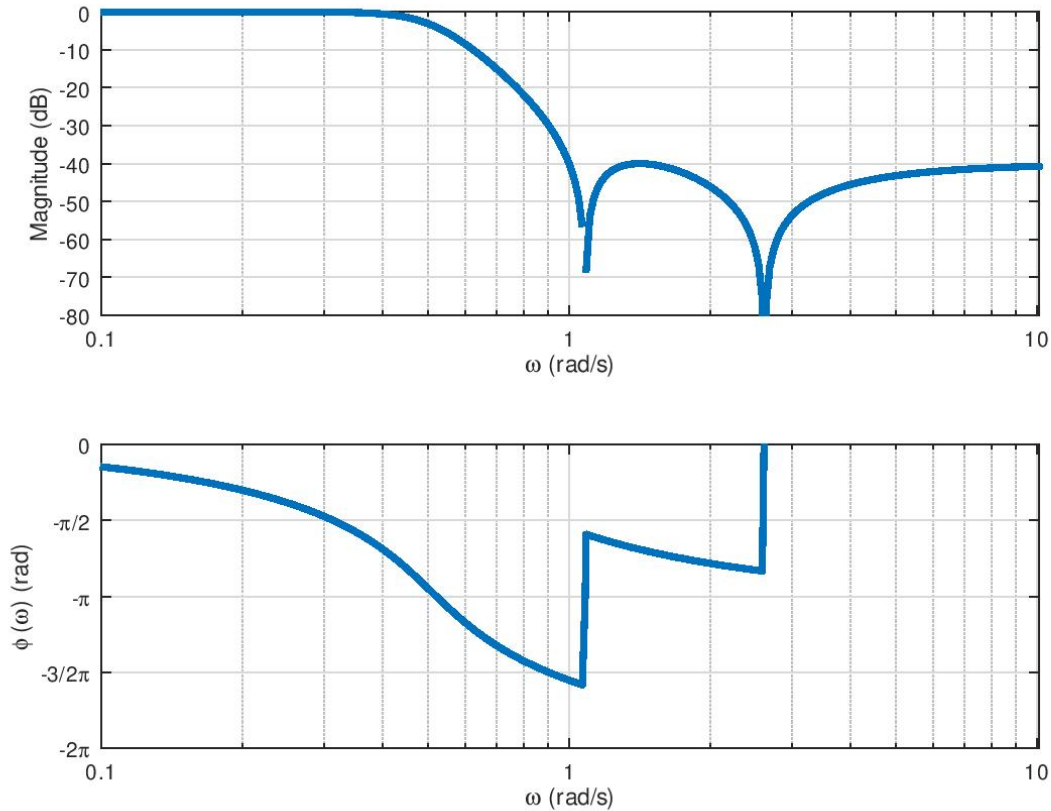


Figura 3.11 Diagrama de Bode del filtro de Chebyshev Inverso: $n = 4$, $\alpha_{\text{stop}} = 40$ dB

3.3.4. Cauer

La función de transferencia de un filtro con aproximación de Cauer⁴ (también conocido como filtro elíptico u filtro de Zolotarev⁵) es ([6] cap. 4):

$$|H(i\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{pass}}}, L\right)} \quad (3.33)$$

donde ε es el coeficiente de rizado de la banda de paso:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{(0,1) \cdot \alpha_{\text{pass}}/10} - 1} \quad (3.34)$$

L es el ratio de las atenuaciones de banda:

$$L = \sqrt{\frac{10^{(0,1) \cdot \alpha_{\text{pass}}/10} - 1}{10^{(0,1) \cdot \alpha_{\text{stop}}/10} - 1}} \quad (3.35)$$

y R_n es la función racional de Chebyshev, cuya descripción no es objetivo de este documento (para profundizar véase [6]). El orden del filtro se determina con la siguiente formula:

⁴Wilhelm Cauer (1900, 1945), fue un matemático alemán.

⁵Yegor Ivanovich Zolotarev (1847, 1878), fue un matemático ruso.

$$n = \frac{K(x_L^{-1}) K'(L^{-1})}{K(L^{-1}) K'(x_L^{-1})} \quad (3.36)$$

donde K y K' son integrales elípticas definidos como:

$$\begin{aligned} u(\pi/2, m) = K &= \int_0^{\pi/2} (1 - m^2 \sin(x))^{-1/2} dx & 0 \leq m \leq 1 \\ u(\pi/2, m') = K' &= \int_0^{\pi/2} (1 - (1 - m^2) \sin(x))^{-1/2} dx & m' = \sqrt{1 - k^2} \end{aligned} \quad (3.37)$$

y x_L es el ratio entre la frecuencia de la banda de rechazo y la frecuencia de la banda de paso:

$$x_L = \frac{\omega_{\text{stop}}}{\omega_{\text{pass}}} \quad (3.38)$$

Los ceros y los polos de la función de transferencia se calculan respectivamente con las siguientes formulas:

$$\begin{aligned} z_k &= \text{sn}\left(\frac{2kK}{n}\right) & k = \{1, \dots, n/2\} \text{ para } n \text{ par} \\ &= \text{sn}\left(\frac{2(k-1)K}{n}\right) & k = \{1, \dots, (n-1)/2\} \text{ para } n \text{ impar} \\ p_k &= \frac{x_L}{z_k} \end{aligned} \quad (3.39)$$

donde $\text{sn}(u) = \sin(\phi)$ es la función Jacobiana seno elíptico. A continuación se representa un ejemplo de localización de los polos en el plano complejo y el respectivo diagrama de Bode de la misma función de transferencia para $\alpha_{\text{pass}} = 0,5 \text{ dB}$, $\alpha_{\text{stop}} = 40 \text{ dB}$ y $n = 4$:

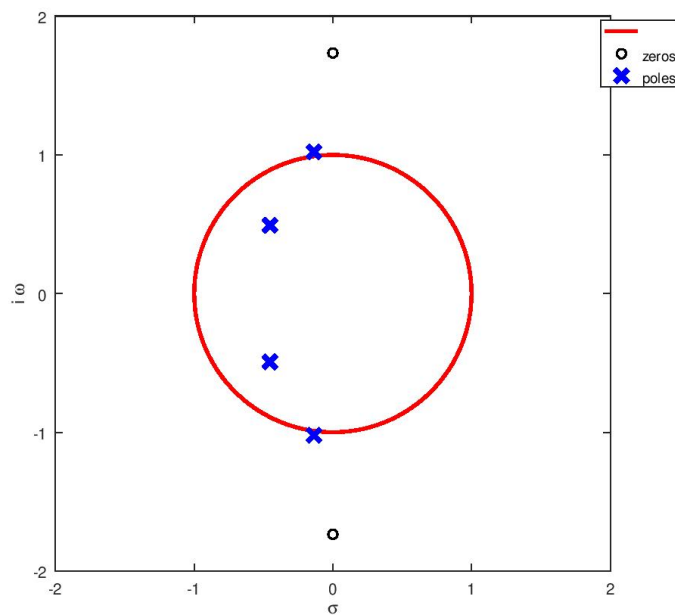


Figura 3.12 Polos de un filtro elíptico normalizado: $n = 4$, $\alpha_{\text{pass}} = 0,5 \text{ dB}$, $\alpha_{\text{stop}} = 40 \text{ dB}$

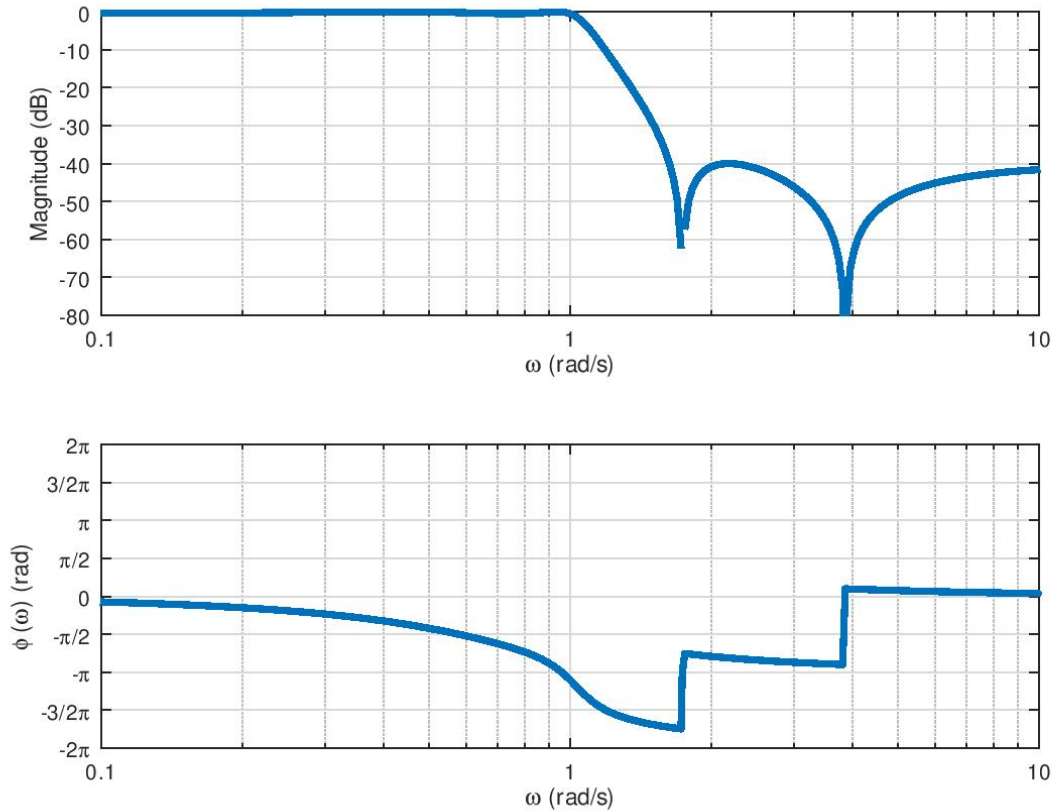
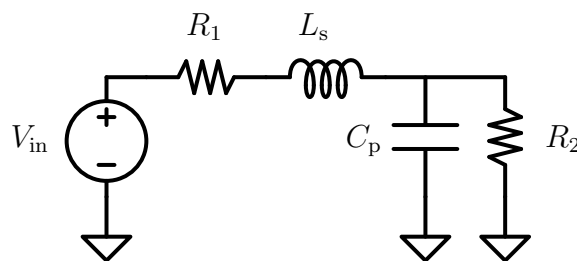


Figura 3.13 Diagrama de Bode del filtro elíptico: $n = 4$, $\alpha_{\text{pass}} = 0,5 \text{ dB}$, $\alpha_{\text{stop}} = 40 \text{ dB}$

3.4. Denormalización y transformaciones en frecuencia

Como se ha mencionado anteriormente, el diseño del filtro empieza con las especificaciones de la topología pasa bajo, es decir, un circuito LC como el que se representa a continuación:



Estructura L

Figura 3.14 Filtro pasa-bajo LC del segundo orden en estructura L.

donde los valores de los componentes son normalizados, y por la regla de máxima transferencia de potencia y por adaptación de impedancias (este concepto se profundizará en el próximo capítulo), se considera $R_1 = R_2 = R$.

Es bueno precisar que además de la estructura a L representada en la figura 3.14, también existen las estructuras a T y a Π :

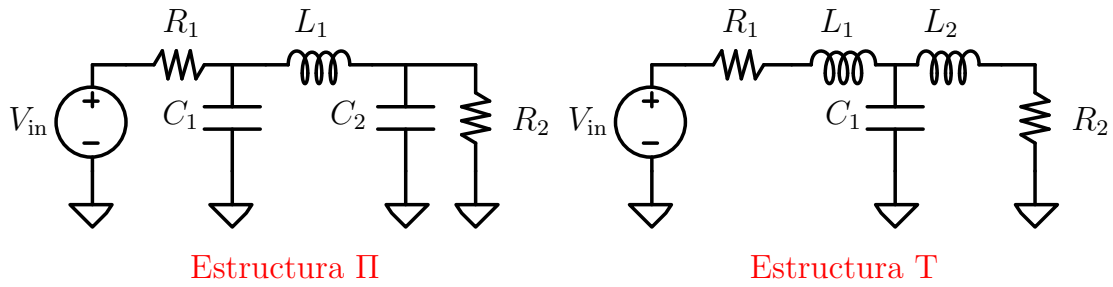


Figura 3.15 Filtros pasa-bajo en estructura T y Π .

Por otro lado, las respuestas pasa-bajo de Butterworth y Chebyshev son filtros todos polos (*all poles*). Como se ha visto desde las representaciones de los diagramas de polos y ceros de las aproximaciones de Chebyshev Inverso y Cauer, en estos casos sí se tienen ceros, y las estructuras necesarias para las realizaciones físicas son las que se representan a continuación:

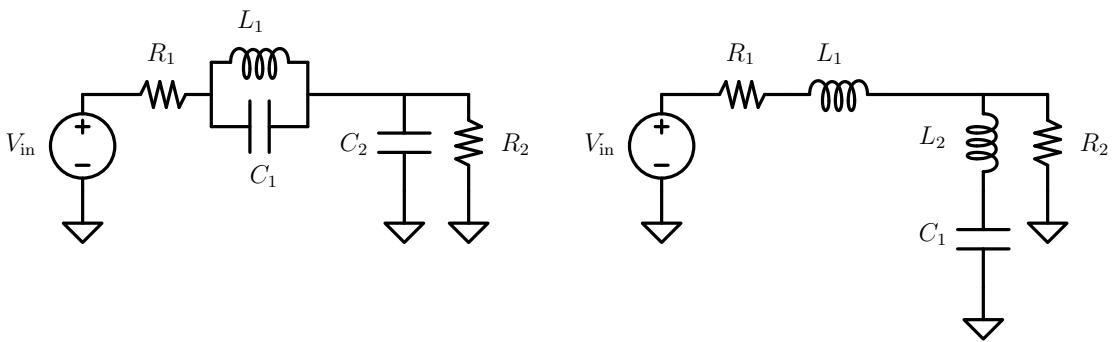


Figura 3.16 Estructuras con ceros al denominador en la función de transferencia.

3.4.1. Denormalización

Una vez elegida la estructura del filtro pasa-bajo discreto, tomado en consideración la de tipo L, la denormalización de los componentes se completa con los siguientes nuevos valores para L_s y C_p :

$$L = \frac{L_s R}{\omega_0} \quad (3.40)$$

$$C = \frac{C_p}{R \omega_0}$$

3.4.2. Transformaciones

Por otro lado, si lo que se requiere es un filtro diferente del tipo pasa-bajo, se aplican las siguientes transformaciones:

- **Transformación pasa-bajo a pasa-alto:** observando la figura 3.2, se puede observar que la respuesta pasa alto es una transformación de la respuesta pasa bajo:

$$H_{hp}(\omega) = H_{lp}(1/\omega) \quad (3.41)$$

Con respecto a la figura 3.14, el inductor L_s se substituye por un condensador de valor:

$$C' = \frac{1}{R\omega L_s} \quad (3.42)$$

mientras que el condensador C_p se substituye por un inductor de valor:

$$L' = \frac{R}{\omega C_p} \quad (3.43)$$

- **Transformación pasa-bajo a pasa-banda:** la transformación pasa-bajo a pasa-banda se corresponde a la siguiente transformación:

$$H_{bp}(\omega) = H_{lp} \left(\frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega^2 - \omega_H \omega_L}{\omega} \right) \right) \quad (3.44)$$

donde $\omega_H \omega_L$ es la media geométrica de la frecuencia central que se aproxima a la media aritmética

$$\omega_H \omega_L = \omega_0^2 \approx \frac{\omega_H + \omega_L}{2} \quad (3.45)$$

mientras que Δ es el ancho de banda de paso por el cual la atenuación se corresponde a la de un filtro pasa-bajo normalizado en $\omega = 1$ (por ejemplo -3 dB para un filtro de Butterworth):

$$\Delta = \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_0} \quad (3.46)$$

Siempre con respecto a la figura 3.14, el inductor L_s se substituye por una red LC resonante serie de los siguientes valores:

$$\begin{aligned} L' &= \frac{L_s R}{\Delta \omega_0} \\ C' &= \frac{\Delta}{R L_s \omega_0} \end{aligned} \quad (3.47)$$

mientras que el condensador C_p se substituye por una red LC resonante paralelo de los siguientes valores:

$$\begin{aligned} L' &= \frac{\Delta R}{\omega_0 C_p} \\ C' &= \frac{C_p}{R \Delta \omega_0} \end{aligned} \quad (3.48)$$

- **Transformación pasa-bajo a elimina-banda:** la transformación pasa-bajo a elimina-banda es, como se puede intuir de las dos transformaciones anteriores, el inverso de la transformación pasa-bajo a pasa-banda, es decir:

$$H_{br}(\omega) = H_{lp} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega^2 - \omega_H \omega_L} \right) \quad (3.49)$$

Nuevamente con respecto a la figura 3.14, el inductor L_s se substituye por una red LC paralelo de los siguientes valores:

$$L' = \frac{L_s \Delta R}{\omega_0}$$

$$C' = \frac{1}{R \Delta \omega_0 L_s}$$
(3.50)

mientras que el condensador C_p se substituye por una red LC serie de los siguientes valores:

$$L' = \frac{1}{R \Delta \omega_0 C_p}$$

$$C' = \frac{C_p \Delta}{R \omega_0}$$
(3.51)

Se recuerda que una red LC serie o paralelo se llama resonante porque existe siempre una frecuencia de resonancia ω_0 a la cual sus reactancias se igualan y la impedancia es puramente resistiva.

3.5. Obtención de los componentes normalizados

Los valores de los componentes normalizados del circuito se obtienen a raíz de función de transferencia y de la red de impedancias del circuito. Dado que el proceso puede ser bastante laborioso cuanto más se incrementa el orden del filtro (y por lo tanto el número de componentes), se recurre a tablas de coeficientes normalizados según el orden y según el rizado de banda (en este caso para las respuestas de Chebyshev I, Chebyshev II y Cauer) que se pueden encontrar en [5][10][11].

En problema en general es encontrar la impedancia de entrada del circuito dada la función de transferencia del circuito. Un algoritmo bastante más sencillo de calcular manualmente se basa en el coeficiente de reflexión $A(s)$ y a raíz del cual se calcula la impedancia de entrada del circuito de dos puertos (como a todos los efecto lo es un filtro)[5][8][19]:

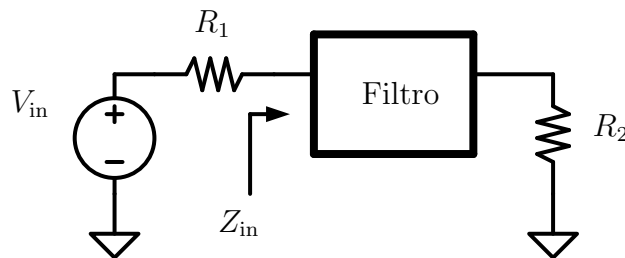


Figura 3.17 Redes de 2 puertos y impedancia de entrada.

$$|A(i\omega)|^2 = 1 - |H(i\omega)|^2 \Rightarrow A(-s)A(s) = 1 - H(-s)H(s)$$

$$Z_{in}(s) = R_1 \left| \frac{1 - A(s)}{1 + A(s)} \right|_{R_1=R_2}^{\pm 1}$$
(3.52)

Dicho algoritmo se puede obviamente implementar en un ordenador con algún *software* o librería de calculo simbólico, aunque es más común recurrir a tablas de valores ya normalizados en función del orden y atenuaciones, que se pueden encontrar en [11] y/o [10].

Sin embargo, para las realizaciones de un circuito pasa-bajo con aproximación de Butterworth o de Chebyshev, es posible aplicar las formulas que se exponen a continuación, cuyos códigos de ejemplo se pueden encontrar en los anexos 5.9 y 5.13.

3.5.1. Butterworth

Los componentes normalizados de Butterworth se calculan simplemente con la siguiente formula ([9] sec. 3.4.1):

$$g_0 = g_{n+1} = R_1 = R_2 = 1$$

$$g_k = \frac{2 \sin((2k - 1) \pi)}{2n} \quad k = \{1, 2 \dots, n\} \quad (3.53)$$

Por ejemplo, para un filtro pasa-bajo de orden $n = 4$:

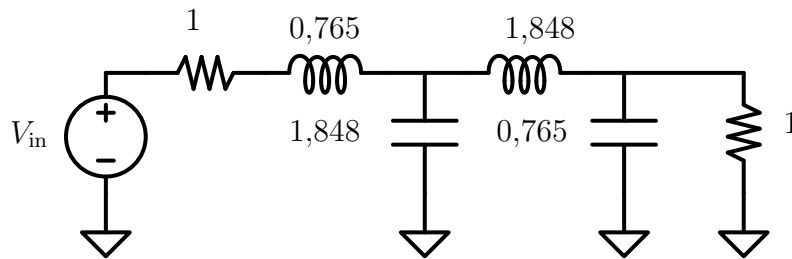


Figura 3.18 Filtro pasa-bajo de Butterworth del cuarto orden, normalizado.

3.5.2. Chebyshev

Para el valor de los componentes de Chebyshev se usan las siguientes formulas iterativas ([11] sec. 4.0.5)([9] sec. 3.4.2):

$$\beta = \ln \left(\coth \left(\frac{\alpha_{\text{pass}}}{40 \log_{10}(e)} \right) \right)$$

$$\eta = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

$$b_k = \eta^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \quad k = \{1, 2 \dots, n\}$$

$$a_k = \frac{\sin((2k - 1) \pi)}{2n} \quad k = \{1, 2 \dots, n\} \quad (3.54)$$

$$g_0 = R_1 = 1$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\eta}$$

$$g_k = \frac{4(a_k a_{k-1})}{b_{k-1} g_{k-1}} \quad k = \{2, 3 \dots, n\}$$

$$g_{n+1} = R_2 = \begin{cases} 1 & n \text{ impar} \\ \coth^2(\beta/4) & n \text{ par} \end{cases}$$

3.6. Resumen

De las gráficas obtenidas se pueden traer las siguientes conclusiones a respecto:

- Las aproximaciones de Butterworth y Chebyshev Inverso no tienen rizado de banda, por esto se suelen clasificar como *maximally flat passband*. Esta es una característica deseable frente al rizado de banda que afecta a las respuestas de Chebyshev y Cauer, ya que se asegura una atenuación constante y nula en toda la banda de paso.
- Las aproximaciones de Chebyshev y Cauer son las que requieren un orden del filtro más bajo, ya que tienen una banda de transición más estrecha. Esta es una característica deseable ya que el orden del filtro es directamente proporcional al coste en términos de componentes y desarrollo.

A seguir se representa una comparación de todas las aproximaciones estudiadas en este capítulo:

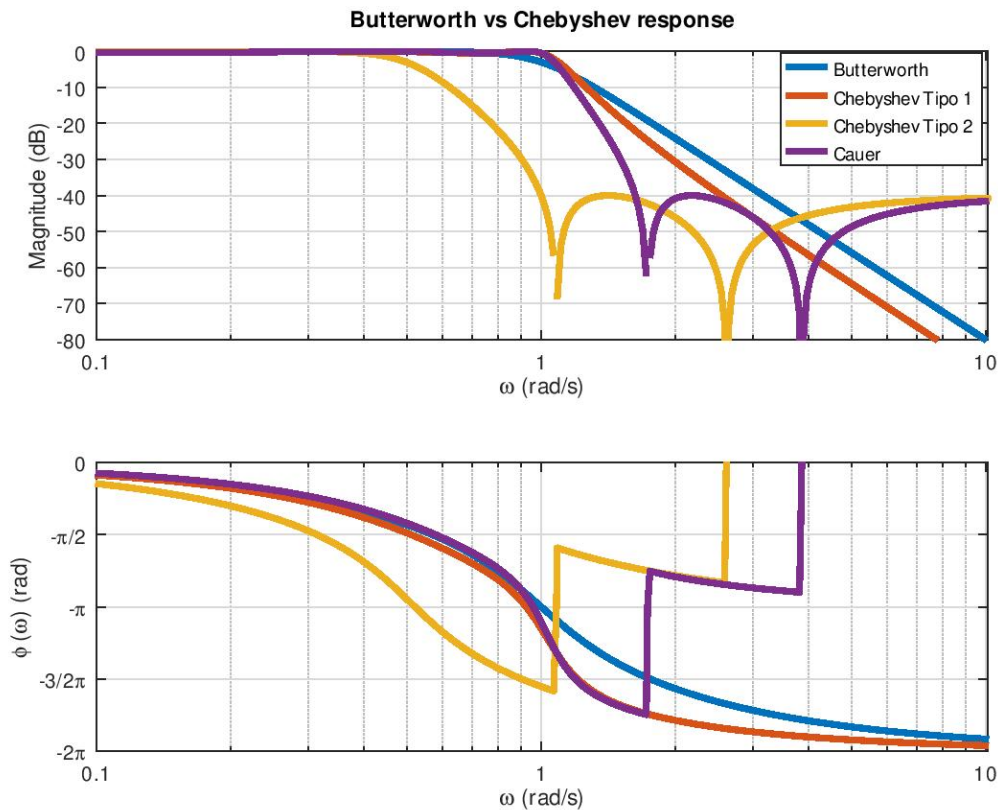


Figura 3.19 Comparación de las aproximaciones en frecuencia: Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Inverso, Cauer.

Se ha descrito que el proceso de diseño de un filtro consiste en definir unas especificaciones de banda, en concreto las atenuaciones y sus respectivas frecuencias, y por último, en los anexos es posible consultar los códigos GNU/Octave que se han usado para generar las gráficas representadas.

La elección final de la aproximación de respuesta en frecuencia suele ser un compromiso entre el orden, la respuesta en las bandas de paso y de atenuación y la dificultad de diseño, ya que por ejemplo un filtro de Butterworth es más fácil de diseñar respecto a un filtro de Cauer.

Por último cabe mencionar que se ha omitido exponer la aproximación de Bessel-Thompson por no considerarse un filtro selectivo en frecuencia, sino que dicho filtro aproxima un retardo ideal y constante (de hecho es una especificación de diseño) en la banda de paso.

En las explicaciones tampoco se ha hecho referencia al tipo de respuesta pasa-todo (*all pass*), ya que tampoco es una respuesta selectiva en frecuencia dado que se caracteriza por ser plana en toda la banda (no hay atenuación), de hecho este tipo de filtros se usan para obtener un cierto desfase.

4. Líneas de transmisión

El objetivo de este capítulo es exponer algunos conceptos fundamentales, necesarios para la comprensión de la teoría sobre la que se basa el proyecto, con respecto a las líneas de transmisión para circuitos a microondas.

En física, una línea de transmisión es un cualquier medio que sirve a transmitir una señal. Algunas de las líneas de transmisión más conocidas son el cable coaxial, el cable de par trenzado (*twisted-pair*), las guías de ondas (*waveguides*), y las mismas pistas de los circuitos impresos (como por ejemplo las líneas *stripline* y *microstrip*, sobre las cuales se basa el proyecto).

La obtención de los parámetros físicos de cada tipo de línea requiere un análisis detallado de los campos electromagnéticos en condiciones de funcionamiento, ya que la geometría de cada una de ellas difiere entre las demás. El procedimiento general para llegar a los resultados finales es el de resolver las ecuaciones de Maxwell con las condiciones de contorno correctamente definidas, aunque esto va más allá de los objetivos del documento en general.

A lo largo de este capítulo se mencionarán argumentos a los que en un libro de física o ingeniería de microondas se les dedicaría al menos uno de cada. Como se ha mencionado anteriormente, aquí se expondrá la teoría necesaria de una forma lo más compacta posible.

4.1. Modos TEM

Una onda electromagnética se compone por un campo eléctrico \mathbf{E} y un campo magnético \mathbf{H} que se propagan en una determinada dirección. Suponiendo una onda plana uniforme con dirección de propagación $\mathbf{r} = \mathbf{z}$, matemáticamente se puede expresar la onda como a continuación:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) &= \hat{\mathbf{x}} E_x e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t\pm\phi_x)} + \hat{\mathbf{y}} E_y e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t\pm\phi_y)} = \mathbf{E}_T \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) &= \hat{\mathbf{x}} H_x e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t\pm\phi_x)} + \hat{\mathbf{y}} H_y e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t\pm\phi_y)} = \mathbf{H}_T\end{aligned}\tag{4.1}$$

donde en todo momento se tiene que los campos son perpendiculares entre sí, es decir $\mathbf{E} \perp \mathbf{H}^1$ tal y como se representa a continuación:

¹Tal demostración se consigue a través de las ecuaciones de Maxwell.

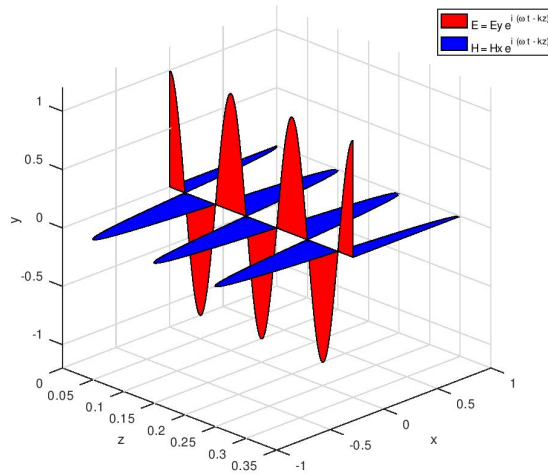


Figura 4.1 Representación de una onda plana uniforme propagándose en la dirección z .

Los modos TEM (*Transverse Electromagnetic Modes*) se definen como los modos de propagación de una onda electromagnética en una línea de transmisión. Son soluciones de las ecuaciones de Maxwell y se distinguen, en concreto, tres modos de propagación:

- **Modos TEM (transversal electromagnético):** no existe componente longitudinal de \mathbf{E} y \mathbf{H} en el medio de propagación. Solo hay componentes transversales.
- **Modos TE (transversal eléctrico):** no existe componente longitudinal de campo magnético \mathbf{H} en el medio de propagación.
- **Modos TM (transversal magnético):** no existe componente longitudinal de campo eléctrico \mathbf{E} en el medio de propagación.

Por el tipo de líneas estudiadas en este documento, es decir *microstrip* y *stripline*, el modo de propagación es TEM. A pesar de no ser un detalle relevante para el desarrollo práctico del filtro, sí lo es a la hora de entender como se propaga el campo electromagnético alrededor de la línea.

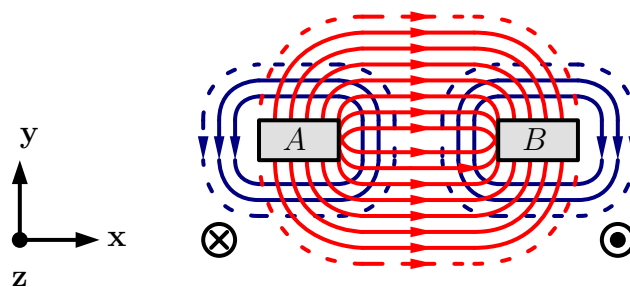


Figura 4.2 Interacción electromagnética entre dos conductores A y B en modo TEM.

4.2. Ecuaciones características

El modelo eléctrico de una línea de transmisión de longitud l , es un circuito a parámetros distribuidos cuyo esquema se representa en la fig. 4.3 a continuación:

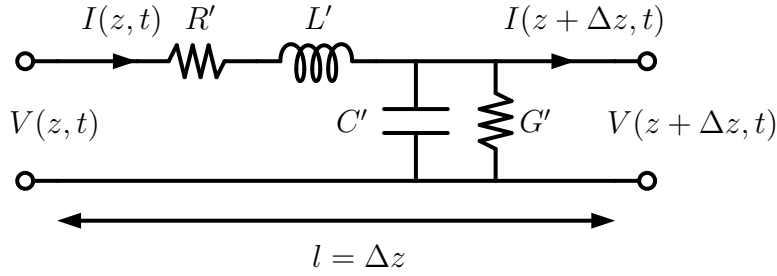


Figura 4.3 Modelo eléctrico de una línea de transmisión.

donde

- R' es la resistencia por unidad de longitud (Ω/m) debida al mismo material del conductor.
- L' es la inductancia (o coeficiente de auto-inducción) por unidad de longitud (H/m), debida al campo magnético a su vez generado por las cargas en movimiento (circulación de corriente) en la línea de transmisión.
- C' es la capacidad por unidad de longitud (F/m), debida al hecho de que en una línea de transmisión (sea cual sea) siempre existen al menos dos conductores (señal y potencial de referencia), separados por un dieléctrico y sometidos a un campo electrostático (es decir, cargados).
- G' es la conductancia por unidad de longitud (S/m) que representa el aislamiento entre los conductores separados por el dieléctrico.

Las ecuaciones que relacionan las tensiones y las corrientes del circuito en el dominio del tiempo, usando las leyes de Kirchhoff de tensión y corrientes (respectivamente KVL y KCL) son:

$$\begin{aligned} V(z, t) - R'I(z, t) - L' \left(\frac{\partial I(z, t)}{\partial t} \right) &= V(z + \Delta z, t) \\ I(z, t) - G'V(z + \Delta z, t) - C' \left(\frac{\partial V(z + \Delta z, t)}{\partial t} \right) &= I(z + \Delta z, t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

El análisis fasorial da resultado a un sistema de ecuaciones diferenciales ([15] sec. 2.1)([16] sec. 1.2)([4] sec. 11.6)

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(z)}{\partial z} &= -(R' + i\omega L')I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} &= -(G' + i\omega C')V(z) \end{aligned} \quad (4.3)$$

cuyas soluciones se expresan en términos de onda incidente (subfijo +) y onda reflejada (subfijo -):

$$\begin{aligned} V(z) &= V^+ e^{-i\gamma z} + V^- e^{i\gamma z} \\ I(z) &= I^+ e^{-i\gamma z} + I^- e^{i\gamma z} \\ &= \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-i\gamma z} - V^- e^{i\gamma z}) \end{aligned} \quad (4.4)$$

donde

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \sqrt{(R' + i\omega L')(G' + i\omega C')} \\
 &= \alpha + i\beta \\
 &= \alpha_c + \alpha_d + i\beta \\
 &= \frac{R'}{2Z_0} + \frac{G'Z_0}{2} + i\omega\sqrt{L'C'}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

es la constante de propagación, cuya parte real representa las pérdidas del conductor (α_c) y del dieléctrico (α_d) ([4] sec. 11.1), mientras que su parte imaginaria representa la fase instantánea de la señal.

Como las pérdidas en las líneas de transmisión son a menudo despreciables, si se considera dicha condición la constante de propagación es puramente imaginaria y se pueden anular la resistencia R' y la conductancia G' :

$$\gamma = i\beta = i\omega\sqrt{L'C'} \tag{4.6}$$

Por otro lado,

$$Z_0 = \frac{(R' + i\omega L')}{\gamma} = \sqrt{\frac{(R' + i\omega L')}{(G' + i\omega C')}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} \tag{4.7}$$

es la impedancia característica de la línea. En el caso de despreciar las pérdidas, el valor de la impedancia característica coincide con el límite para $\omega \rightarrow \infty$ como en la ecuación (4.7), mientras que la velocidad de propagación de la señal en la línea, y la longitud de onda se definen como:

$$\begin{aligned}
 v_p &= \lambda f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \\
 \lambda &= \frac{2\pi}{\beta} \\
 Z_0 &= \frac{1}{v_p\sqrt{C'}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

4.3. Coeficiente de reflexión y impedancia de entrada

A raíz de las ecuaciones características y de los resultados obtenidos, es útil representar una línea de transmisión cargada con una impedancia compleja Z_L :

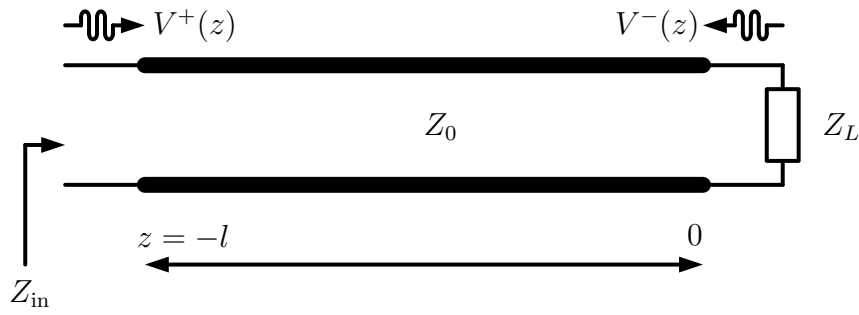


Figura 4.4 Línea de transmisión cargada con una impedancia Z_L

La impedancia de carga se puede expresar en función de las ondas y corrientes en la línea:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \left(\frac{V^+(0) + V^-(0)}{V^+(0) - V^-(0)} \right) \quad (4.9)$$

y resolviendo por la relación entre la onda reflejada y la onda incidente se obtiene:

$$\frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma(0) = \Gamma_L \quad (4.10)$$

El resultado de esta ecuación, Γ , se denomina coeficiente de reflexión y, como su nombre indica, mide el grado de reflexión en cualquier punto de la línea:

$$\Gamma(z) = \frac{V^-(z)}{V^+(z)} = \frac{V^- e^{i\beta z}}{V^+ e^{-i\beta z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{i2\beta z} = \Gamma(0) e^{i2\beta z} \quad (4.11)$$

Desde las ecuaciones (4.4) y (4.11) se puede ver como es posible expresar la tensión en cualquier punto de la línea $V(z)$ en función de la onda incidente $V^+(z)$ y del coeficiente de reflexión:

$$V(z) = V^+(z)(1 + \Gamma(0) e^{i2\beta z}) \quad (4.12)$$

La consecuencia es que, dependiendo de la amplitud y desfase de $\Gamma(z) \neq 0$, podemos obtener una reflexión parcial o total tanto en la carga como en el generador y además, repetida. Esta repetición se conoce como multi-reflexión.

A raíz del coeficiente de reflexión se pueden definir el coeficiente de transmisión:

$$T = 1 + \Gamma \quad (4.13)$$

y la relación de onda estacionaria (*voltage standing wave ratio*):

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.14)$$

Obviamente la ecuación (4.10) es aplicable también para la resistencia del generador. La impedancia de entrada Z_{in} se calcula con la ecuación (4.9) para $z = -l$:

$$\begin{aligned} Z_{\text{in}} &= Z_0 \left(\frac{V^+ e^{i\beta l} + V^- e^{-i\beta l}}{V^+ e^{i\beta l} - V^- e^{-i\beta l}} \right) \\ &= Z_0 \left(\frac{Z_L + i Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + i Z_L \tan(\beta l)} \right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

donde la última igualdad se obtiene usando la ecuación (4.10).

Desde la ecuación de la impedancia de entrada resulta muy interesante determinar el comportamiento de la terminación para los siguientes casos:

■ **Terminación en circuito abierto:**

$$\lim_{Z_L \rightarrow \infty} Z_{\text{in}} = -i Z_0 \cot(\beta l) \quad (4.16)$$

■ **Terminación en cortocircuito:**

$$\lim_{Z_L \rightarrow 0} Z_{\text{in}} = i Z_0 \tan(\beta l) \quad (4.17)$$

■ **Longitud $l = \lambda/2$:**

$$\lim_{l=\lambda/2} Z_{\text{in}} = Z_L \quad (4.18)$$

■ **Longitud $l = \lambda/4$:**

$$\lim_{l=\lambda/4} Z_{\text{in}} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (4.19)$$

Estos resultados se consideran muy importantes a fines prácticos porque permiten obtener un comportamiento capacitivo con una terminación en circuito abierto, un comportamiento inductivo en cortocircuito, y un valor de impedancia establecido *a priori* con líneas de media longitud de onda y un cuarto de longitud de onda.

4.4. Adaptación de impedancias

Las condiciones de transmisión óptima en un circuito son:

- **Máxima transferencia de potencia:** esta condición se da cuando la impedancia de entrada, vista desde la impedancia de la fuente, es igual al complejo conjugado de esta última (o al revés)

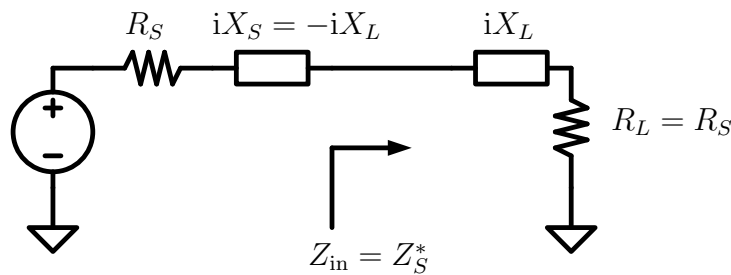


Figura 4.5 Condición de máxima transferencia de potencia.

es decir, que $Z_S = Z_{\text{in}}^*$ o $Z_S = Z_L^*$. La consecuencia es que la potencia que disipa la impedancia del generador es la misma que disipa la carga, es decir que $P_S = P_L$.

Usando simples conceptos de análisis de circuitos, es trivial deducir que ocurriría si no se cumpliera esta condición, por ejemplo si $|Z_S| \gg |Z_L|$ o $|Z_S| \ll |Z_L|$.

Cuando esta condición no se verifica, se dice que el circuito no está adaptado (o que las impedancias no están adaptadas).

- **Coefficiente de reflexión nulo:** la condición de máxima transferencia de potencia implica que el coeficiente de reflexión sea nulo, y esto se deduce desde la ecuación (4.10).

En condición de desadaptación, se necesita adaptar la impedancia del circuito, lo que se conoce como adaptación de impedancia (*impedance matching*). Es decir que se quiere conseguir, a través de una red de adaptación (*matching network*) reactiva *LC* (para una determinada frecuencia de trabajo), que se cumpla la condición de máxima transferencia de potencia, tal como se representa a continuación:

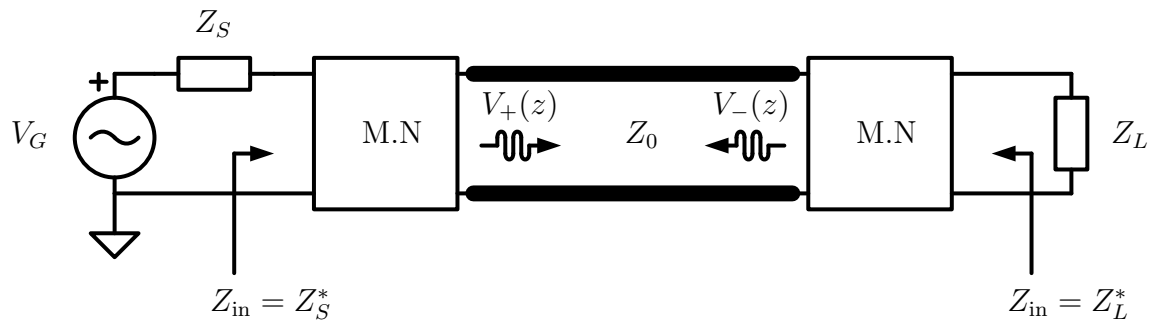


Figura 4.6 Esquema genérico de adaptación de impedancias con líneas de transmisión.

Las herramientas y las técnicas más comunes para conseguir la adaptación de impedancias son las siguientes:

- **Carta de Smith²:** es una herramienta gráfica que permite determinar impedancias y admitancias complejas en función de la longitud de onda (normalizada) y de la dirección (hacia el generador o hacia la carga), coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria (entre otros), que simplifica notablemente el procedimiento de adaptación de impedancias, y por esto es ampliamente utilizada en el sector de radio-frecuencia y microondas (aunque permite determinar redes de adaptación a cualquier frecuencia). El uso de la Carta de Smith requiere un estudio previo y práctica, cuya teoría se puede profundizar en [17], [15] y [16].

²Phillip Hagar Smith, 1905-1987, fue un ingeniero eléctrico.

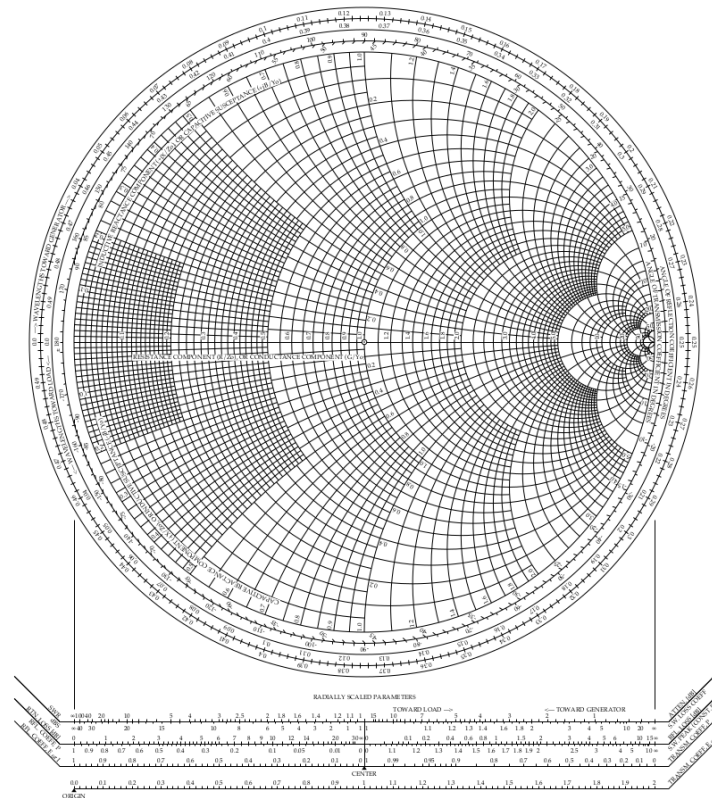


Figura 4.7 Carta de Smith.

- Stubs en serie y paralelo:** un *stub* es un tramo de línea de transmisión acabada en circuito abierto o cortocircuito, que, al ser introducido en un cierto punto del circuito ya existente, permite adaptar la impedancia.

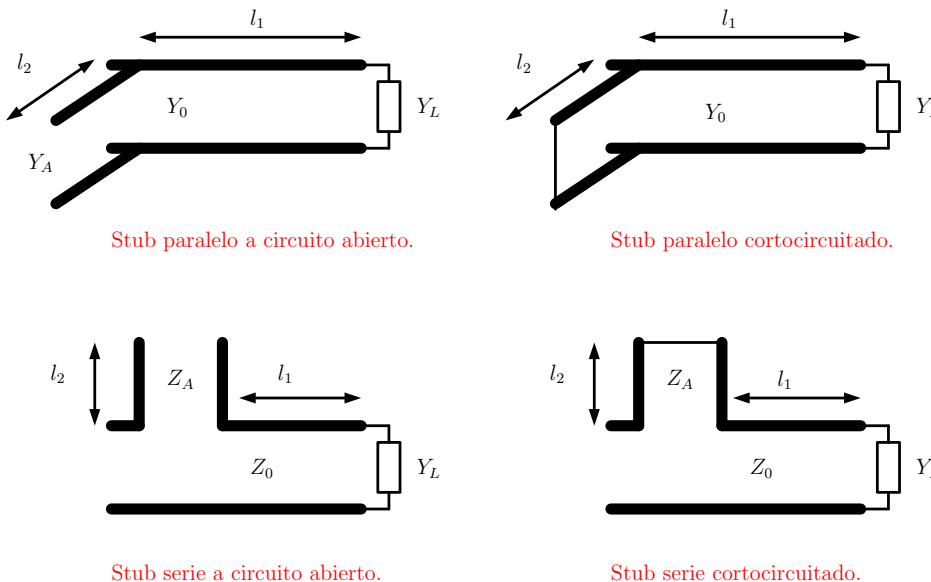


Figura 4.8 Tipos de *stubs*.

A efectos prácticos siempre se prefiere adaptar con *stub* en paralelo ya que permite colocar la carga sin interrumpir o cortar el circuito.

- Transformadores $\lambda/4$:** se obtienen con líneas de $1/4$ de longitud de onda con impedancia que se puede determinar gracias a la ecuación (4.19).

A pesar de que las técnicas mencionadas son de fundamental importancia en el ámbito del diseño de sistemas de alta frecuencia, en el diseño de un filtro no se razona directamente con ellas, básicamente porque en general dicha adaptación, en la banda de paso, es intrínseca al diseño.

A igualdad de impedancia de la fuente y impedancia de carga (esto es, $Z_S = Z_L$ o $R_S = R_L$ según la nomenclatura que se use), dentro de la banda de paso siempre hay adaptación, mientras que en la banda de rechazo siempre hay desadaptación, y es sobre este concepto que se basa el algoritmo descrito en la ecuación (3.52) cuya descripción también se puede encontrar en [15].

De hecho, si se calculan las impedancias de entradas Z_{in1} y Z_{in2} respectivamente para el puerto 1 y 2 de una genérica a dos puertos como en la figura 4.9:

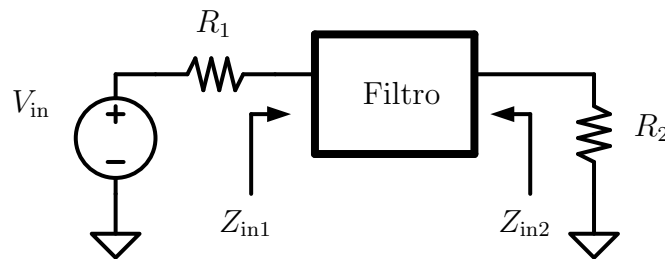


Figura 4.9 Redes de 2 puertos y impedancias de entrada.

se puede comprobar para ambas impedancias, en la banda de paso, se cumple que:

$$Z_{in1} = Z_{in2} = R_1 = R_2 \quad (4.20)$$

Dichas impedancias, Z_{in1} y Z_{in2} toman también el nombre de impedancias imagen, es decir las impedancias vistas desde el puerto de una red, sea este de 2, 3 o N puertos.

4.5. Parámetros de dispersión

Los parámetros de dispersión (*scattering parameters*) son los coeficientes que nos permiten analizar el circuito en función de las ondas incidentes y reflejadas. Cada coeficiente se define, de hecho, como la relación entre la onda reflejada ($b = V^-$) y la onda incidente ($a = V^+$) en condiciones de adaptación en el puerto de salida ($a = 0$). Los coeficientes se definen como:

$$b_n = \sum_{m=1}^N \sum_{m=1}^N S_{nm} a_m \Big|_{a_{m \neq n} = 0} \quad (4.21)$$

donde la condición $a_{m \neq n} = 0$ simboliza el puerto m correctamente adaptado a una impedancia de referencia Z_0 (es el mismo concepto que se ha explicado en la sección 4.4).

En general, una red de N puertos se puede expresar a través de la matriz cuadrada $N \times N$ a parámetros S

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Por ejemplo, para una red de dos puertos:

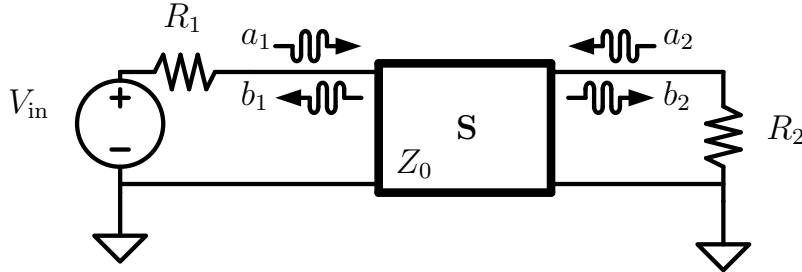


Figura 4.10 Red de dos puertos a parametros S

los coeficientes quedan definidos de acuerdo con la definición de la ecuación (4.21):

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (4.23)$$

En general, para una red de N puertos, \mathbf{S} es una matriz cuadrada $M \times N$ donde S_{nn} son los coeficientes de reflexión que se calculan de manera análoga a la ecuación (4.10)

$$S_{nn} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{b_n}{a_n} \quad (4.24)$$

mientras que S_{mn} son los coeficientes de transmisión:

$$S_{nm} = \frac{V_n^-}{V_m^+} = \frac{b_n}{a_m} = \frac{\sqrt{Z_0}(a_n + b_n)}{\sqrt{Z_0}(a_m + b_m)} \quad (4.25)$$

Para profundizar la teoría sobre parámetros S más allá de los objetivos del documento, se recomienda consultar [15] [16].

4.6. Parámetros $ABCD$

Los parámetros $ABCD$ para una red de dos puertos con las convenciones de corrientes representadas en la figura 4.11:

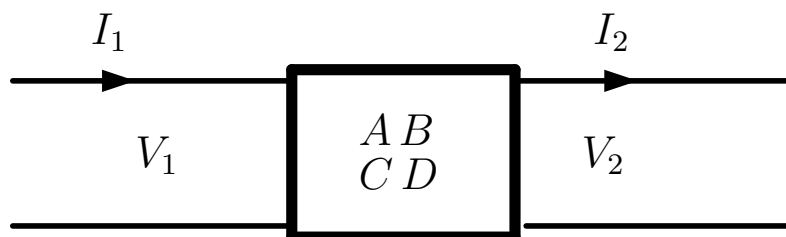


Figura 4.11 Red de dos puertos a parametros S

se definen como sigue:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

es decir:

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Para una línea de transmisión de longitud βl su matriz $ABCD$ es:

$$\begin{bmatrix} \cos(\beta l) & iZ_0 \sin(\beta l) \\ i \sin(\beta l) Y_0 & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

siendo $Y_0 = 1/Z_0$ la admitancia característica.

4.7. Líneas de transmisión planares

Como se ha mencionado en el Capítulo 2, en un circuito impreso las líneas de transmisión se tienen que implementar a través de las mismas pistas de la capa de metal de la placa, prestando particular atención a las dimensiones (ancho w , espesor t , longitud l) y de la base de dieléctrico (en concreto su constante dieléctrica relativa ϵ_r y la altura h del sustrato), ya que de ello depende su impedancia característica Z_0 . En estos casos se hace referencia a líneas de transmisión planares porque, como indica el propio nombre, su estructura es plana.

Por lo que interesa el diseño del filtro, se mencionarán las estructuras de las líneas *stripline* y *microstrip*, siendo la primera el tipo de línea de transmisión con la cual se simulará el comportamiento con el *layout* final (aunque estas no son el único tipo de líneas planares que se conocen).

No se hará un análisis detallado de los campos radiados con el fin de obtener el valor de Z_0 de cada segmento de línea (que como se verá es el parámetro final de mayor interés), ya que este procedimiento se considera tedioso, costoso en términos de tiempo y tampoco es parte de los objetivos del documento. Sin embargo, el análisis TEM de las líneas *microstrip* y *stripline* se puede encontrar en [15][4].

Por otro lado, en el siglo XX se desarrollaron análisis alternativos basados en métodos de análisis matemáticos como, por ejemplo la transformación conforme, método de los momentos, funciones de Green etc. obteniendo resultados aproximados con bajos porcentajes de error experimental que siguen siendo utilizados con éxito en ámbito profesional, como por ejemplo en el EDA Advanced Design System de Keysight [48][50].

4.7.1. Stripline

La estructura de una línea *stripline* se re-propone en la figura 4.12.a en su versión simétrica (*symmetric stripline*), donde la pista queda separada por dos planos de potencial de

referencia (0 V, *ground planes*) equidistantes (de allí su referencia a la simetría). En caso contrario se denomina asimétrica (*asymmetric stripline*).

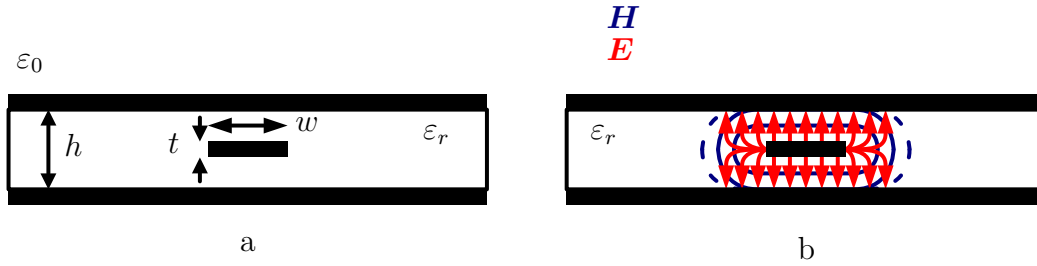


Figura 4.12 Línea *stripline*. (a) Estructura. (b) Campo electromagnético.

La velocidad de propagación para una línea *stripline* es [15][21]:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r(\omega)}} \quad (4.29)$$

Desde [21][50] se puede apreciar que, para $t = 0$, la formula más aceptada para calcular la impedancia característica es [23]:

$$\begin{aligned} a &= \frac{\pi w}{2h} \\ k &= \operatorname{sech}(a) \\ k' &= \tanh(a) \\ Z_0 &= 30\pi \frac{K(k)}{K(k')} \Omega \end{aligned} \quad (4.30)$$

donde $K(k)$ y $K(k')$ son integrales elípticos completos del primer orden, mientras que, para valores de $t \neq 0$, se considera que la siguiente formula es valida para *stripline* simétricas con errores de $\approx 1\%$ para $w/(h-t) \geq 0,35$ y $t/h \leq 0,25$ [23][21]([13] cap. 1)([14] sec. 13.2.1)([15] sec. 3.7):

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r \left(\frac{w/h}{1-t/h} + \frac{C_f}{0,0885\epsilon_r} \right)}} \Omega \\ a &= (1 - t/h) \\ C_f &= \left(\frac{0,0885\epsilon_r}{\pi} \right) \left(\frac{2}{a} \ln \left(\frac{1}{a} + 1 \right) - \left(\frac{1}{a} - 1 \right) \ln \left(\frac{1}{a^2} - 1 \right) \right) \text{ pF/m} \end{aligned} \quad (4.31)$$

donde C_f es la capacidad de confinamiento (*fringing capacitance*).

Por último, dado que la línea *stripline* es básicamente un conductor entre dos capas de sustratos y planos de masa, en circuitos impresos físicos se necesitan conectores específicos para dicho tipo de línea, que se pueden conectar en el perfil del circuito impreso, haciendo contacto con los planos de masa y con el conector central. Un ejemplo es el PE4190 de Pasternak[57]:

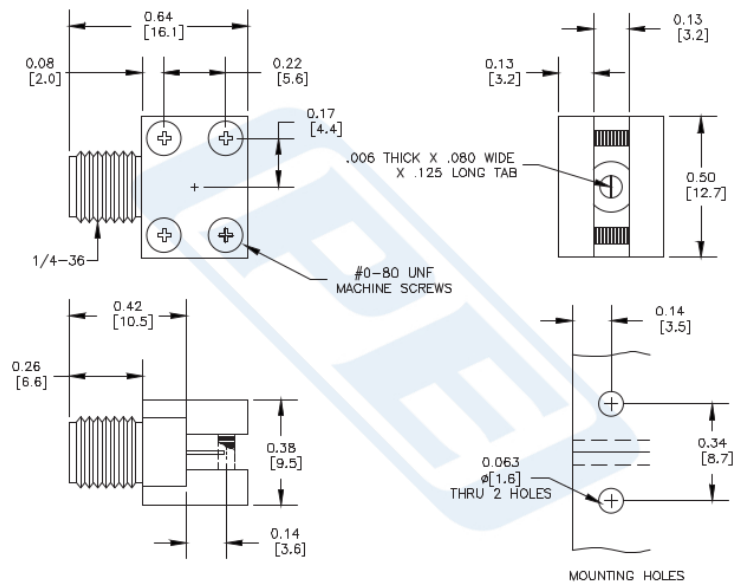


Figura 4.13 Estructura del conector PE4190. Figura extraída de [57]

En el caso de utilizar un conector soldado solo en un cara del circuito impreso (p.e. un SMA), se debería incluir una microvía, es decir una vía desde la capa exterior hasta la capa del conductor, y se debería tener en cuenta la impedancia de la misma y su contributo en la respuesta del circuito.

4.7.2. Microstrip

Se trata de una pista de metal conductor (cobre u oro como se mencionaba en Capítulo 2) de ancho w , alto t y longitud l , colocada sobre una base de material dieléctrico de altura h con constante dieléctrica relativa ϵ_r , tal y como se re-propone en la figura 4.14.a.

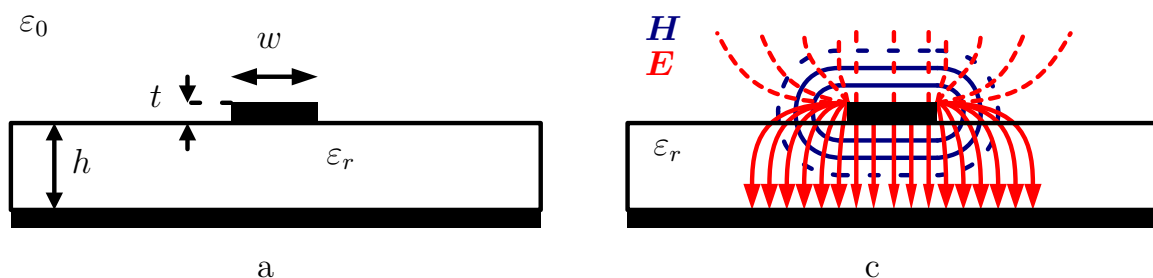


Figura 4.14 Línea *microstrip*. (a) Estructura. (b) Campo electromagnético.

Es el tipo de línea más usada como línea de transmisión en circuito impresos de microondas por la sencillez de su implementación en términos de fabricación.

La velocidad de propagación para una línea *microstrip* es [15][22]:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(\omega)}} \quad (4.32)$$

Análogamente a la línea *stripline*, también existen formulas para aproximaciones de espesor de la pista nulo y non. Para $t \approx 0$ [22][24]([15] sec. 3.8)

$$Z_0 = \frac{60 \ln(8h/w + 0,25w/h)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \Omega \quad w/h \geq 1$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} + 0,04(1 - w/h)^2 \right) \quad (4.33)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}(w/h + 1,393 + 0,667 \ln(w/h + 1,4))} \quad w/h \geq 1$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right) \quad (4.34)$$

mientras que, dados ciertos valores para Z_0 y ε_r , se puede determinar la relación w/h :

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad w/h \leq 2$$

$$= \frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right) \right) \quad w/h \geq 2$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r - 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.35)$$

Para valores de $t \neq 0$ [22] se pueden aplicar las siguientes aproximaciones:

$$\frac{w_{\text{eff}}}{h} = \frac{w}{h} + \frac{t(1 + \ln(2h/t))}{\pi h} \quad w/h \geq 1,2\pi$$

$$= \frac{w}{h} + \frac{t(1 + \ln(4\pi w/t))}{\pi h} \quad w/h \leq 1,2\pi \quad (4.36)$$

donde w_{eff} es el ancho de la pista considerando el efecto de los campos radiados de confinamiento (*fringing fields*).

4.7.3. Comparación entre Microstrip y Stripline

La principal diferencia entre las líneas *microstrip* y *stripline* reside, como se ha visto, en su estructura.

La fabricación de una línea *stripline* requiere el uso de múltiples capas del circuito impreso, lo que hace el diseño más complicado con respecto a las líneas *microstrip*. Sin embargo, gracias a los planos metálicos que recubren la base dieléctrica se puede considerar que el campo radiado queda completamente confinado dentro de la misma base, minimizando o eliminando las emisiones radiadas o inducidas. Por este motivo se obtienen mejores prestaciones con respecto a la línea de tipo *microstrip* y, además, el análisis electromagnético se puede considerar, en su totalidad, TEM ([15] sec. 3.7)[21].

Por otro lado, debido al hecho de que la línea *microstrip* está a contacto con el vacío (ε_0), sí existe radiación hacia el exterior, y el modo de propagación no es totalmente TEM sino que se le considera TEM híbrido, hecho que complica ulteriormente el análisis de los campos electromagnéticos [15][22] (y que quizás se puede deducir comparando las ecuaciones para la impedancias característica).

4.8. Resumen

En este capítulo se han expuesto, de una manera lo más compacta posible, los conceptos fundamentales con respecto a las líneas de transmisión.

Se ha visto como la onda transmitida es el contributo de la onda incidente y la onda reflejada, los efectos de una impedancia no correctamente adaptada y las técnicas de adaptación más utilizadas (Carta de Smith, *stubs* y transformador $\lambda/4$), aunque sin entrar demasiado en detalle por no ser de interés relevante para el diseño del filtro.

Por último se han visto las líneas de transmisión planares más utilizadas en circuito impreso, *stripline* y *microstrip*. Se han ofrecido, a respecto, algunas ecuaciones de diseño (ya que no son las únicas) extraídas de las referencias bibliográficas, ecuaciones que son los resultados de aplicar métodos de análisis alternativos al de los modos TEM.

A pesar de que en el diseño no se aplicarán explícitamente dichas ecuaciones (ADS ofrece un calculador de líneas que usa, de hecho, los métodos mencionados en [48][50]), estas pueden servir si no se dispone de una herramienta a propósito y/o para hacerse una idea de la complejidad del análisis de dichas líneas.

5. Implementación en líneas de transmisión *stripline* y *microstrip*

En el Capítulo 3 se han estudiado las respuestas en frecuencia de Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Inverso y Cauer, evaluando sus prestaciones según las atenuaciones de banda y el orden del filtro, ofreciendo los algoritmos necesarios para obtener dichas aproximaciones. Esto ha permitido sentar las bases para evaluar el mejor compromiso para la aproximación en frecuencia a elegir por el filtro.

En el Capítulo 4 se han estudiado los conceptos fundamentales (y los que se consideran más importantes para el proyecto) sobre líneas de transmisión, entre los cuales destacan el cálculo de la impedancia de entrada hacia la carga en cualquier punto de la línea, las condiciones para conseguir la adaptación de impedancia y en consecuencia anular las reflexiones en la línea y conseguir la máxima transferencia de potencia, y por último el estudio sobre las líneas *stripline* y *microstrip*.

Este capítulo finalmente se dedica a la parte práctica del diseño. Se hará una pequeña introducción al CAD de desarrollo, el Advanced Design System (ADS) por Keysight Technologies y de seguida se empezará el diseño teórico para proseguir con los aspectos prácticos.

5.1. Keysight Advanced Design System

Advanced Design System (ADS) es un EDA electrónico desarrollado y ofrecido por Keysight Technologies, para el diseño de aplicaciones de alta frecuencia, principalmente enfocado en el sector RF.

Las principales funcionalidades que ofrecen son:

- Diseño de esquemas a componentes activos y pasivos.
- Definición del *layout* del circuito impreso con DRC (*design rule checker*), 3D *layout viewer*.
- Simulación y análisis en el dominio del tiempo, de la frecuencia, a parámetros S y radiación electromagnética (entre otros)[53], pre y post definición de *layout*.

La simulación de parámetros S será fundamental para evaluar la respuesta en frecuencia teórica y práctica en función del sustrato a elegir. Además, la simulación electromagnética podrá estimar de la mejor manera las emisiones radiadas que, como se espera desde el pequeño análisis de comparación de las líneas *stripline* y *microstrip*, dicha radiación será mayor en esta última.

5.2. Requisitos de diseño

Se requiere diseñar un filtro pasa-banda de acuerdo con las siguientes especificaciones:

- **Frecuencia central:** $f_0 = 17,2$ GHz, o $\omega_0 = 10,807$ rad/s
- **Banda de paso mín:** $f_{\text{passL}} = 17,1$ GHz, $f_{\text{passH}} = 17,3$ GHz, 200 MHz.
- **Banda de paso máx:** $f_{\text{passL}} = 16,95$ GHz, $f_{\text{passH}} = 17,45$ GHz, 500 MHz.
- **Banda de rechazo:** $f_{\text{stopL}} = 16,2$ GHz, $f_{\text{stopH}} = 18,2$ GHz.
- **Atenuación en la banda de paso:** $\alpha_{\text{pass}} \approx 0,1$ dB.
- **Atenuación en la banda de rechazo:** $\alpha_{\text{stop}} \approx 70$ dB.
- **Impedancia característica de referencia:** $Z_0 = 50 \Omega$.

Lo ideal es que la atenuación de la banda de paso no caiga muy por debajo de los valores de especificaciones, mientras que, para la atenuación en banda de rechazo, cuanto más baja mejor.

A seguir se representa la respuesta ideal según las especificaciones dadas:

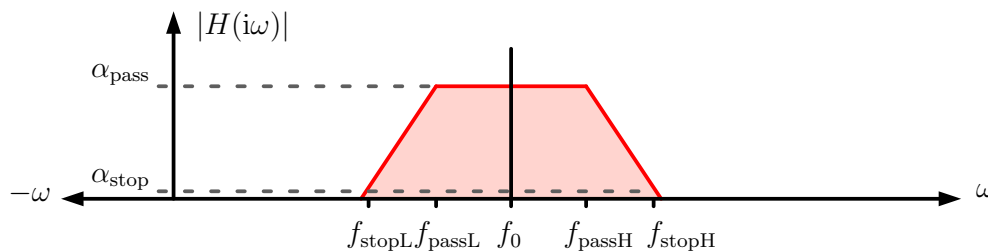


Figura 5.1 Respuesta pasa-banda ideal según especificaciones.

Con respecto a las dimensiones del circuito impreso, no se especifica algún límite, ya que este se ajustará al mínimo indispensable para obtener las mejores prestaciones obtenidas según las dimensiones de las pistas.

5.3. Elección de la aproximación en frecuencia

La elección de la aproximación en frecuencia, en esta fase preliminar del desarrollo práctico, se rige por los siguientes factores y compromisos:

- simplicidad de diseño.
- rizado y atenuación de banda.
- orden del filtro.

En la Sección 3.3 se pudieron evaluar las aproximaciones más usadas por sus buenos resultados aproximativos. Sin embargo, en la práctica hay que priorizar unas características frente a otras, y algunas de ellas son las que se acaban de mencionar.

La primera consideración que se puede hacer es que utilizando los algoritmos descritos en Subsección 3.5.1 y Subsección 3.5.2 la determinación de los componentes es inmediata, lo que da preferencia a las respuestas de Butterworth y Chebyshev con respecto a la simplicidad de diseño, sin la necesidad de recurrir a tablas desde la bibliografía y utilizando una estructura simple a L.

Por otro lado, se ha visto como el la respuesta de Chebyshev presenta un rizado dentro de la banda de paso (aunque este efecto se se mitiga por un factor de 0,1 en la ecuación (3.23)), pero con una banda de transición más estrecha y una mejor aproximación hasta la frecuencia de interés, como se puede ver a continuación para las respuestas normalizadas en escala lineal:

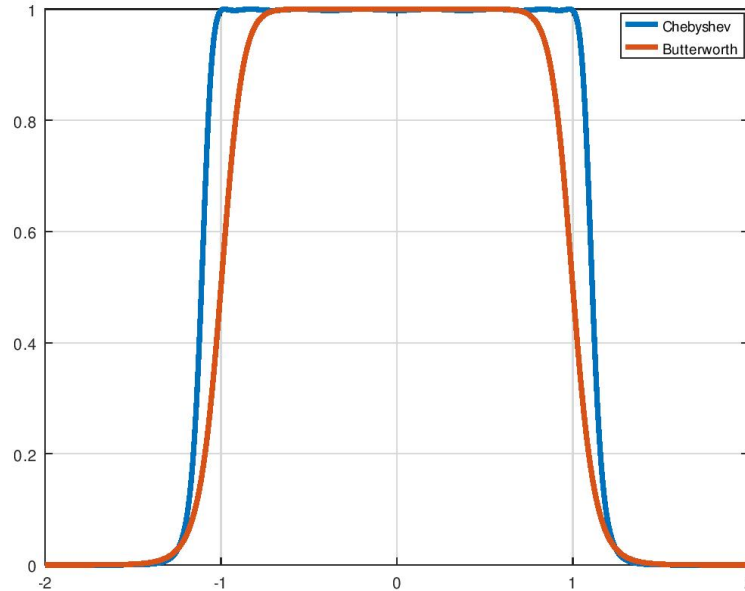


Figura 5.2 Respuestas de Butterworth y Chebyshev en escala lineal, $n = 8$.

Para determinar el orden del filtro en ambos casos, se definen las bandas de paso y de rechazo. En un filtro real, debido al acoplamiento entre líneas de transmisión la banda resultante del diseño suele ser más estrecha de lo establecido[11], con lo cual se elige (de momento), para los cálculo de diseño, la banda de paso máxima:

$$\begin{aligned} b_{\text{pass}} &= f_{\text{passH}} - f_{\text{passL}} = 17,45 \text{ GHz} - 16,95 \text{ GHz} \\ b_{\text{stop}} &= f_{\text{stopH}} - f_{\text{stopL}} = 18,2 \text{ GHz} - 16,2 \text{ GHz} \end{aligned} \quad (5.1)$$

y a seguir se aplican las ecuaciones (3.21) y (3.25):

$$\begin{aligned} n_B &= \left\lceil \frac{\log \left(\frac{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)}{(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{2 \log (b_{\text{stop}}/b_{\text{pass}})} \right\rceil = 8 \\ n_C &= \left\lceil \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)/(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{\cosh^{-1}(b_{\text{stop}}/b_{\text{pass}})} \right\rceil = 7 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Es decir, los resultados son coherentes con la teoría y el filtro de Chebyshev requiere menos resonadores que un filtro de Butterworth.

5.4. Diseño a componentes discretos

Para la síntesis del filtro se ha decidido usar la estructura pasa bajo tipo L aplicando las transformaciones descritas en el la Subsección 3.4.2, obteniendo los siguientes valores

(evidentemente poco prácticos para una realización física):

Butterworth

k	L_k (nH)	C_k (pF)
1	6.2099	0.013788
2	0.012104	7.0737
3	26.466	0.0032351
4	0.0068564	12.488
5	31.219	0.0027426
6	0.0080877	10.587
7	17.684	0.0048417
8	0.034470	2.4840

Tabla 5.1 Valores de componentes discretos para la aproximación de Butterworth
Chebyshev

k	L_k (nH)	C_k (pF)
1	18.799	0.0045546
2	0.0094527	9.0579
3	33.370	0.0025659
4	0.0085480	10.017
5	33.370	0.0025659
6	0.0094527	9.0579
7	18.799	0.0045546

Tabla 5.2 Valores de componentes discretos para la aproximación de Chebyshev

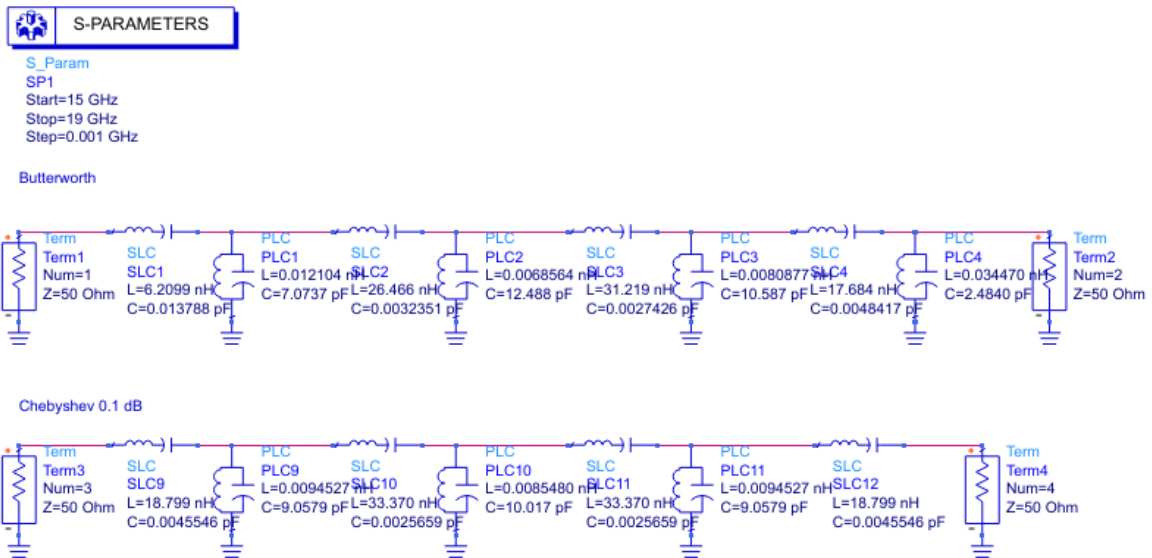


Figura 5.3 Filtros pasivos en ADS.

5.4.1. Simulación

A seguir se representan la simulación de los parámetros S para los circuitos de la figura 5.3:

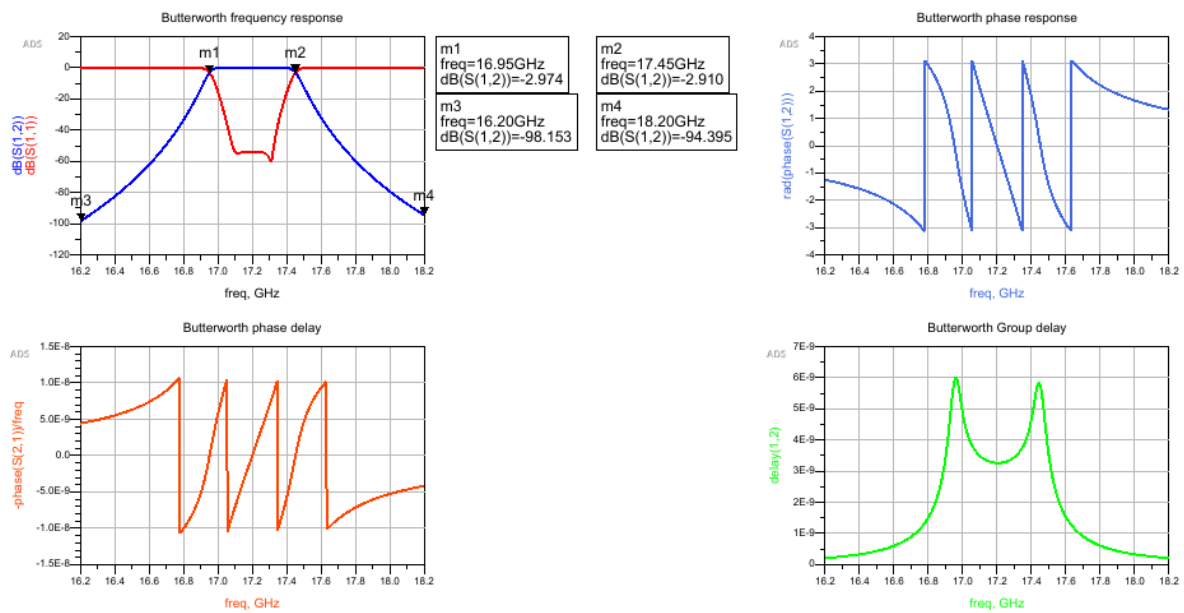


Figura 5.4 Simulación de las respuesta de Butterworth.

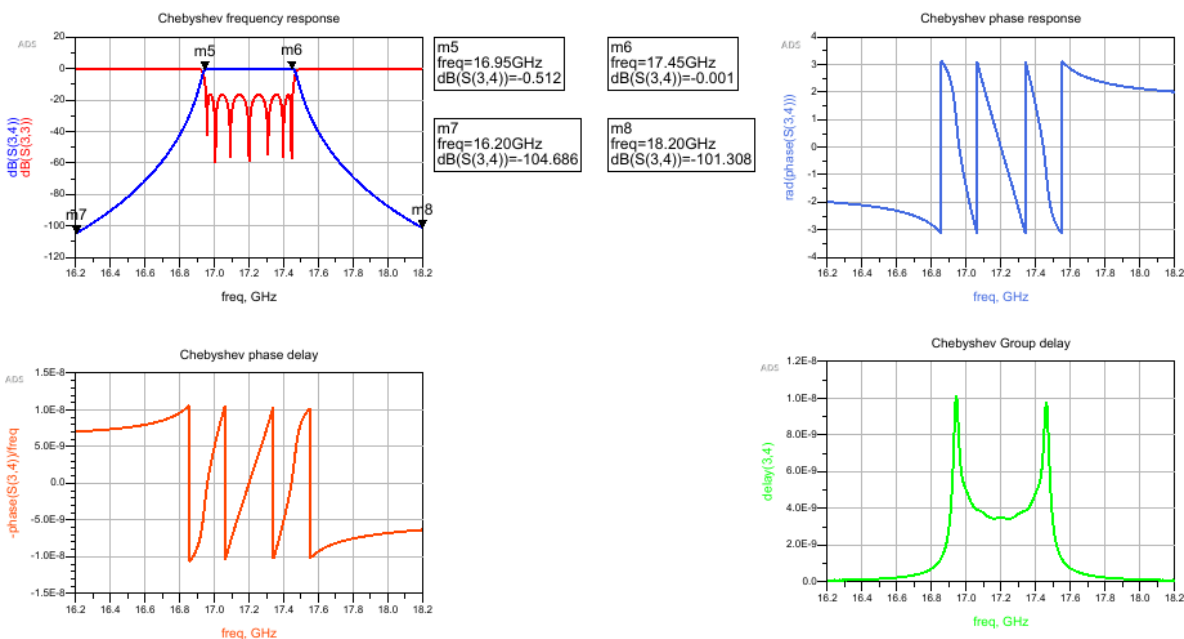


Figura 5.5 Simulación de las respuesta de Chebyshev.

Se puede ver que los resultados son coherentes con lo esperado y, además, parecidos entre sí debido al bajo coeficiente de rizado para la aproximación de Chebyshev. Para el filtro de Butterworth se tiene una atenuación de $\alpha_{\text{pass}} \approx -3$ dB a 16.95 GHz y a 17.45 GHz, mientras que para la aproximación de Chebyshev, como era de esperar, la atenuación es menor.

Para ambos casos la atenuación en la banda de rechazo es mayor con respecto al valor de las especificaciones ya que esta es $\alpha_{\text{stop}} \approx -100$ dB, hecho que permitiría cumplir las especificaciones.

5.5. Diseño en líneas de transmisión

Aquí es donde empieza la realización práctica del filtro en líneas de transmisión. En esta sección se describirán los procedimientos de diseño, los posibles problemas que se han detectado gracias a las simulaciones y las respectivas consideraciones así como sus resultados.

5.5.1. Líneas acopladas paralelas

Para la implementación en líneas de transmisión, se elige la estructura de líneas acopladas paralelas cuya estructura se representa en la figura 5.6

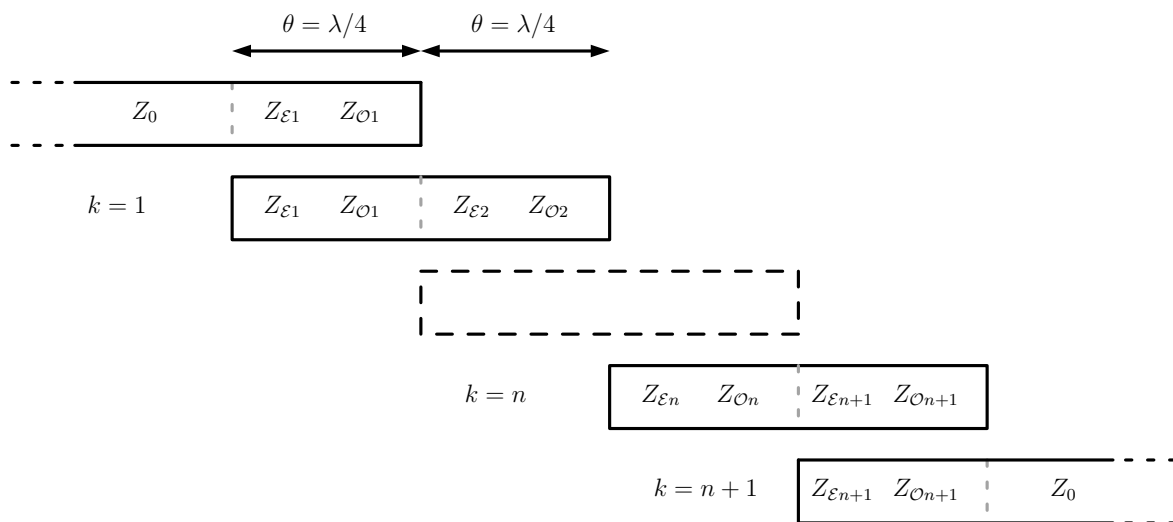


Figura 5.6 Estructura *parallel coupled*.

donde Z_{ϵ_k} y $Z_{\mathcal{O}_k}$ son respectivamente las impedancias de modo par y de modo impar. En presencia de líneas acopladas, habrá instantes de tiempo en los que los campos eléctricos radiados por cada línea tendrán un cierto desfase entre ellos ($\phi = 0$ o $\phi \neq 0$), de tal manera que los potenciales serán iguales o distintos tal y como se representa en la figura 5.7:

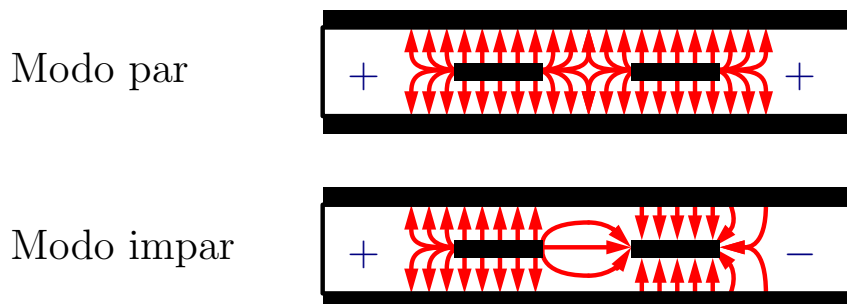


Figura 5.7 Campos eléctricos de modo par y modo impar.

Dado que la impedancia característica de la línea depende del campo eléctrico y del campo magnético ([4] sec. 1.1), de allí su nomenclatura.

Por lo general se puede decir que en esta estructura el acoplamiento capacitivo se obtiene a través de la separación entre los resonadores, que depende de las capacidades de modo

par y de modo impar que a su vez se obtienen a través de las capacidades internas entre las líneas y el sustrato (en este caso *stripline*)[26]:

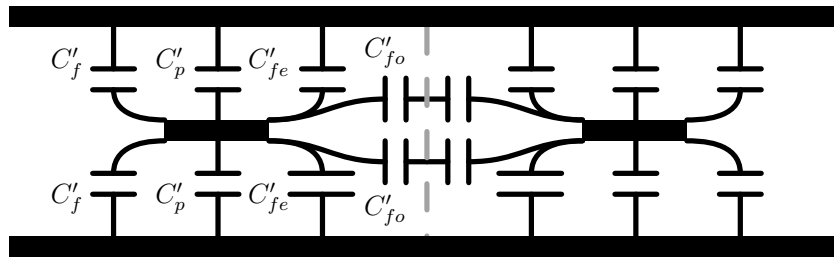


Figura 5.8 Capacidades intrínsecas en líneas acopladas.

Siempre desde [26] es posible obtener los gráficos de Getsinger, también publicados en [11], que permiten determinar la separación y el ancho de la pista en función de dichas capacidades.

En general el procedimiento consiste primero en determinar las impedancias de modo par y modo impar, sucesivamente determinar la capacidad de acoplamiento y por último usar las gráficas mencionadas. Dicho procedimiento (completamente descrito en [26]), pur siendo interesante a nivel teórico, no se aplicará en el diseño práctico dado que para determinar las dimensiones de las líneas se usará la herramienta LineCalc proporcionada por el *software* ADS, como de hecho se verá más adelante.

Por último, la elección de esta estructura es debido a sus buenas prestaciones para anchos de bandas hasta el 30 % [25] ([11] sec. 8.0.9) ([15] sec. 8.7), y también por los resultados prácticos que se obtienen con respecto a las dimensiones de las líneas.

5.5.2. Ecuaciones de diseño

Cada acoplador se puede modelar a través de un inversor de admitancia J con un desfase de $-\pi/2 \text{ rad} = -90^\circ$ [25] ([11] sec. 8.0.9) ([15] sec. 8.7):

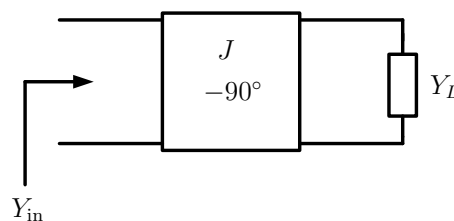


Figura 5.9 Modelo eléctrico de las líneas acopladas paralelas.

donde

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (5.3)$$

La matriz $ABCD$ del inversor de admitancia se obtiene sustituyendo dicho desfase a (4.28)[25]:

$$\begin{bmatrix} 0 & -iZ_0 \\ -iY_0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -i/J \\ -iJ & 0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

mientras que las conexiones entre los acopladores se puede modelar electrícamente como un circuito LC con transformador inversor[25]([15] sec. 8.7):

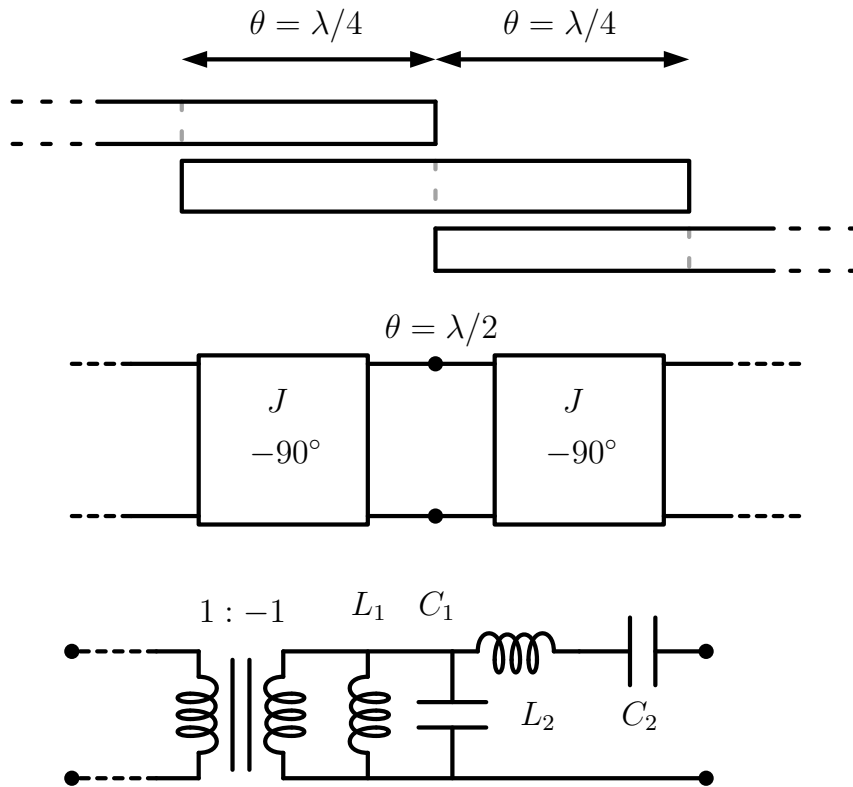


Figura 5.10 Modelo electrico de las líneas acopladas paralelas.

Analizando el circuito con parámetros $ABCD$ y usando transformaciones matriciales (p.e. $ABCD$ a Z , no analizadas en este documento), se puede obtener el valor de las impedancias de modo par y modo impar, que dependen de la impedancia de cada inversor y, a su vez, de los coeficientes del filtro[25]([11] sec. 8.0.9)([15] sec. 8.7):

$$\begin{aligned}
 J_1 &= \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \\
 J_k &= \frac{1}{Z_0} \left(\frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_k g_{k-1}}} \right) \quad k = 2, 3, \dots, n \\
 J_{n+1} &= \frac{1}{Z_0} \left(\sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_n g_{n+1}}} \right) \\
 Z_{\mathcal{E}k} &= Z_0(1 + J_k Z_0(1 + J_k Z_0)) \\
 Z_{\mathcal{O}k} &= Z_0(1 - J_k Z_0(1 + J_k Z_0))
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

5.5.3. Diseño #1 - *stripline* DiClad[®] 880 - Butterworth

Para el primer diseño del filtro, se decide usar la aproximación de Butterworth, cuya implementación para el calculo de las impedancias se ofrece en el código 5.18 de los anexos. Los valores obtenidos para las impedancias de modo par y modo impar son los siguientes:

k	$Z_{\mathcal{E}} (\Omega)$	$Z_{\mathcal{O}} (\Omega)$
1	72.96	27.04
2	55.82	44.18
3	51.27	48.73
4	50.71	49.29
5	50.60	49.40
6	50.71	49.29
7	51.27	48.73
8	55.82	44.18
9	72.96	27.04

Tabla 5.3 Valores de impedancias de modo par y impar, diseño #1

donde se puede notar que para cualquier par de valores, $Z_{\mathcal{E}} + Z_{\mathcal{O}} = 2Z_0 = 100 \Omega$, y que, cuanto más se acerca hacia el resonador intermedio, el valor de ambas impedancias tiende a equipararse.

ADS LineCalc

Obtenidos los valores de las impedancias de modo par y impar para cada acoplador, como se mencionaba en la Subsección 5.5.1, es posible utilizar el calculador de líneas de ADS con el componente SCLIN [51]:

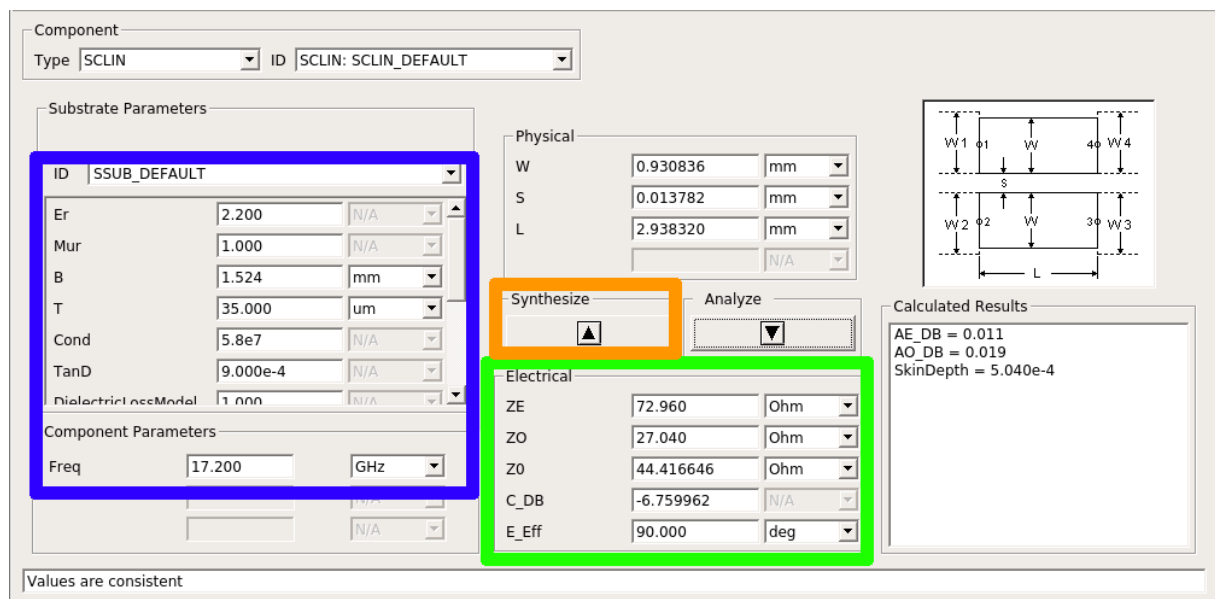


Figura 5.11 ADS LineCalc.

Como se puede ver, la herramienta permite calcular el ancho, la separación y la longitud de las pistas en función de las impedancias de modo par y modo impar (recuadre verde) y, además, de los parámetros de sustrato y frecuencia de trabajo (de lo cual se determina la longitud de la línea).

Una vez definidos los parámetros de diseño solo hay que sintetizar con el respectivo pulsador (recuadre naranja).

Sustrato Rogers DiClad® 880

Para simular un diseño que se aproxime lo más posible a la realidad, se ha decidido, en primera instancia, de diseñar el filtro a partir de un sustrato comercial con bajas pérdidas. Para ello, se ha elegido el Rogers DiClad® 880[46], cuyos parámetros principales se han presentado en la tabla 2.1.

Esquema

El esquema en líneas acopladas implementado con ADS es el siguiente:

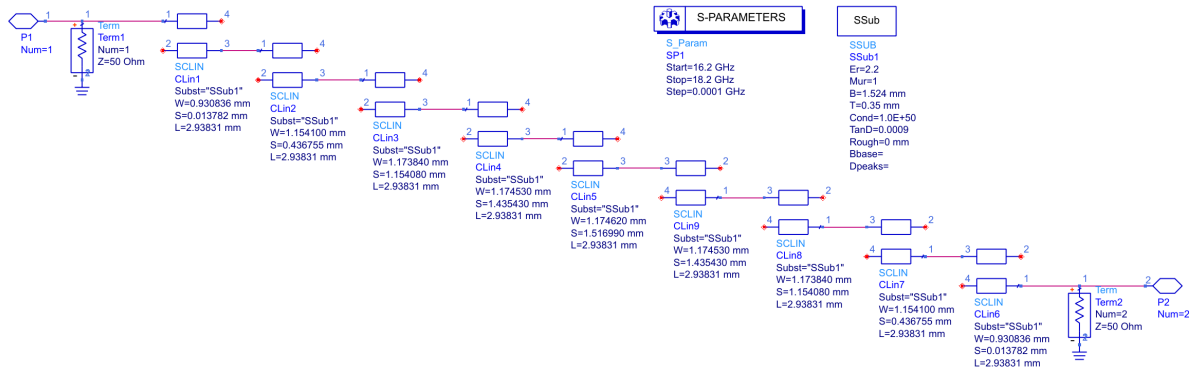


Figura 5.12 Filtro *stripline parallel coupled lines*.

Como se puede ver se ha configurado SSub1 con los parámetros del sustrato comercial. Los valores de espesor de la pista y del sustrato se han tomado como referencia desde [46], y a seguir se representa la simulación teórica ideal:

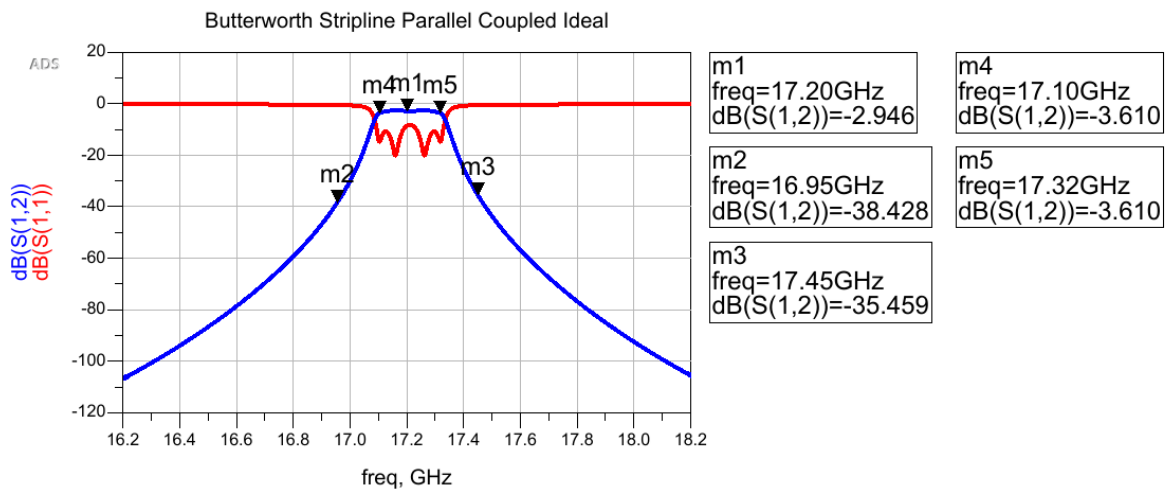


Figura 5.13 Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 5.12.

Se puede apreciar que la banda se ha estrechado notablemente, hecho que ya se había anticipado anteriormente. Para ver como los valores de los parámetros pueden influenciar la respuesta en frecuencia, se puede hacer una simulación paramétrica utilizando el *parameter sweep controller* de ADS:

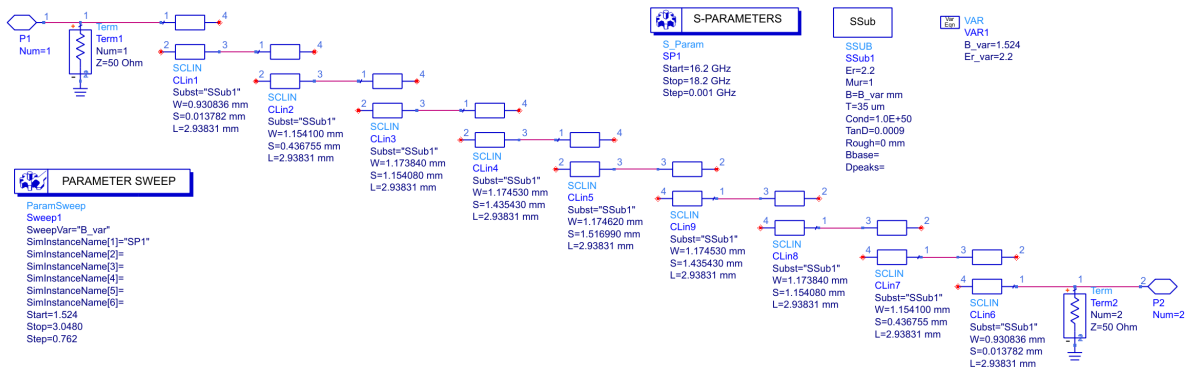


Figura 5.14 Filtro *stripline parallel coupled lines* con ñ *parameter sweep controller*.

Simulación paramétrica ideal

Variando la altura del sustrato (parámetro h desde la teoría, B_var en fig. 5.14) es posible ver como se ensancha la banda según se aumenta dicho parámetro y, además, se reduce la atenuación:

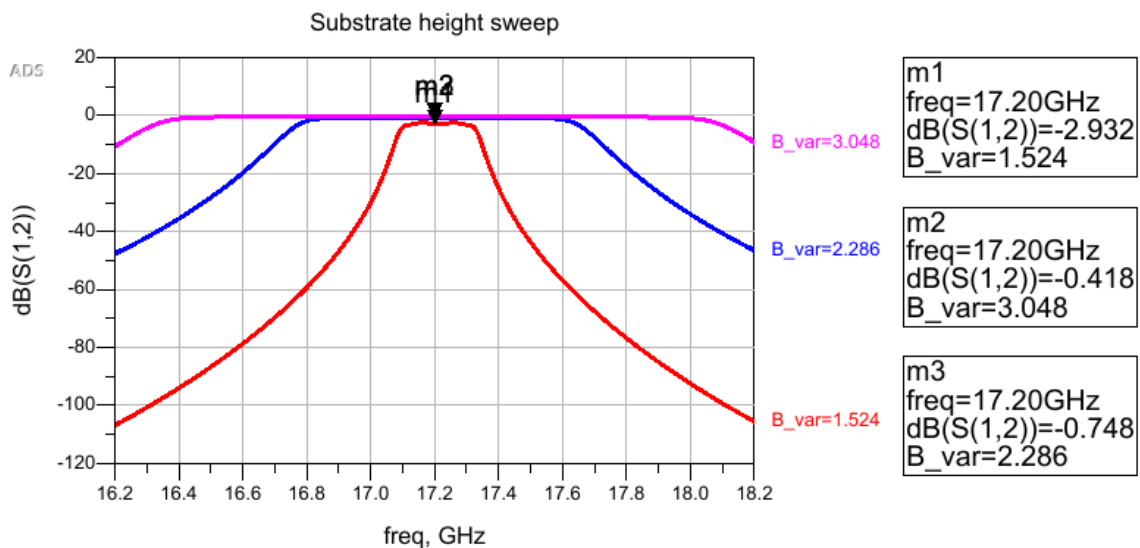


Figura 5.15 Simulación de la variación de altura del sustrato.

Por otro lado, como es de esperar según la ecuación (1.1), variando la constante dieléctrica se desplaza la respuesta en frecuencia, dado que lo que estamos haciendo es variar la velocidad de propagación y la longitud de onda de referencia:

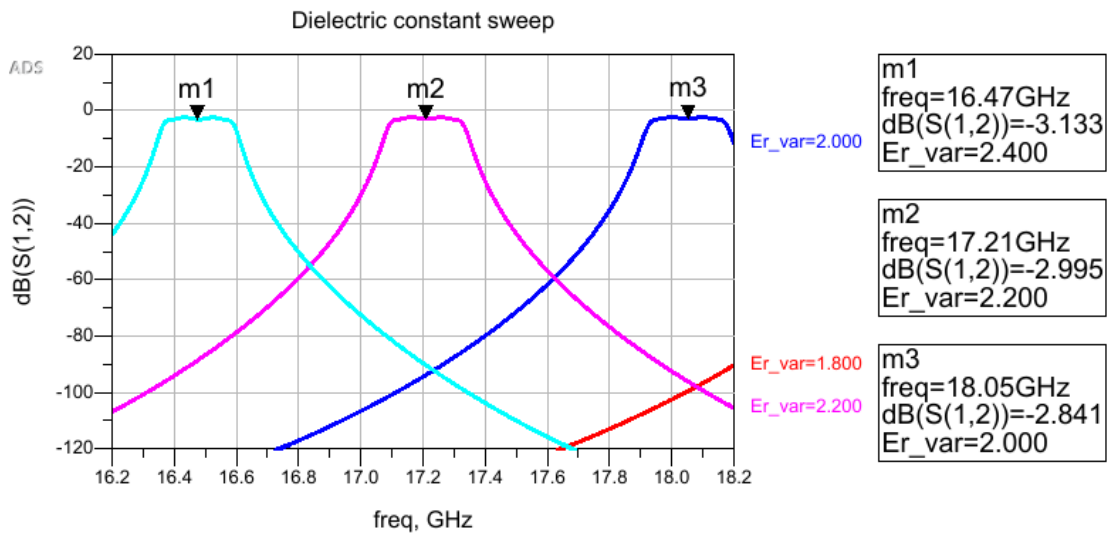


Figura 5.16 Simulación de la variación de la constante dieléctrica.

El objetivo de estas primeras simulaciones paramétricas es el de saber, *a priori*, cuales parámetros habrá que ajustar para variar la frecuencia central o el ancho de banda en el caso de que la simulación de *layout* lo necesite.

Simulación del *layout*

Para hacer una simulación de *layout* lo mejor y lo más conveniente es hacer nuevamente una simulación paramétrica. Lo primero que hay que hacer es generar el *layout* desde el esquema (menu **Layout** → **Generate/Update Layout**)

Cuando se trabaja con dimensiones muy pequeña, es posible que las pistas de los acopladores en *layout* se toquen, debido a la pequeña distancia de separación, tal y como se representa a continuación:

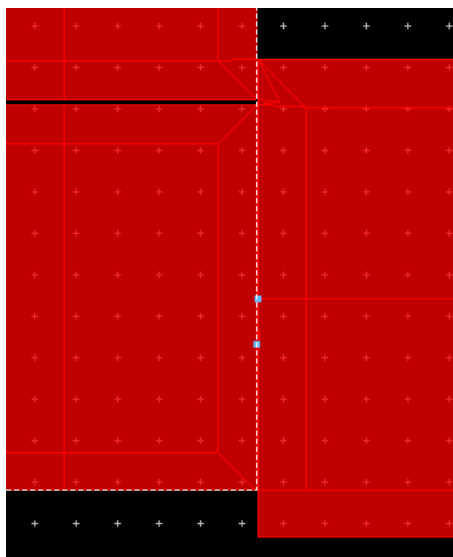


Figura 5.17 Cortocircuito accidental en *layout*.

y esto haría que la respuesta en frecuencia simulada no se asemejara en nada a lo esperado (y de hecho es lo que se ha experimentado).

En el ejemplo en concreto el cortocircuito entre los acopladores se verifica entre el primero y el segundo acoplador (en este caso CLin1 y CLin2), y como el resonador es simétrico

(véase la tabla de valores de impedancias de modos pares y impares, además de los coeficientes), también entre el último y el penúltimo.

Este problema se soluciona definiendo el ancho de la pista en el pin que se conecta al acoplador siguiente, de tal manera que coincida con el ancho de este último, tal y como se representa a continuación:

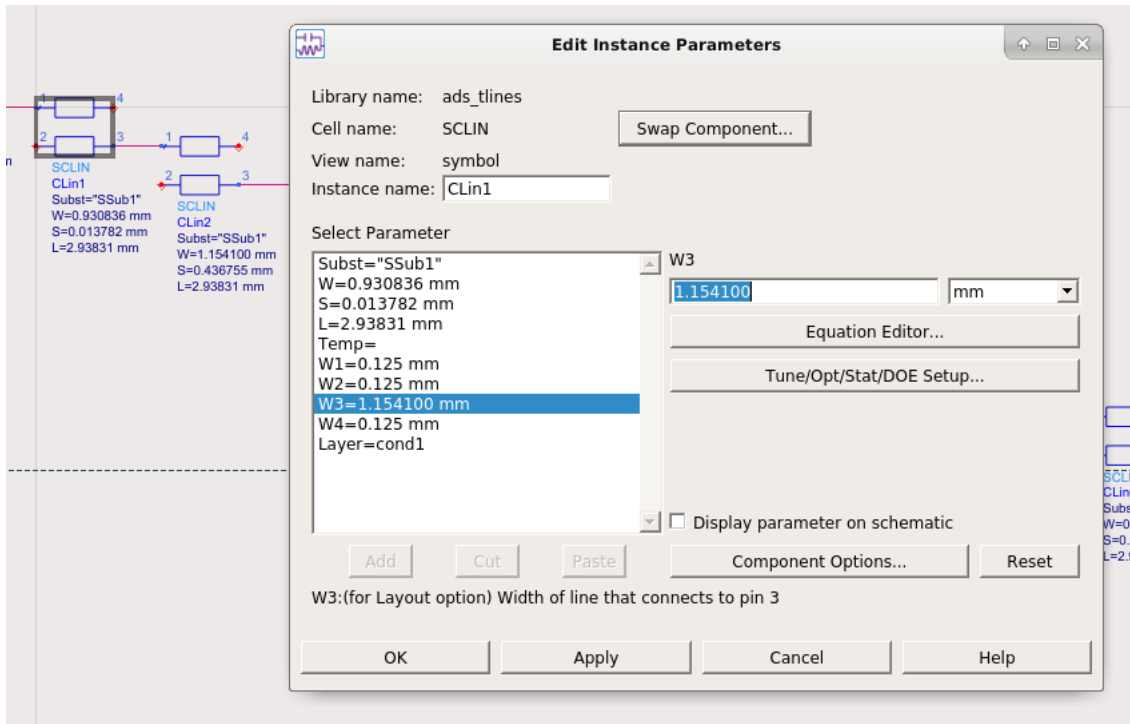


Figura 5.18 Ejemplo de ajuste de *offset* entre resonadores.

obteniendo el siguiente resultado en el layout:

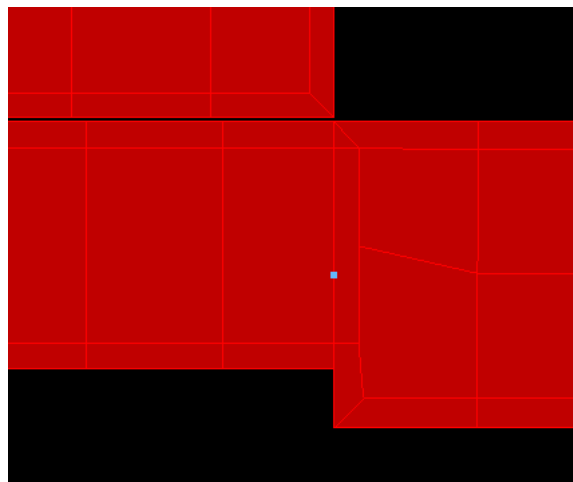


Figura 5.19 Resultado del ajuste de *offset*.

Es decir, lo que se consigue con este ajuste es que ADS aplique un *offset* de posicionamiento del componente.

Por lo general con las líneas acopladas se aconseja aplicar esta configuración a todas las líneas intermedias (en este caso $C.lin_x$ con $x \neq 5$). Al ser el filtro simétrico ha sido

suficiente configurar las primera $(n + 1)/2$ líneas, copiar las primeras $(n - 1)/2$ y girarlas (Ctrl-R) y conectarlas entre ellas y con el puerto de referencia #2.

A continuación se representa el *layout* final del filtro:

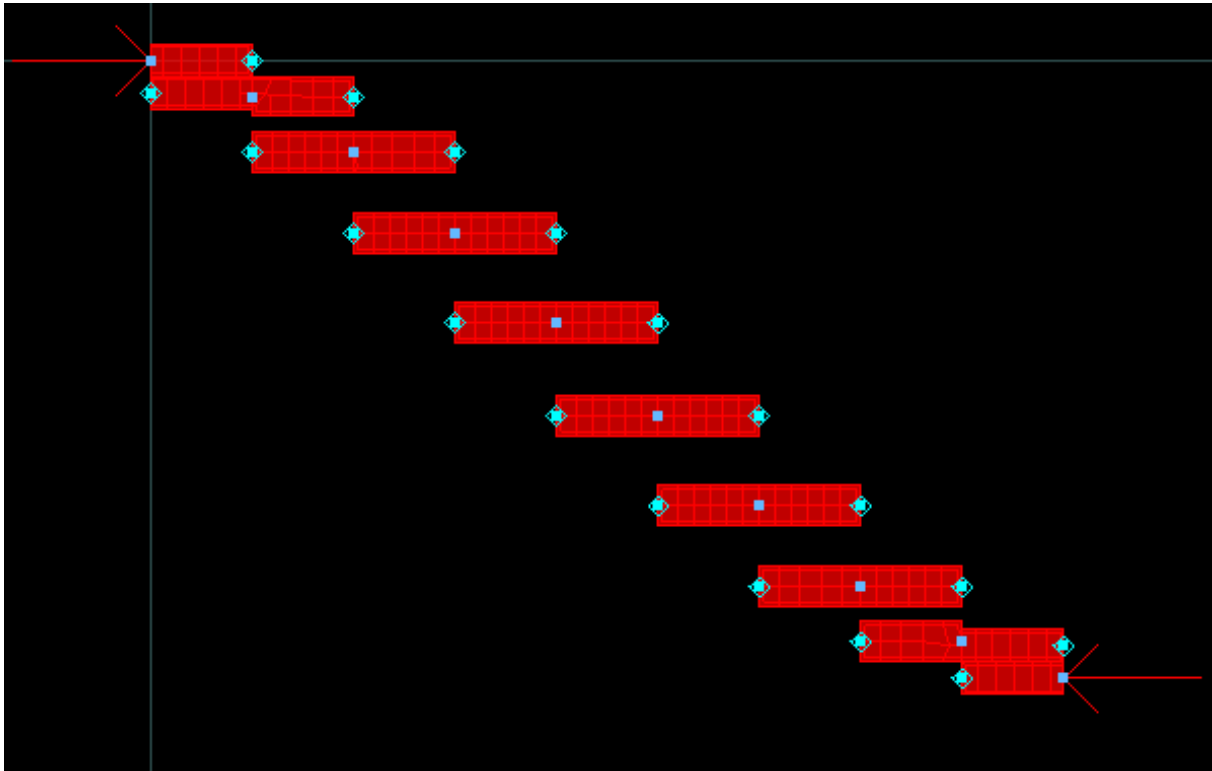


Figura 5.20 Layout final del filtro en líneas acopladas.

Una vez solucionado el problema (por si ocurriera, obviamente), desde la pantalla de *layout* hay que generar un *setup* de simulación electromagnética. En este caso se elige la configuración RFboard. Se aconseja guardar el esquemático en uno nuevo, básicamente por dejar el original inalterado.

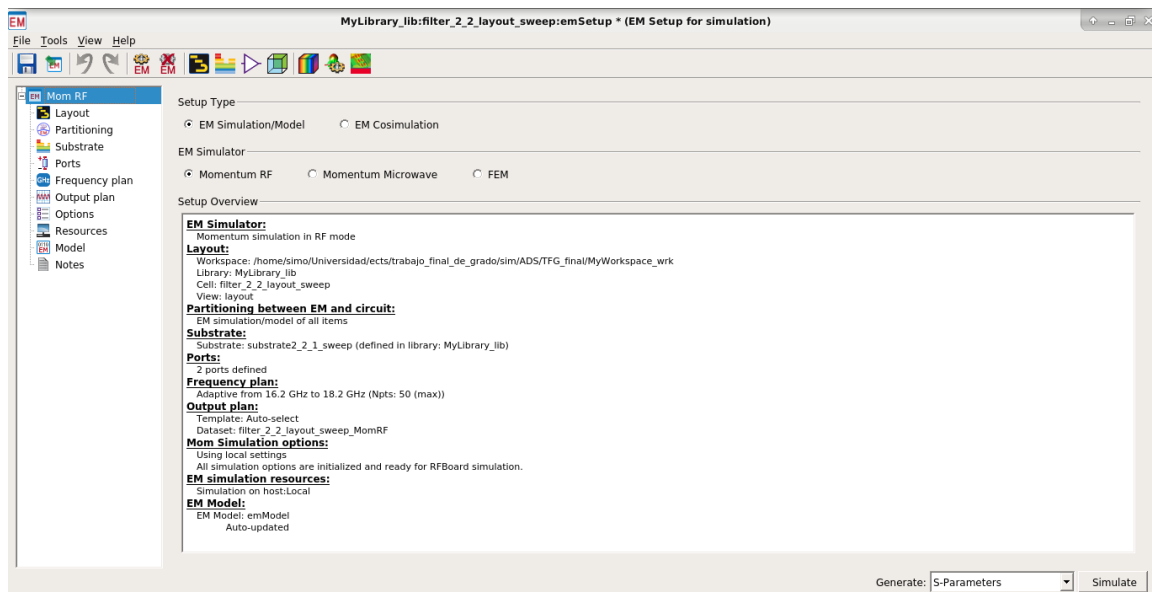


Figura 5.21 EM setup

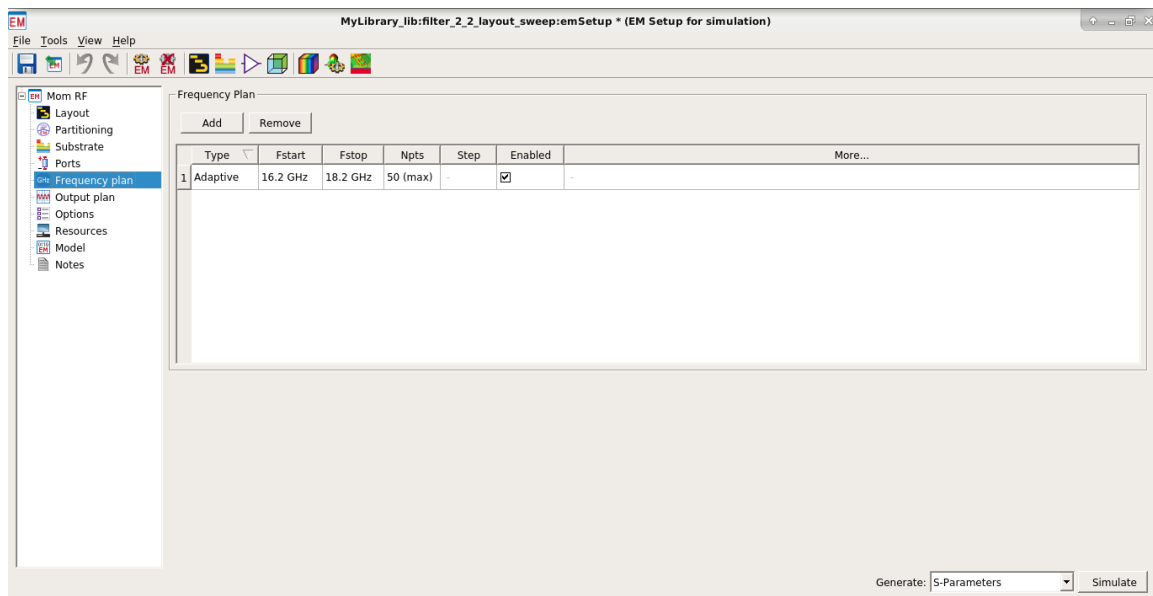


Figura 5.22 EM *setup* Frequency Plan

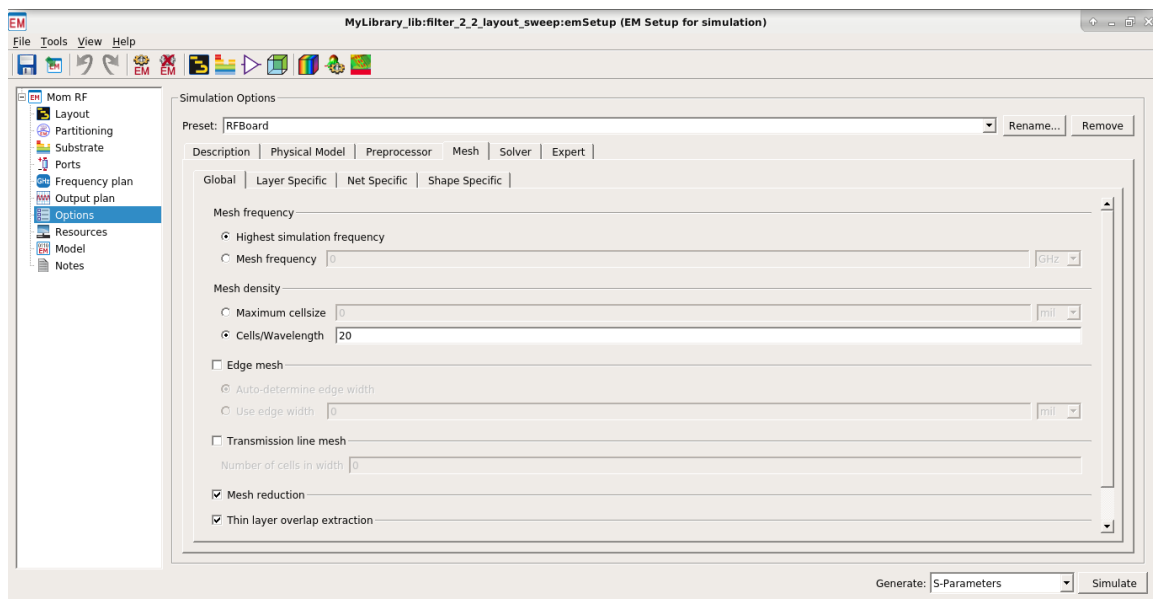


Figura 5.23 EM *setup* Options

Sucesivamente hay que definir el sustrato. Para ello se define una estructura con capa de cubierta metálica y línea de transmisión entre dos capas de sustrato de altura definida por una variable cuyo nombre es arbitrario (en este caso *B_1_sweep*), y un sustrato con constante dieléctrica definida por una variable cuyo nombre también es arbitrario (en este caso *Er_1_sweep*). En cuanto al espesor de la pista, se trata de respetar los valores definidos en los esquemáticos. Se elige como material conductor el cobre por sus buenas calidades conductivas (conductividad $\sigma_{\text{copper}} \approx 58,14 \cdot 10^6 \text{ S/m}$):

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

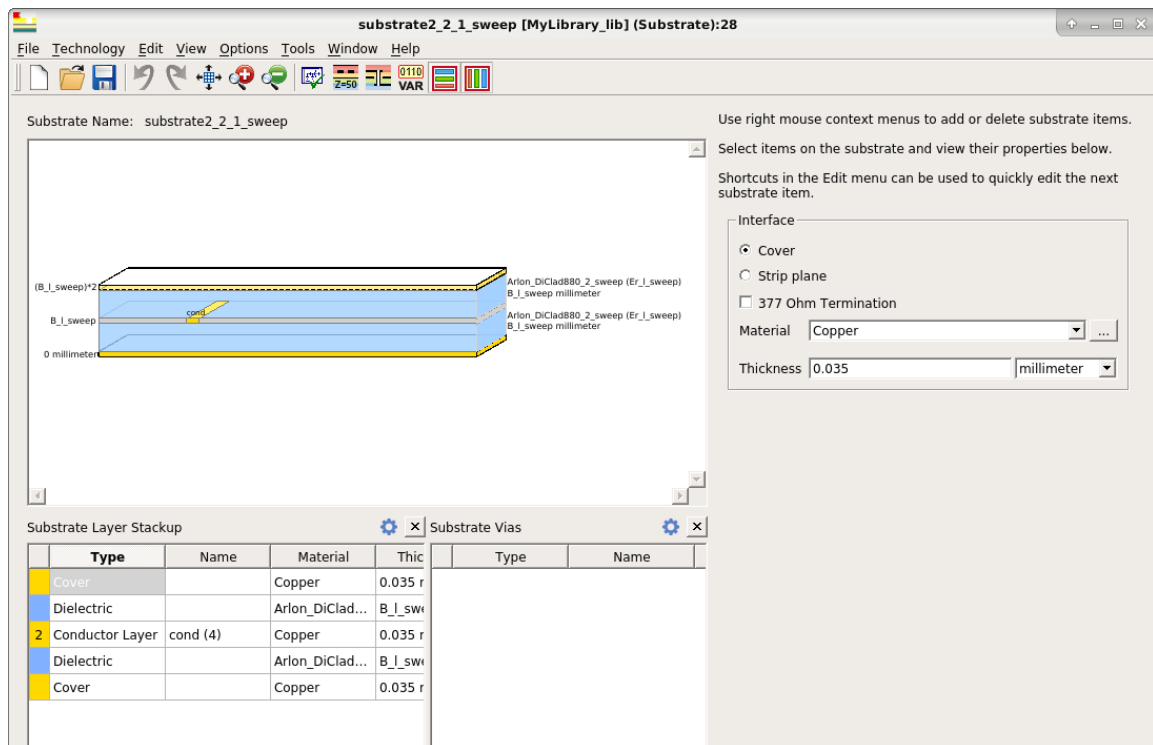


Figura 5.24 EM setup substrate

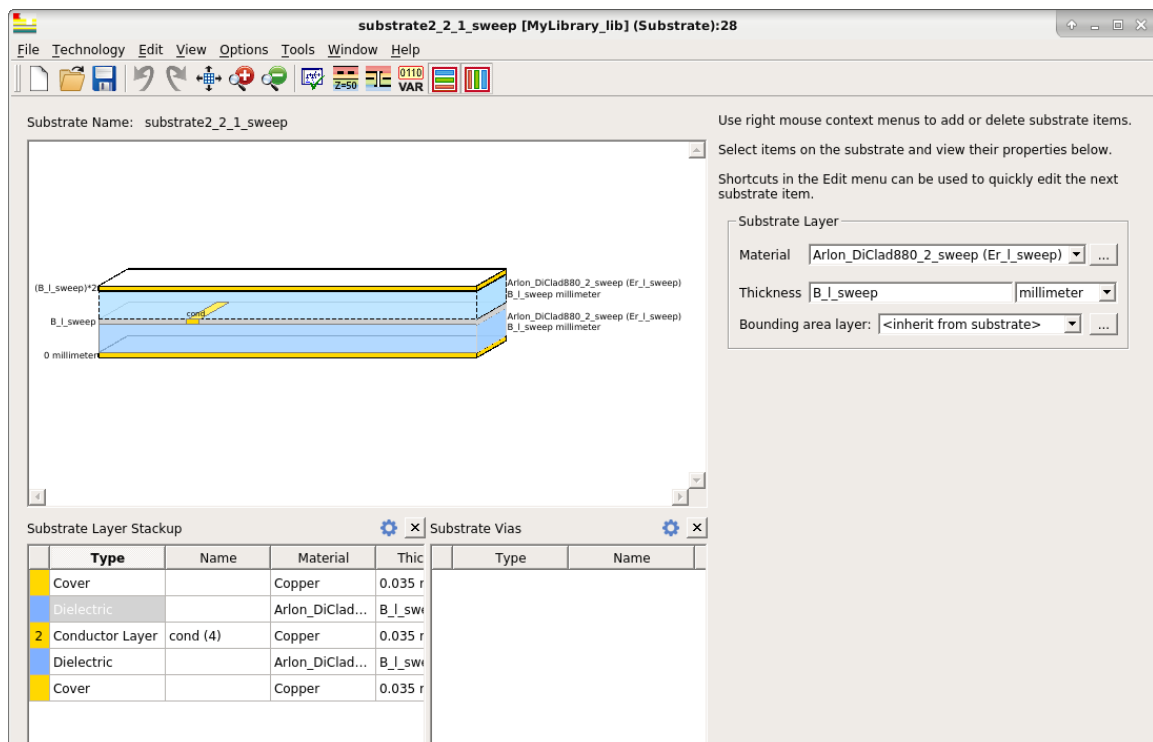


Figura 5.25 EM setup substrate

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

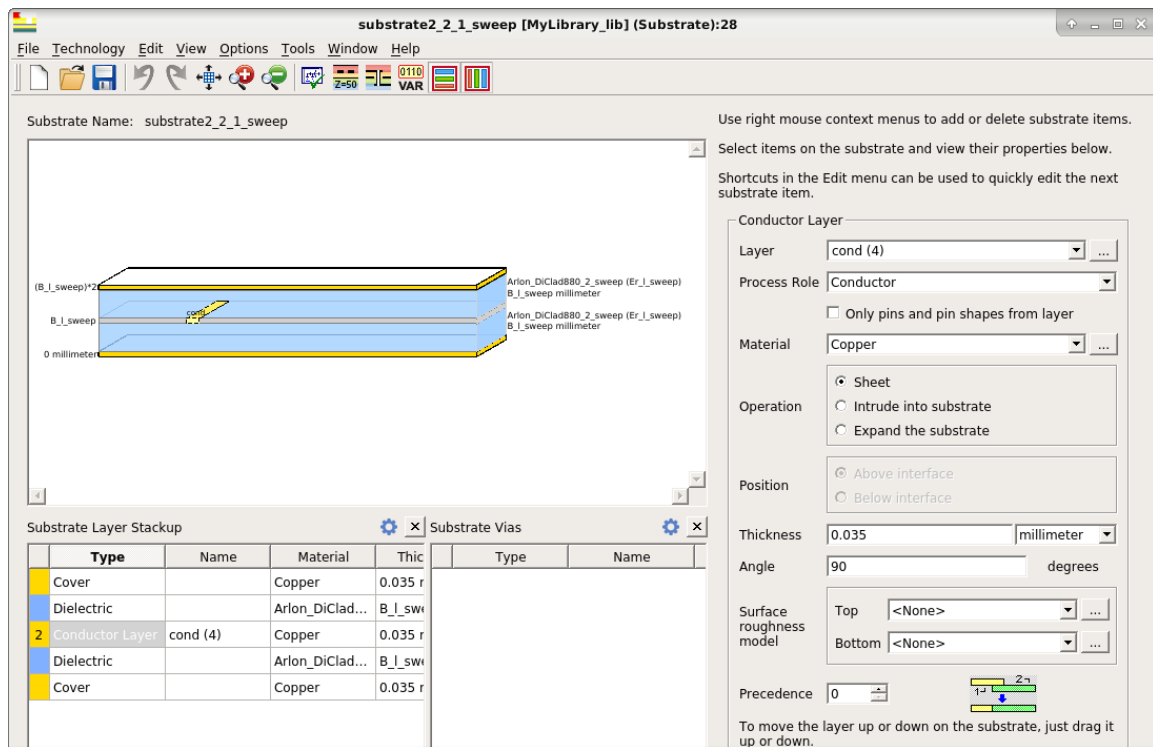


Figura 5.26 EM setup substrate

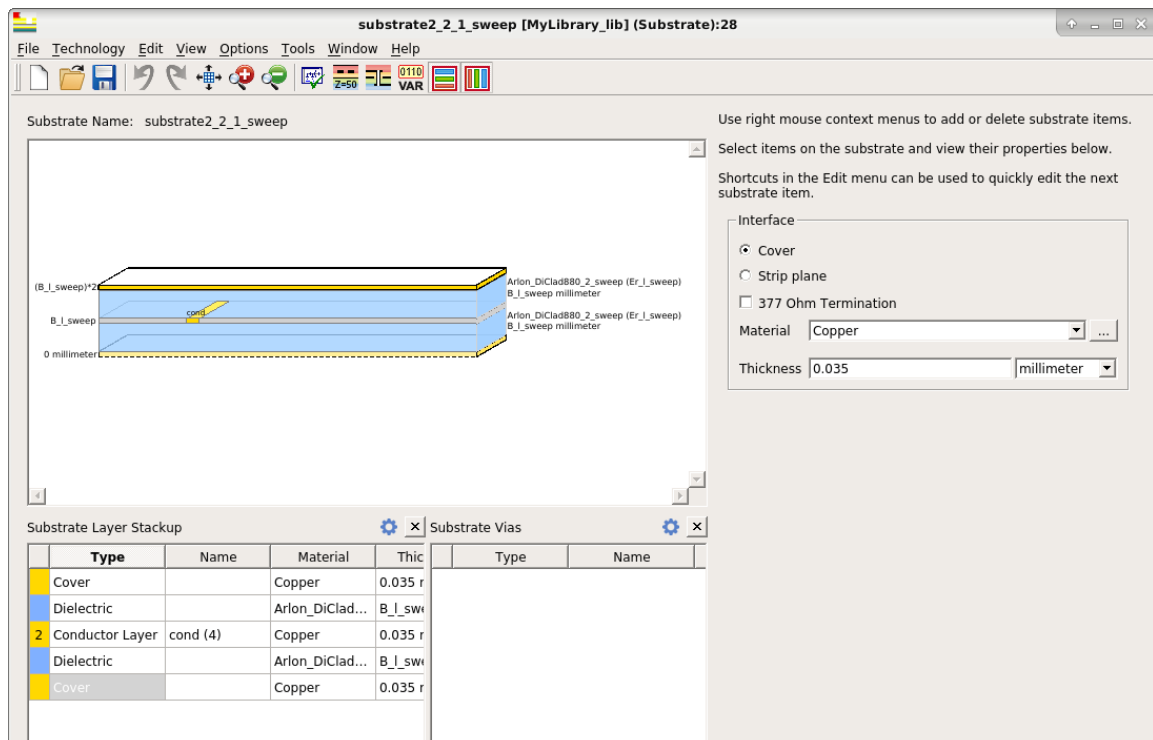


Figura 5.27 EM setup substrate

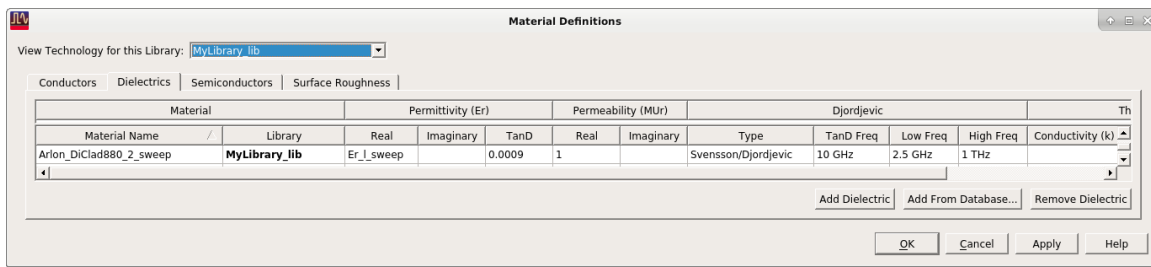


Figura 5.28 EM *setup* substrate material

ADS permitirá configurar un valor inicial para `B_1_sweep` y `Er_1_sweep`, y automáticamente las añadirá al *workspace* de tal manera que sean accesible desde cualquier esquema. Para esta implementación se han dejado respectivamente a 0.762 mm y 2.2.

El último paso consiste en crear un componente del mismo *layout*, de tal manera que este sea accesible desde cualquier esquema. Para ello es suficiente seleccionar, desde la pantalla de *layout*, la opción **EM → Component → Create EM Model and Symbol...**

Una vez creado el símbolo del *layout*, es posible configurar un esquema como el que se representa a continuación, con el cual se quieren hacer dos simulaciones en *sweep*, una para visualizar los efectos de las variaciones de constante dieléctrica (`Er_1_sweep`), y la otra para visualizar los efectos de las variaciones de altura de sustrato (`B_1_sweep`). Hay que tener en cuenta que el valor del espesor del sustrato por el que se hace el *sweep* representaría la mitad del valor de `SSub1` en la simulación ideal:

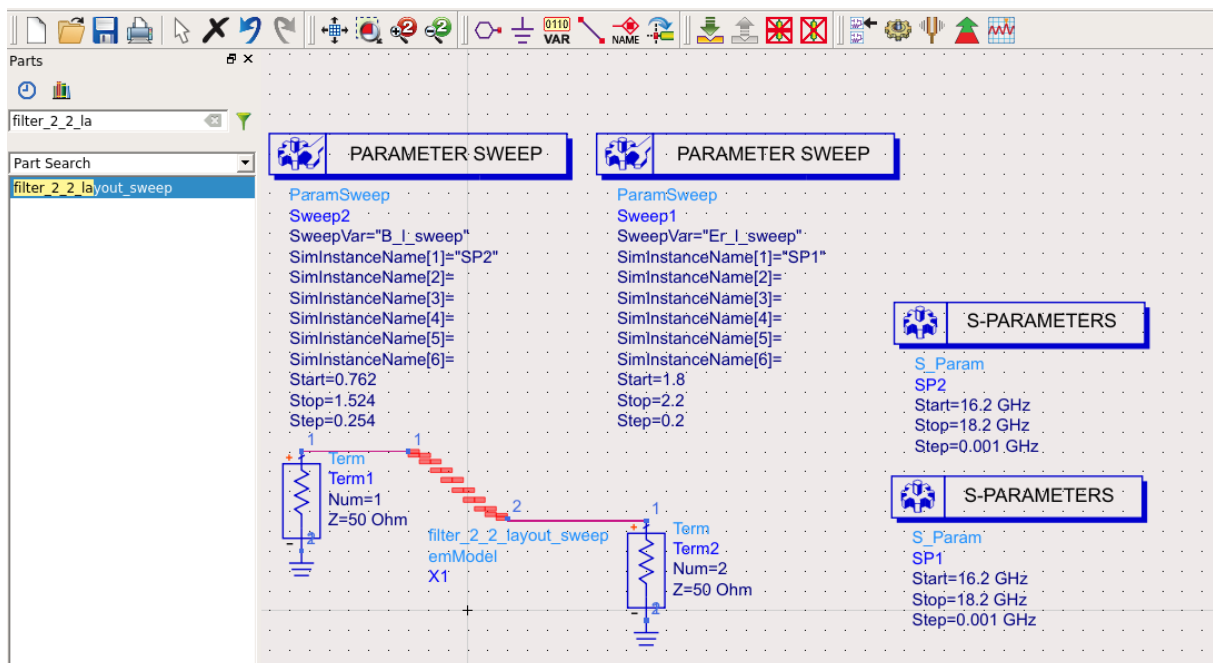


Figura 5.29 Esquema de simulación EM paramétrica

A través del icono de **Choose View Simulation**, con el componente X1 seleccionado, se elige el modelo de simulación electromagnética (`emModel`):

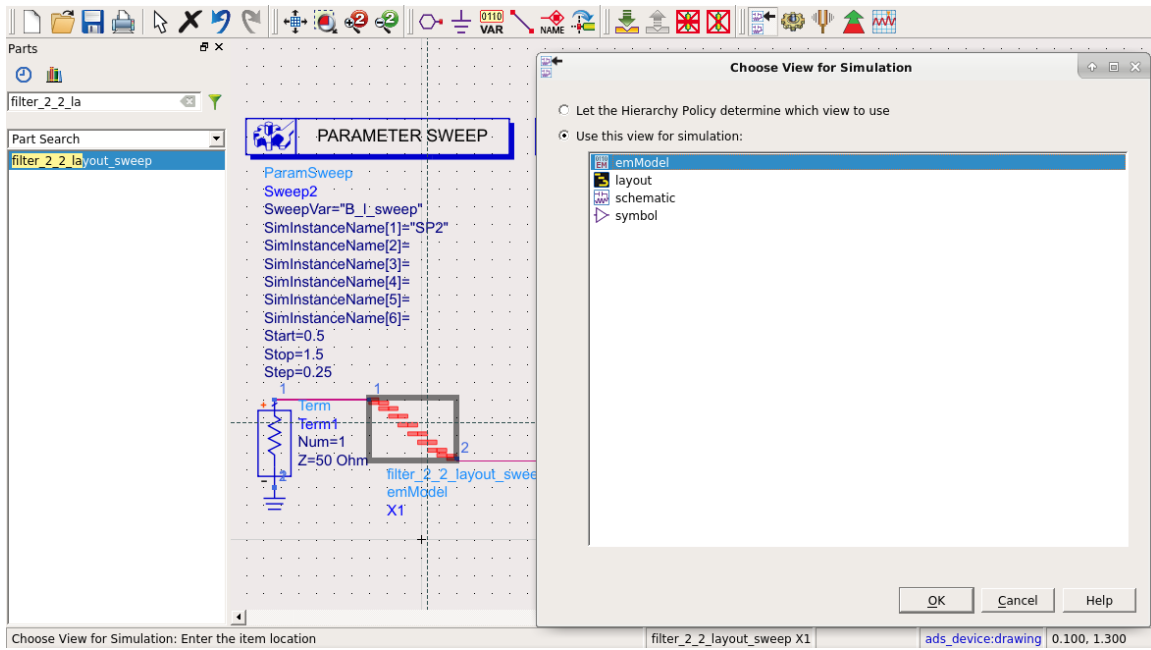


Figura 5.30 Elección del modelo de simulación para el símbolo de *layout*.

Después de ejecutar la simulación, el resultado es el que se visualiza a continuación:

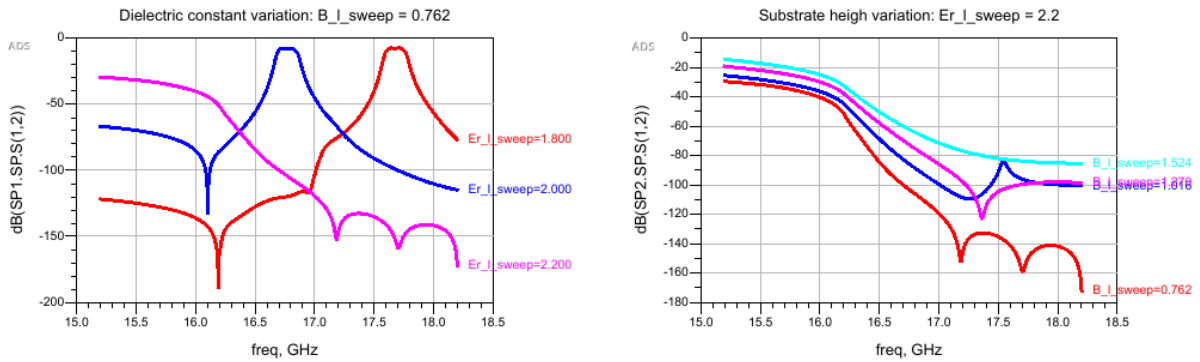


Figura 5.31 Simulación paramétrica del *layout*: variación de ϵ_r y h

concretamente, con $\epsilon = 2,2$ y $h = 2$ mm, la respuesta simulada del *layout* es la siguiente:

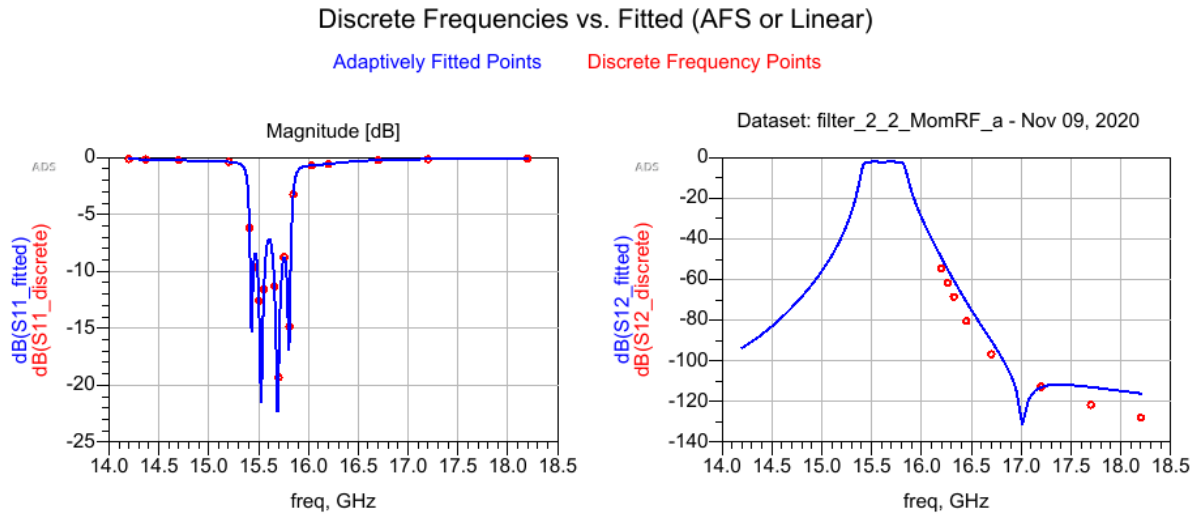


Figura 5.32 Simulación del *layout*: $\epsilon_r = 2,2, h = 2$ mm

Desde la figura 5.32 es posible ver que, para obtener la respuesta deseada sería necesario tener en cuenta una variación de la constante dieléctrica de

$$\Delta\epsilon_r = \frac{1,8 - 2,2}{2,2} \approx -17,73 \% \quad (5.6)$$

ya que, con el valor nominal de $\epsilon_r = 2,2$ la banda de paso está centrada en $\approx 15,7$ GHz, es decir, una variación de frecuencia de

$$\Delta f = \frac{15,7 \text{ GHz} - 17,2 \text{ GHz}}{17,2 \text{ GHz}} \approx -8,7 \% \quad (5.7)$$

En la práctica es admisible una variación de la altura de sustrato dependiendo de las medidas comerciales que el fabricante de circuitos impresos permita, pero una variación de $|\Delta\epsilon_r| \approx 17,73 \%$ no refleja la realidad.

De hecho, si se consulta el *datasheet* del material del sustrato en cuestión[47], es posible obtener una gráfica para las variaciones de la constante dieléctrica relativa ϵ_r y de las pérdidas $\tan(\delta)$, ambos parámetros en función de la frecuencia:

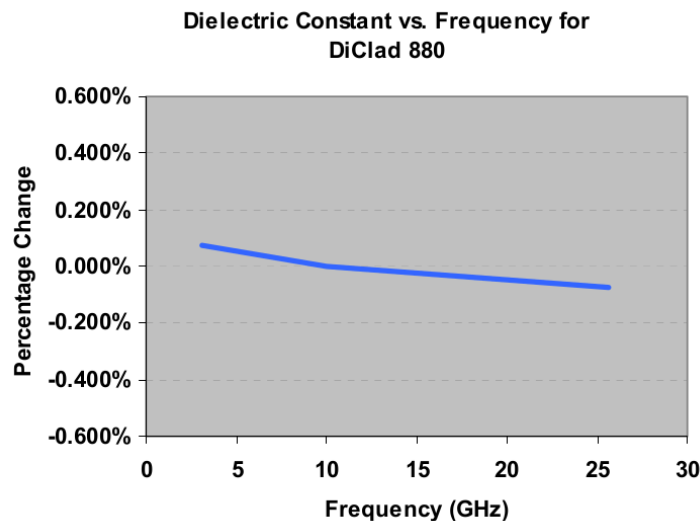


Figura 5.33 $\Delta\epsilon_r$ DiClad[®] 880. Figura extraída de [47].

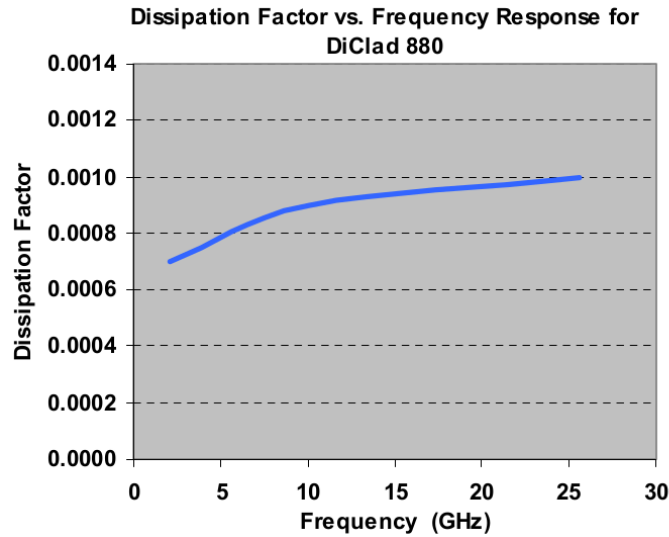


Figura 5.34 $\Delta \tan(\delta)$ DiClad[®] 880. Figura extraída de [47].

donde se puede apreciar que las variaciones de ε_r son muy pequeñas.

Finalmente, para la simulación del *layout*, el único parámetro que tiene sentido variar para ver efectivamente un desplazamiento en frecuencia después de la simulación electromagnética, es la longitud de las pistas o de alguna de ellas, aunque ya se puede ver que con la estructura *stripline* todos los resonadores tienen la misma longitud. Si retomamos la ecuación (1.1) y la aplicamos al sustrato en cuestión, tenemos que la longitud de cada acoplador $\lambda/4$ es:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} = \frac{299792458 \text{ m/s}}{4 \times 17,2 \cdot 10^9 \text{ Hz} \times \sqrt{2,2}} \approx 2,9378 \text{ mm} \quad (5.8)$$

resultado que está de acuerdo con lo obtenido a través de LineCalc. Entonces, si la variación de la frecuencia de centro banda que se obtiene como resultado, es de $\approx -8,7\%$, se intuye que los resultados aproximadamente correctos se obtendrán con una longitud de las pistas igual a

$$l = \frac{c}{4f(1 + |\Delta f|)\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} = \frac{299792458 \text{ m/s}}{4 \times 17,2 \cdot 10^9(1 + 0,087) \text{ Hz} \times \sqrt{2,2}} \approx 2,6952 \text{ mm} \quad (5.9)$$

Para verificarlo, lo mejor que se puede hacer es parametrizar el *layout* y crear un símbolo para usar con la simulación de parámetros S . Para ello se ha generado una copia del diseño de principio para trabajar solamente con la simulación de *layout* (aunque como se verá más adelante, es posible trabajar con un solo esquema).

Desde la pantalla de *layout* se puede abrir la ventana **Parameters** (menu **EM** \rightarrow **Component**) y definir una nueva variable (p.e. **L_sweep**) tal y como se representa a continuación:

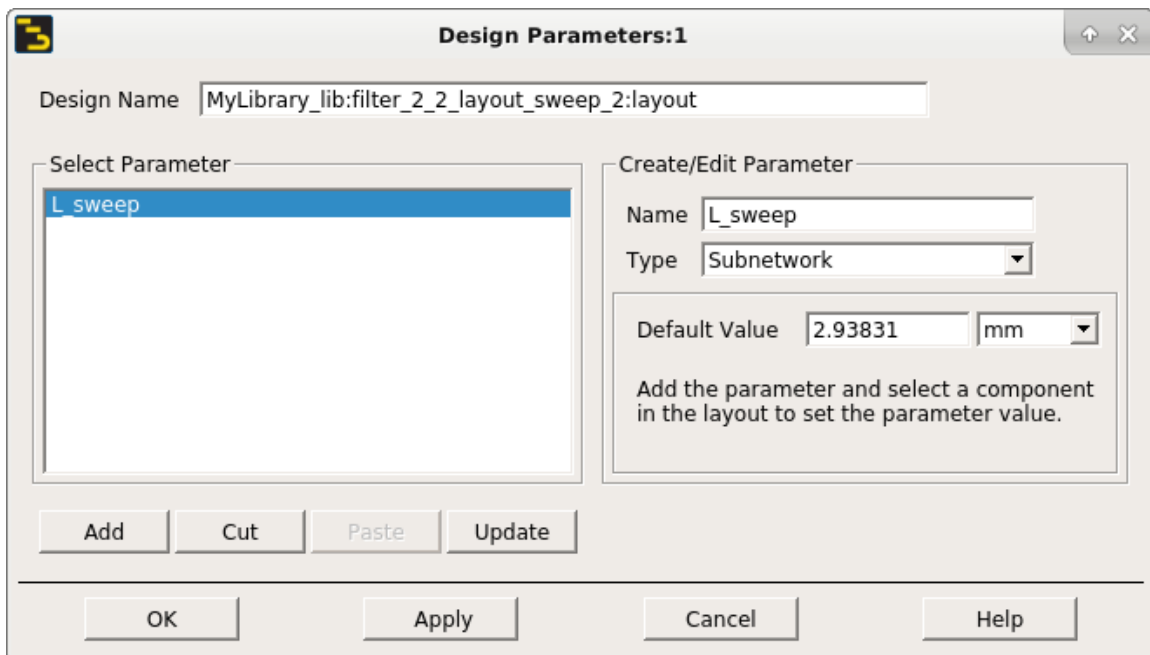


Figura 5.35 Definición de parámetro variables de longitud de línea para la simulación electromagnética.

Sucesivamente, es necesario aplicar esta medida cada resonador como por ejemplo se representa a continuación, abriendo la ventana de parámetros del componente en *layout* con el doble click sobre ello:

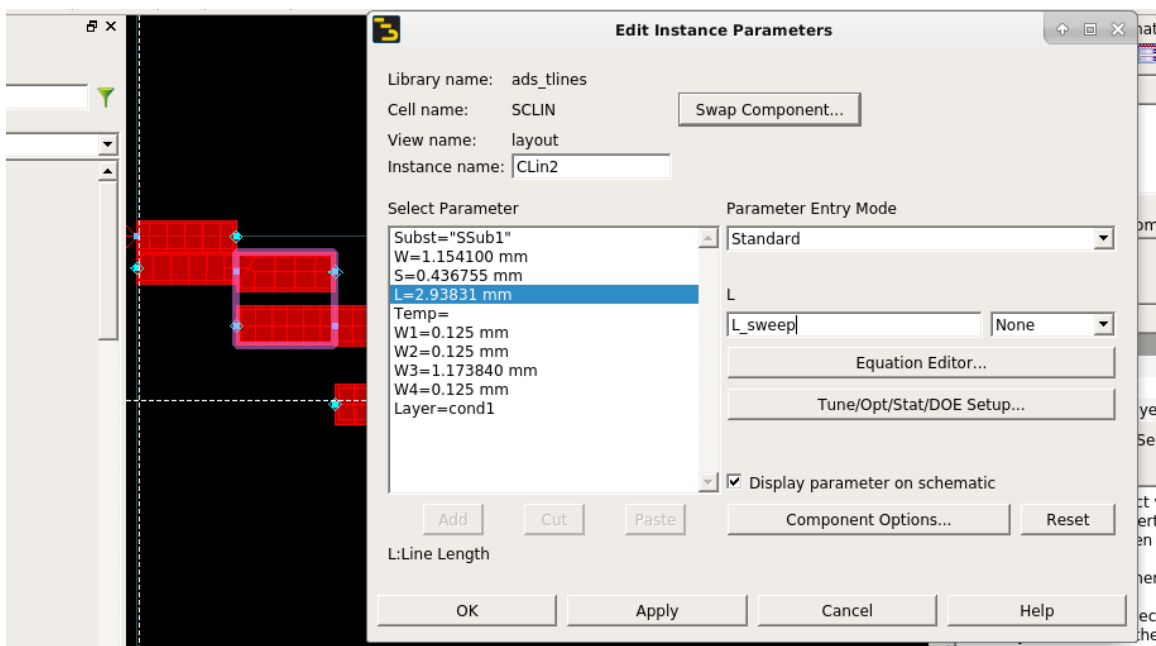


Figura 5.36 Asignación de longitud variable.

y obviamente, confirmar. Una vez echo esto, se genera el símbolo exactamente de la misma manera que se ha descrito anteriormente (opción **EM** → **Component** → **Create EM Model and Symbol...**). En algunos casos se ha se notado que, al general el símbolo para el esquemático, ADS borrarla el trazado de las pistas correspondiente del *layout*, lo que ha dado mayor motivación para trabajar con más de un esquema.

A seguir es posible crear un esquema como el que se representa a continuación, donde se

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

incluye el valor tuneado de l , en este caso de $\approx 2,62$ mm (valor muy próximo al calculado en la ecuación (5.9)):

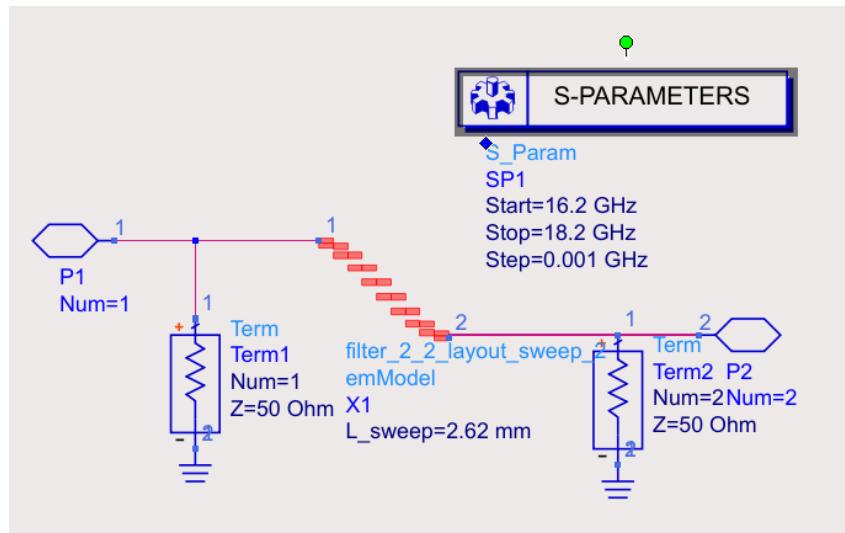


Figura 5.37 Esquema con símbolo de *layout* con longitud variable.

Usando el sustrato del material en cuestión, con una altura de 2 mm totales

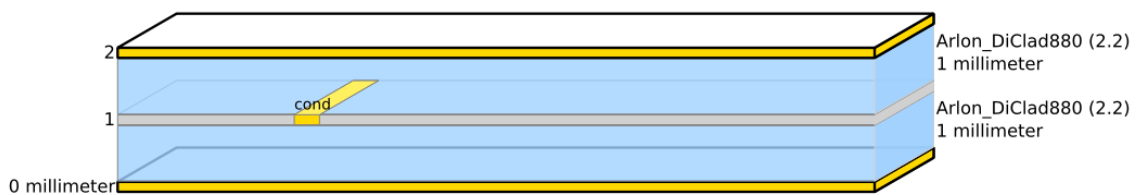


Figura 5.38 Sustrato de 2 mm de altura.

se obtienen el siguiente resultado:

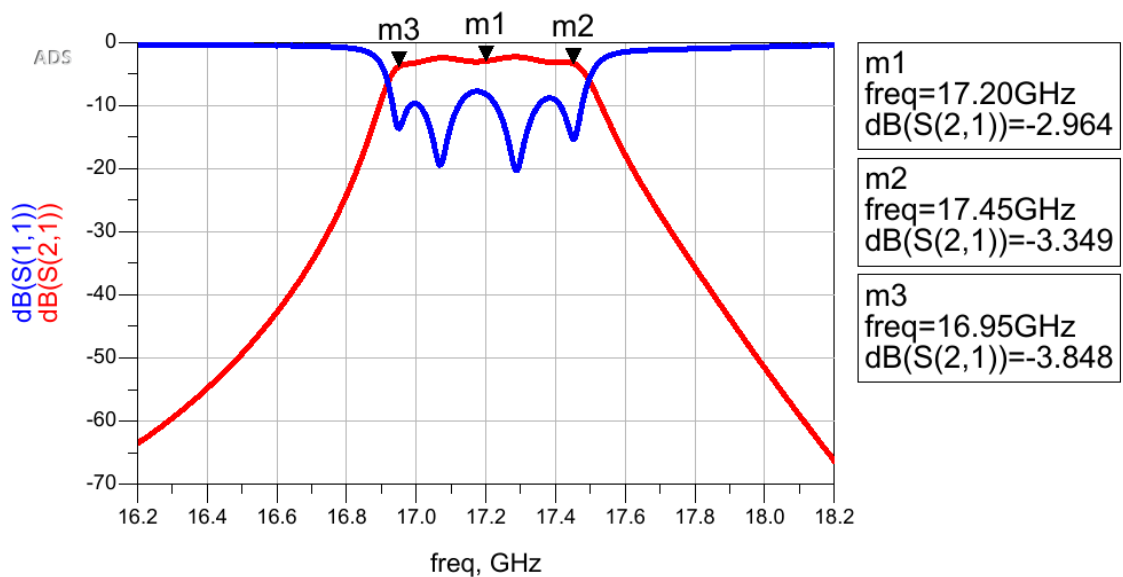


Figura 5.39 Resultado de simulación #1 con sustrato de 2 mm de altura.

Este aumento de $\approx 0,5$ mm es factible a nivel práctico porque se podrían usar en total 4 laminas de 0,508 mm[46]:

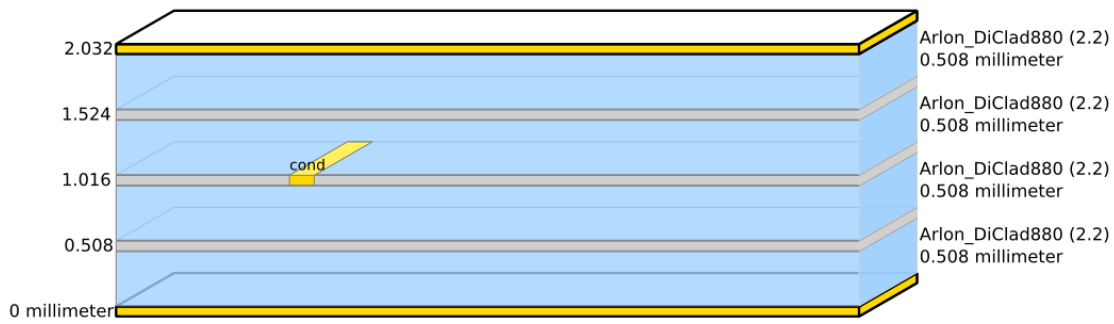


Figura 5.40 Implementación real de sustrato con 4 láminas de 0,508 mm.

Desde la figura 5.70 se puede ver que la atenuación en la banda de paso es de ≈ -3 dB, lo cual es obviamente aceptable como resultado práctico. Por otro lado, simulando con la altura del sustrato de acuerdo con el esquemático ($h = 1,524$ mm):

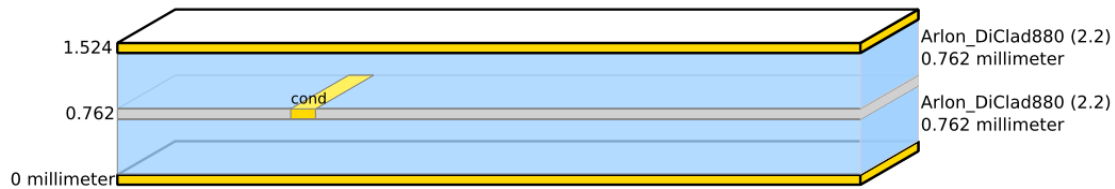


Figura 5.41 Sustrato de 1,524 mm de altura.

y con L_{sweep} de 2,69 mm, se obtiene el estrechamiento de banda y aumento de atenuación:

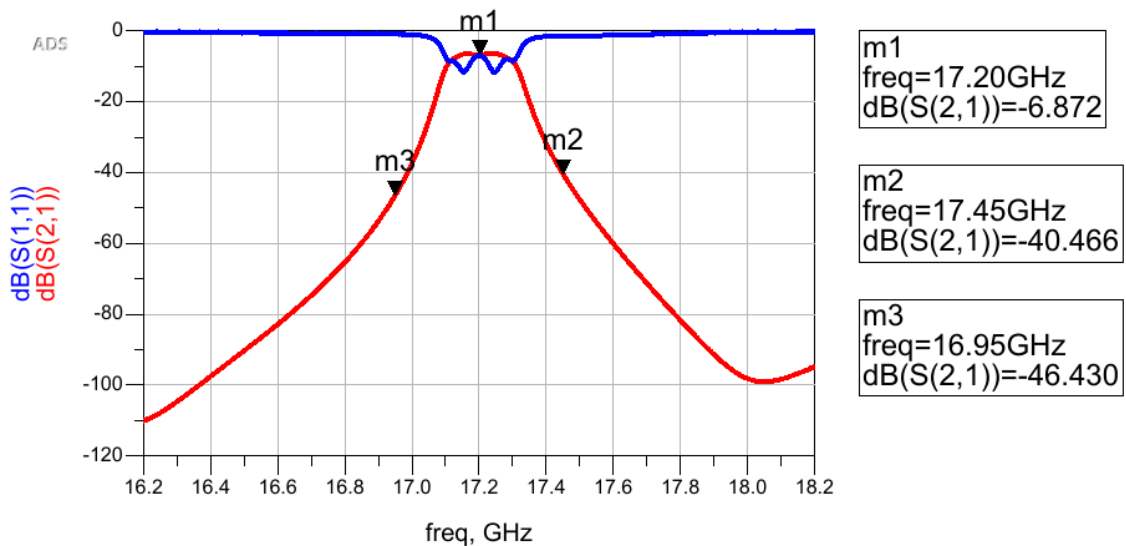


Figura 5.42 Resultado de simulación con sustrato de 1,524 mm de altura.

Simulación de campos radiados

Para simular los campos radiados por el circuito, hay que elegir Momentum Microwave como simulador en el EMSetup:

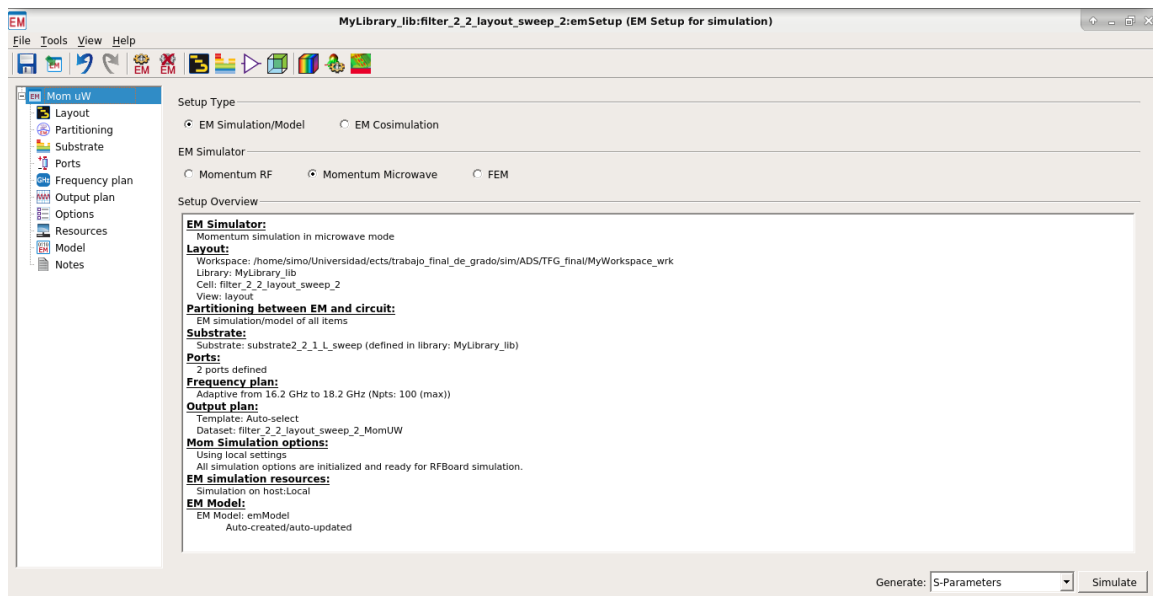


Figura 5.43 Elección de la simulación con Momentum Microwave.

Pulsando sobre el ícono *Far fields* es posible abrir la visualización del PCB en 3D:

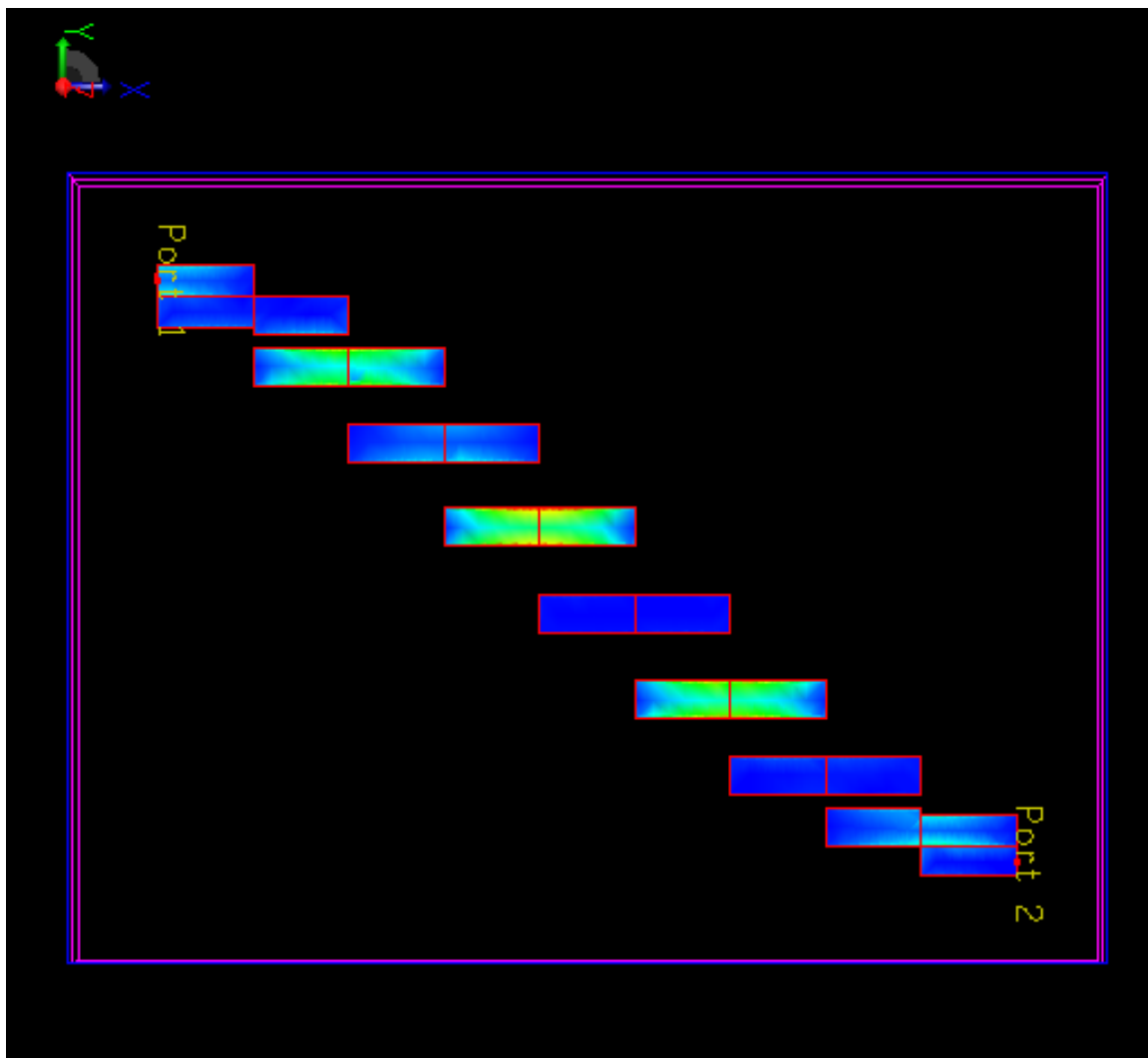


Figura 5.44 Densidad de corriente eléctrica (A/m) en las pistas del filtro.

y el campo eléctrico radiado, que como se había anticipado en los capítulos anteriores, es

nulo debido a las capas de GND que envuelven el sustrato:

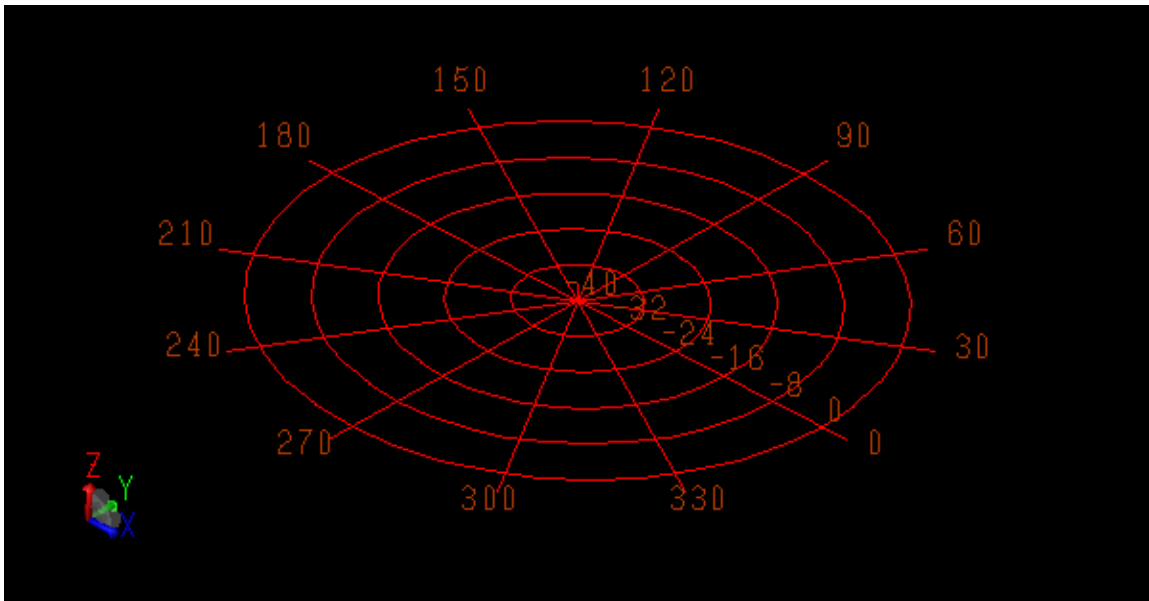


Figura 5.45 Campo eléctrico radiado (nulo)

Consideraciones

A raíz de este primer diseño, y de las pruebas hechas con ADS, se extraen las siguientes consideraciones, quizás útiles para diseños futuros:

- En bandas de frecuencia tan alta siempre se acaba haciendo un *tuning* de longitud de pistas (l) y de altura del sustrato (h).
- Las pérdidas se hacen aun más efectivas en simulación electromagnética.
- Al aumentar la altura del sustrato en simulación electromagnética, se nota un ensanchamiento de la banda de paso y una atenuación inferior.
- En banda estrecha se degradan las prestaciones del filtro. Es preferible, entonces, usar capas de sustratos de alto $h \geq 1$ mm.

5.5.4. Diseño #2 - *stripline* DiClad[®] 880 - Butterworth

Con la curiosidad de profundizar los efectos de implementar el filtro de banda más estrecha con el mismo sustrato, se ha implementado otro filtro de Butterworth con las mismas especificaciones de atenuaciones de banda, a excepción de que ahora la banda de paso se ha establecido de 300 MHz nominales. Es decir:

- **Frecuencia central:** $f_0 = 17,2$ GHz
- **Banda de paso:** $f_{\text{passL}} = 17,05$ GHz, $f_{\text{passH}} = 17,35$ GHz, 300 MHz.
- **Banda de rechazo:** $f_{\text{stopL}} = 16,2$ GHz, $f_{\text{stopH}} = 18,2$ GHz.
- **Atenuación en la banda de paso:** $\alpha_{\text{pass}} \approx 0,1$ dB.
- **Atenuación en la banda de rechazo:** $\alpha_{\text{stop}} \approx 70$ dB.

Calculando de las impedancias de modo par y modo impar se extraen los siguientes valores:

k	$Z_{\mathcal{E}} (\Omega)$	$Z_{\mathcal{O}} (\Omega)$
1	64.15	35.85
2	51.94	48.06
3	50.51	49.49
4	50.37	49.63
5	50.51	49.49
6	51.94	48.06
7	64.15	35.85

Tabla 5.4 Valores de impedancias de modo par y impar, diseño #2

y siguiendo los mismos pasos de la implementación anterior, se ha generado el siguiente esquema, completo de simulación paramétrica de longitud de *tuning*:

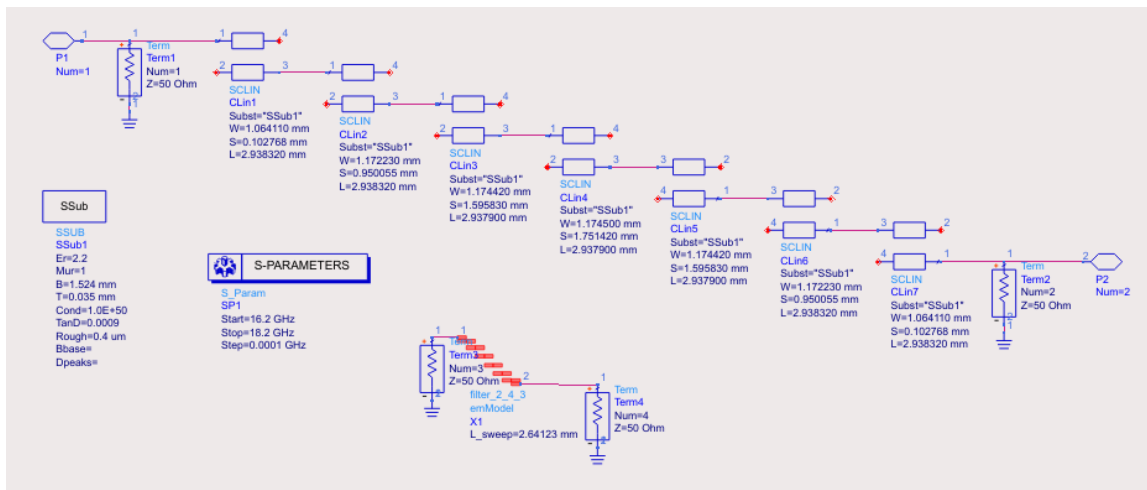


Figura 5.46 Sustrato del filtro de banda estrecha

Intentando respetar los mismos valores de altura de sustrato según esquemático (es decir, sin variaciones)

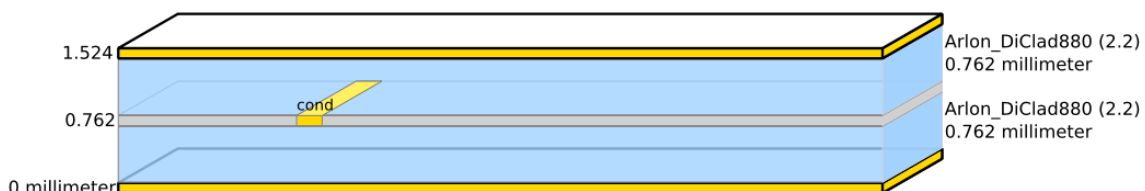


Figura 5.47 Esquema del filtro de banda estrecha

se obtiene un ulterior estrechamiento de banda tanto en simulación ideal como en *layout*, además de una atenuación inaceptable en la banda de paso (≈ -8 dB en *layout*):

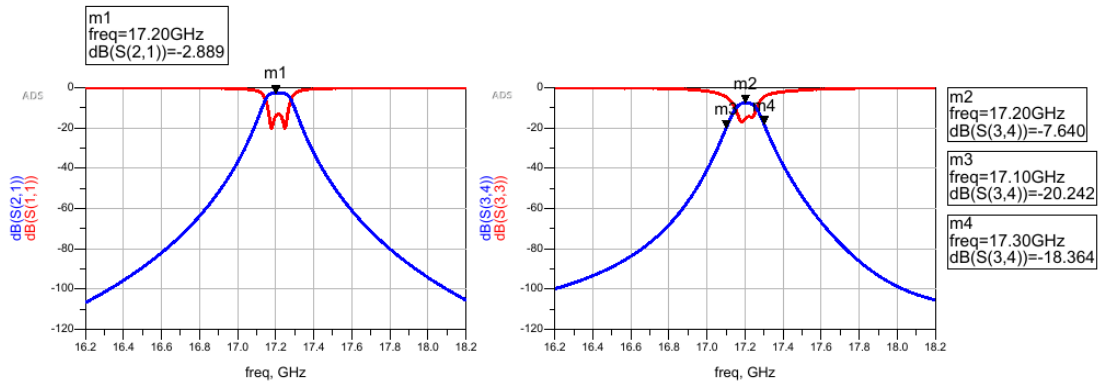


Figura 5.48 Simulación de banda estrecha: S_{21} esquema, S_{34} layout

Por otro lado, usando el sustrato de altura $h = 2$ mm como en la implementación anterior, el ajuste de longitud es mucho más crítico, donde se puede apreciar al desplazamiento abrupto de la banda de paso, en simulación:

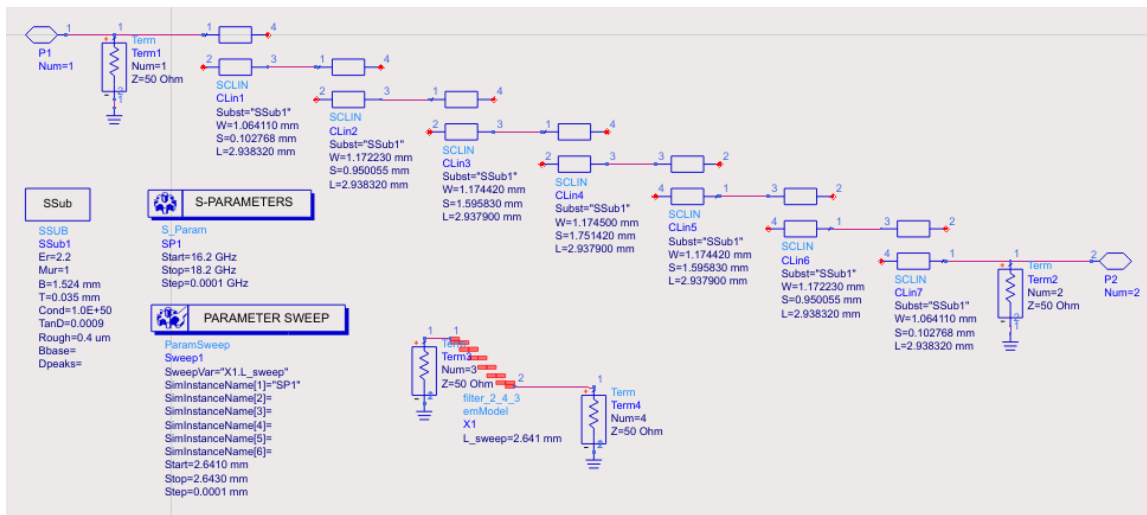


Figura 5.49 Esquema del filtro de banda estrecha - *sweep* de longitud.

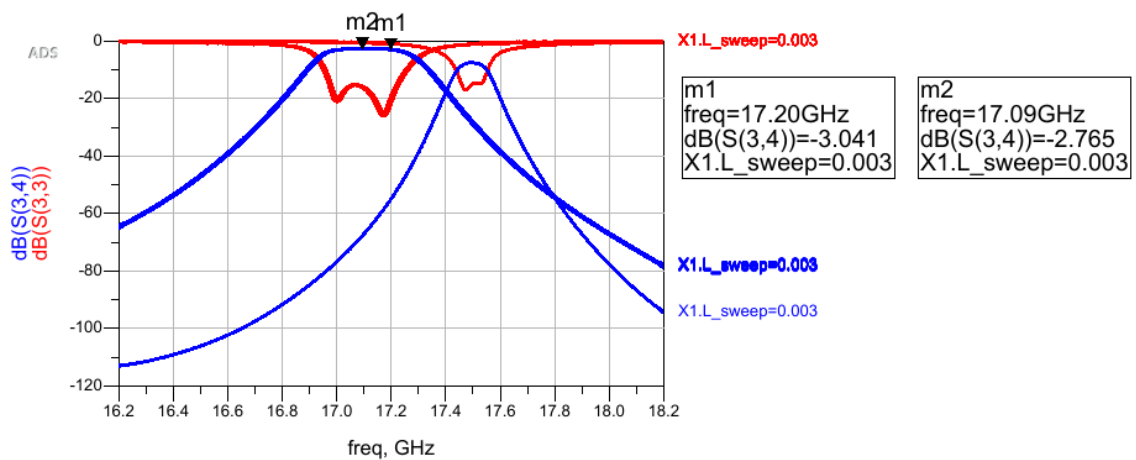


Figura 5.50 Simulación de banda estrecha con altura de sustrato $h = 2$ mm

cuyo resultado es, evidentemente, poco satisfactorio en términos de banda central.

5.5.5. Diseño #3 - *stripline* DiClad® 880 - Chebyshev

Es interesante ver cuales son los resultados de usar la aproximación de Chebyshev con las mismas especificaciones del diseño de inicio, es decir con ancho de banda de paso de 500 MHz. Para el calculo de las impedancias de modo par y modo impar se puede usar el código 5.19, del cual se obtienen los siguientes valores:

k	$Z_{\mathcal{E}} (\Omega)$	$Z_{\mathcal{O}} (\Omega)$
1	61.76	38.24
2	51.40	48.60
3	50.78	49.22
4	50.70	49.30
5	50.70	49.30
6	50.78	49.22
7	51.40	48.60
8	61.76	38.24

Tabla 5.5 Valores de impedancias de modo par y impar, diseño #3

El esquema generado es el siguiente (notar que el sustrato es el mismo del primer diseño):

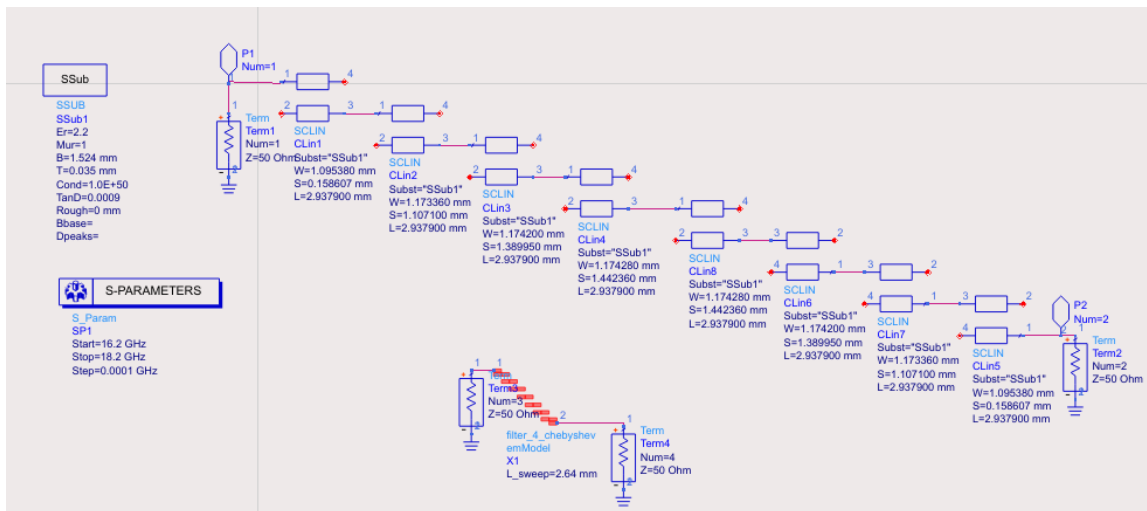


Figura 5.51 Filtro el líneas acopladas - Chebyshev



Figura 5.52 Sustrato $h = 2$ mm

y a seguir se representa la simulación ideal sobrepuesta a la del *layout*:

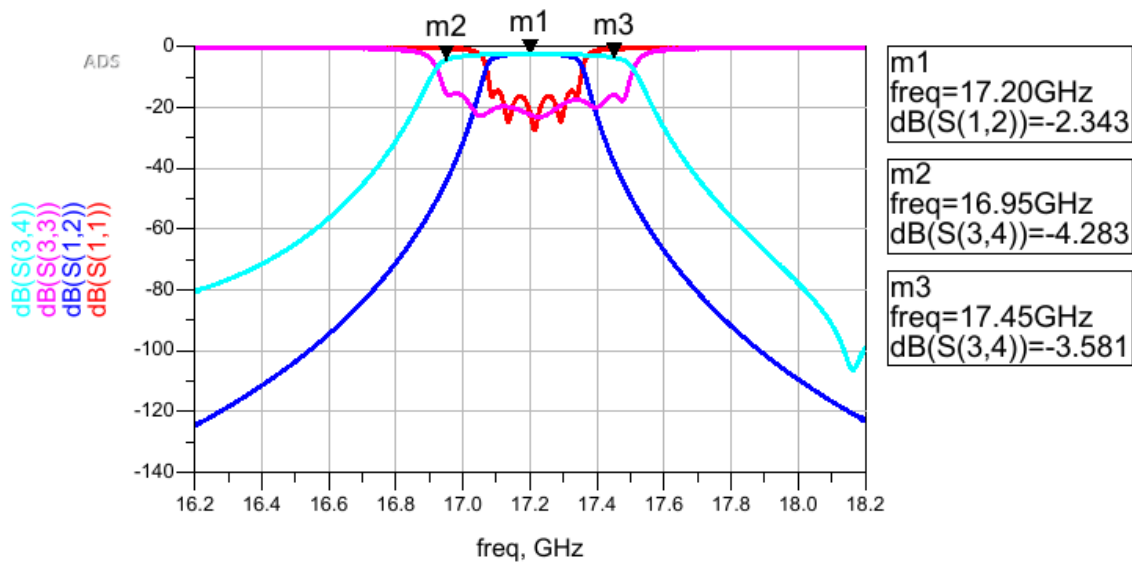


Figura 5.53 Simulación de la implementación con aproximación de Chebyshev.

De nuevo se puede notar un notable estrechamiento de la banda de paso de la respuesta ideal (esquemático), mientras se puede apreciar una respuesta algo más plana (con respecto a la de Butterworth) de la simulación de *layout*, además del ancho de banda deseado con $h = 2$ mm.

5.5.6. Diseño #4 - *microstrip* DiClad® 880 - Chebyshev

Después de obtener unos resultados interesantes con la implementación del filtro con aproximación de Chebyshev, se ha decidido probar el mismo filtro, es decir, mismas especificaciones y mismos valores de impedancias del diseño anterior, pero usando el tipo de línea *microstrip*.

Para esta tecnología ADS permite usar el sustrato MSub[49], que también prevee usar una capa de cubierta distanciada del sustrato por una altura H_u . Lógicamente esta es una ventaja del diseño ya que interesa que la radiación emitidas y conducidas sean nulas. En este caso la cubierta se considera que es el apantallamiento que se puede soldar sobre el PCB o bien colocar sobre el filtro gracias a simples soportes soldados.

El esquema generado con las líneas *microstrip* es el siguiente:

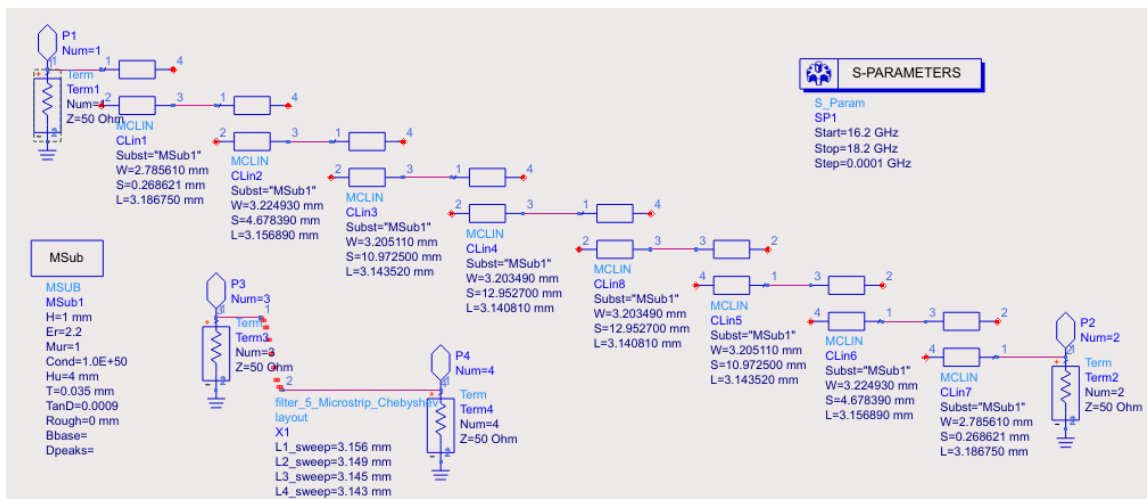


Figura 5.54 Esquema del filtro *microstrip* con aproximación de Chebyshev.

Observando las dimensiones de las pistas del esquema ideal se aprecia que, a diferencia de una implementación *stripline*, los acopladores no tienen todos la misma longitud, hecho que dificulta un poco más el *tuning* de este parámetro. De hecho se han simulado varias iteraciones, donde los valores de `X1.L1_sweep`, `X1.L2_sweep`, `X1.L3_sweep`, `X1.L4_sweep` se corresponden a las longitudes aplicadas respectivamente a los componentes `C_Lin1`, `C_Lin3`, `C_Lin3`, `C_Lin4` y obviamente replicadas para la simetría de la estructura. Los valores representados son el resultado de un *tuning* manual.

A continuación se representa el sustrato utilizado para el *layout*, de acuerdo con el esquema:

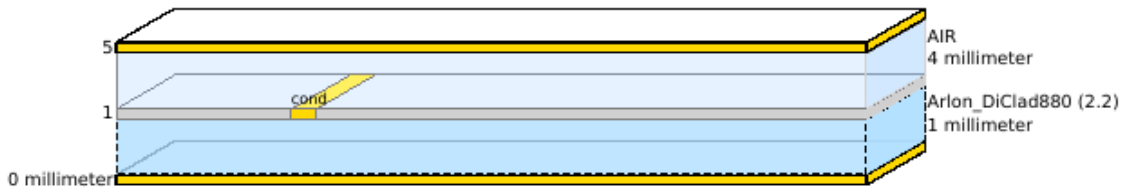


Figura 5.55 Sustrato de *layout* del filtro *microstrip* con aproximación de Chebyshev.

y después de ejecutar la simulación de la respuesta en frecuencia, se puede apreciar el siguiente resultado:

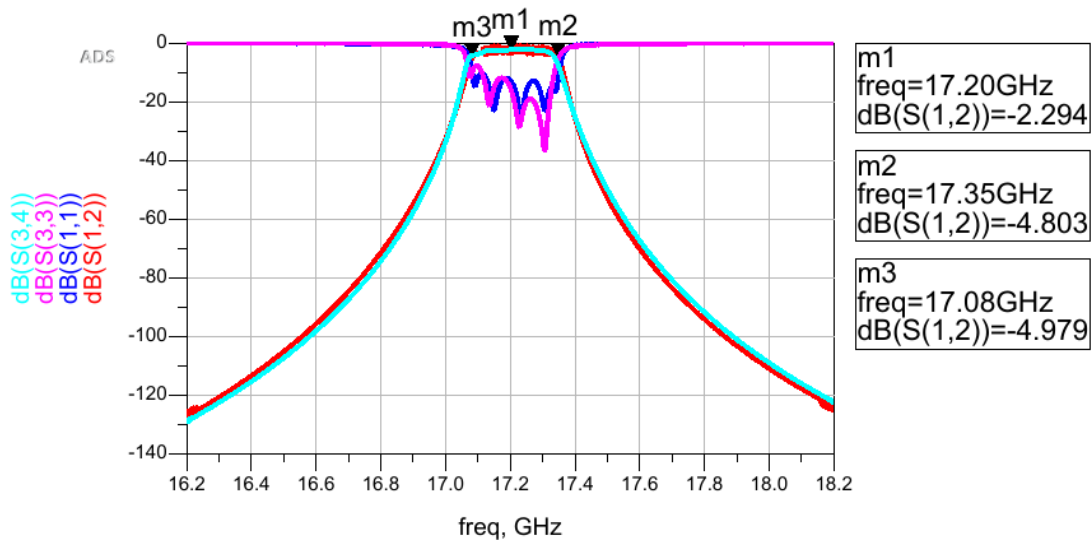


Figura 5.56 Simulación del filtro *microstrip* con aproximación de Chebyshev.

en el que se puede apreciar la notable coincidencia entre la simulación ideal de esquema y la simulación de *layout*.

5.5.7. Diseño #5 - *stripline* PTFE - Chebyshev

Hasta ahora solo se ha probado, como sustrato, el DiClad[®] 880, el cual tiene unas pérdidas de dieléctrico $\tan(\delta) \approx 0,0009$. Es obvio que, cuanto más bajo el valor de dicho parámetro, menos pérdidas se tendrán en la banda de paso. Sin embargo, es interesante ver cómo se cuantifican efectivamente estas pérdidas en una simulación de *layout*, es decir, si se pueden notar mejoras o menos.

En el presente y siguiente apartado, se simulará la respuesta en frecuencia con dos sustratos diferentes: PTFE (teflón) y Rogers R04003™ cuyas características principales se pueden extraer desde la tabla (2.1).

Para el diseño con sustrato de teflón, el esquema calculado ha sido el siguiente:

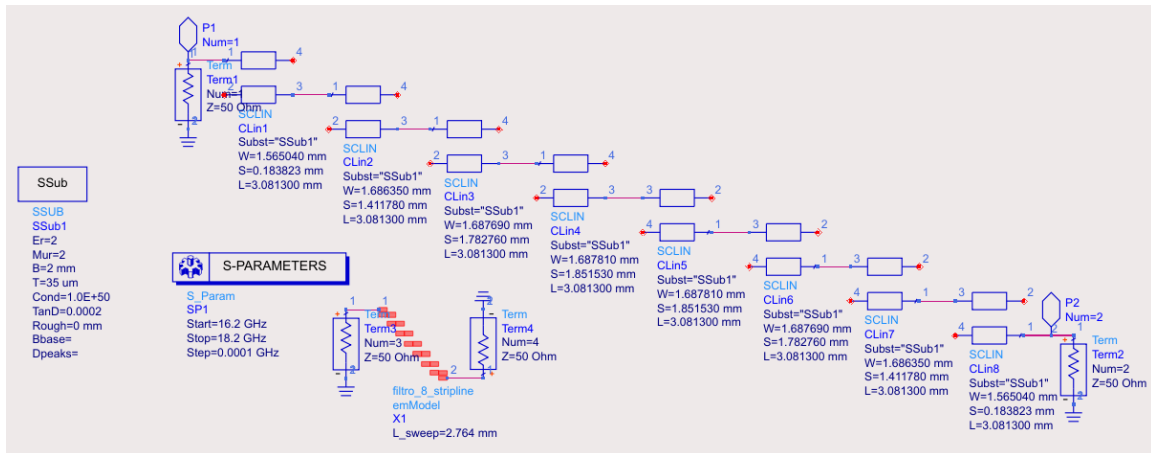


Figura 5.57 Esquema del filtro *stripline*, sustrato PTFE, aproximación de Chebyshev.

En este caso no se ha elegido un sustrato comercial, así que la altura del mismo se ha decidido de acuerdo con las simulaciones anteriores, es decir, $h = 2$ mm, tanto en esquema como en *layout*:

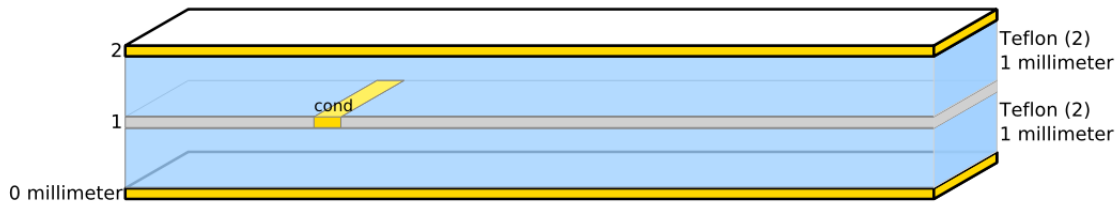


Figura 5.58 Sustrato del diseño #5.

mientras que el resultado de la simulación ha sido el siguiente:

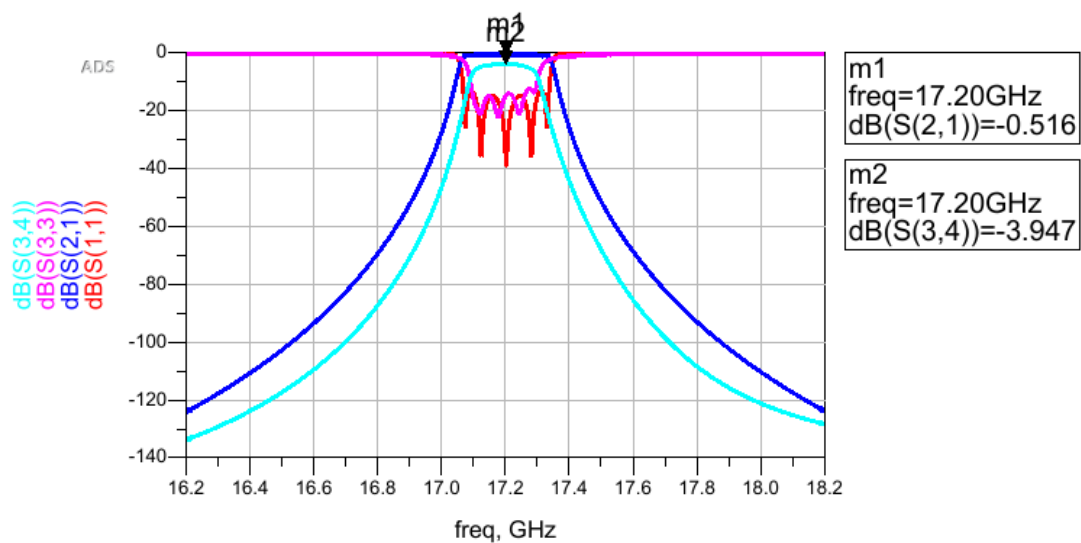


Figura 5.59 Simulación de parámetros S del diseño #5.

5.5.8. Diseño #6 - *stripline* R04003™ - Chebyshev

A seguir se expone el diseño para el sustrato R04003™:

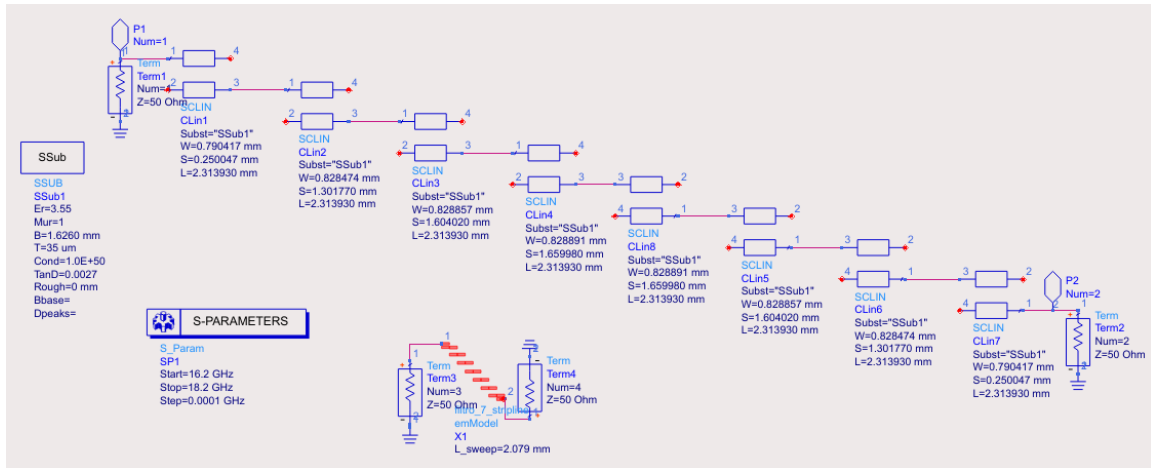


Figura 5.60 Esquema del filtro *stripline*, sustrato R04003™, aproximación de Chebyshev.

La altura de sustrato se ha elegido de acuerdo con la altura de láminas proporcionadas por el fabricante[46], es decir 2 láminas de 0,813 mm.

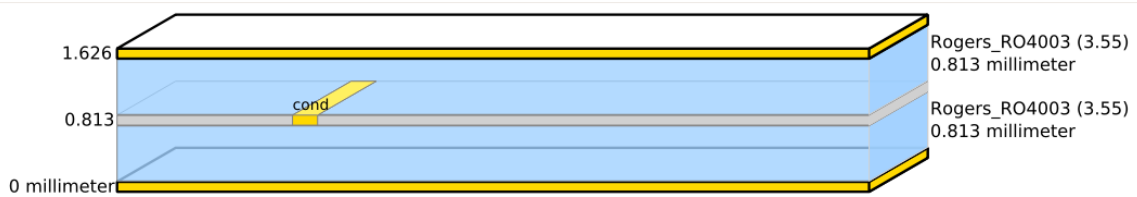


Figura 5.61 Sustrato del diseño #6.

Simulando el diseño, para $l = 2,079$ mm se ha obtenido la siguiente respuesta:

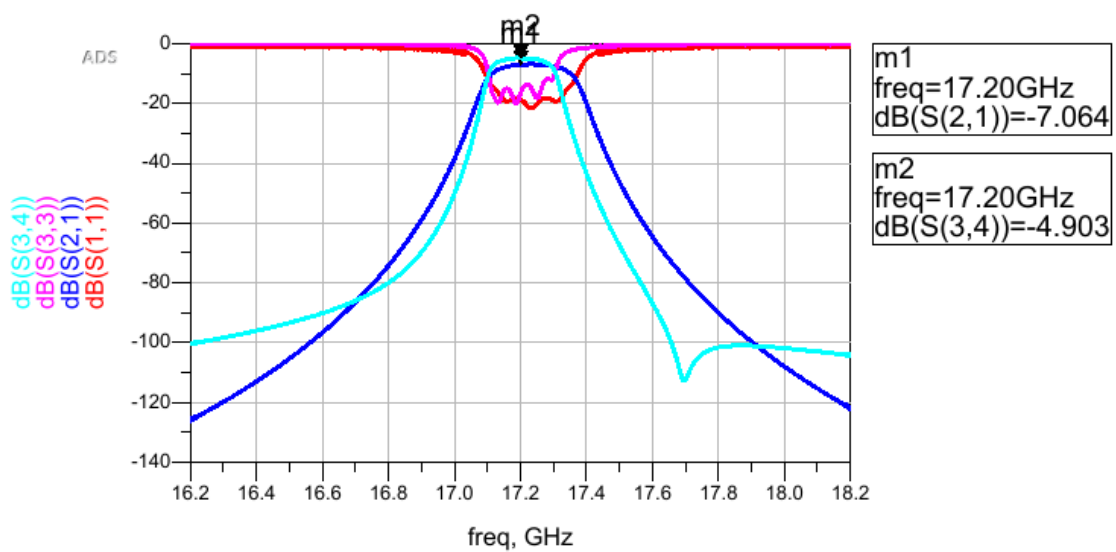


Figura 5.62 Simulación de parámetros S del diseño #6.

En este caso la atenuación es de ≈ -5 dB, lo que puede ser un problema a la hora de procesar la señal.

5.6. Estudio de las variaciones de temperatura

Es deber de cualquier ingeniero de desarrollos electrónicos tener en cuenta el impacto de las variaciones de temperatura sobre el comportamiento del diseño. ADS, entre otras opciones, ofrece la posibilidad de evaluar la respuesta del circuito especificando una cierta temperatura de trabajo:

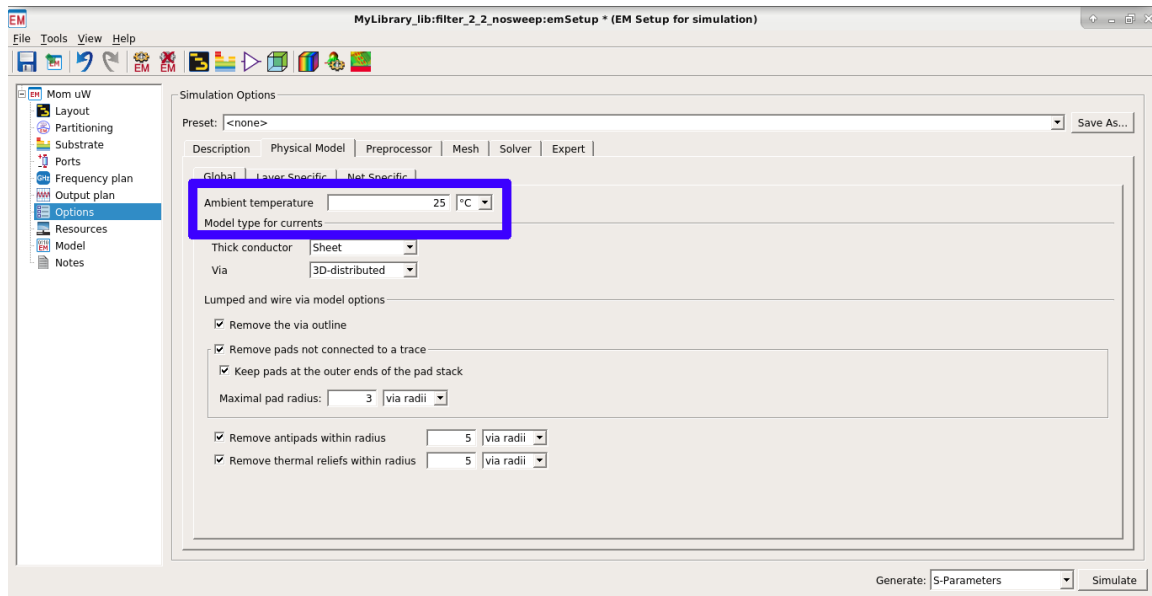


Figura 5.63 Opción para la variación de temperatura en EMsetup.

Todas las simulaciones presentadas hasta el momento se han efectuado a temperatura ambiente, es decir 25°. Para evaluar los efectos de dicha variación, se ha probado una variación de $25^\circ \pm 10^\circ$, sobre el mismo circuito del diseño #1 (*stripline* con aproximación de Butterworth) sin variaciones de longitud de línea.

A seguir se presentan los resultados de simulación respectivamente a 15° y 35°:

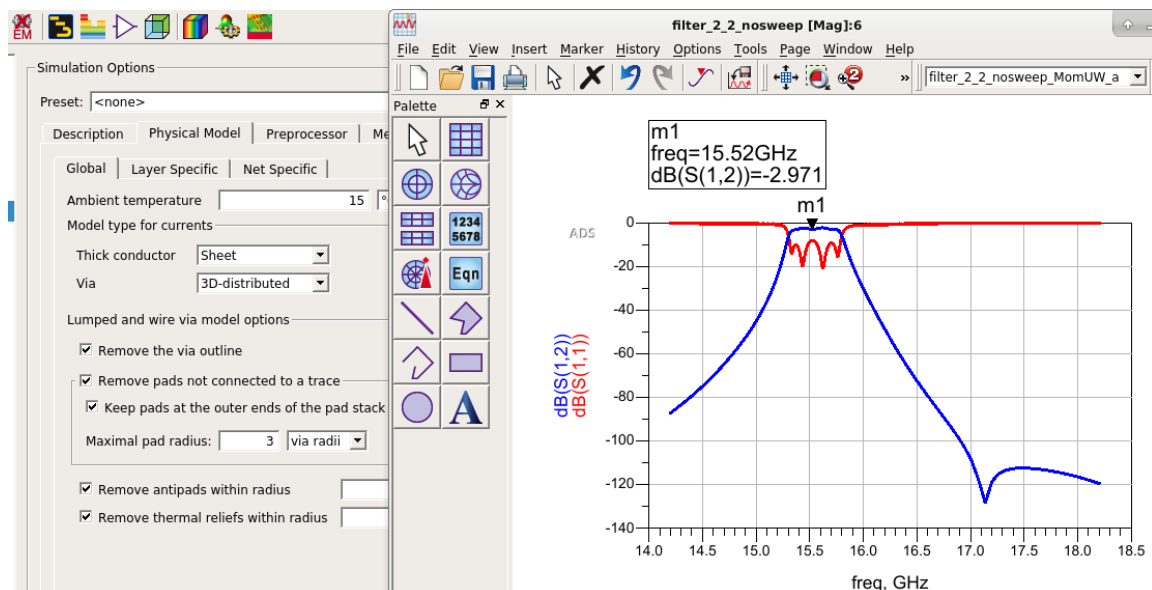


Figura 5.64 Simulación de la respuesta en frecuencia, temperatura 15°.

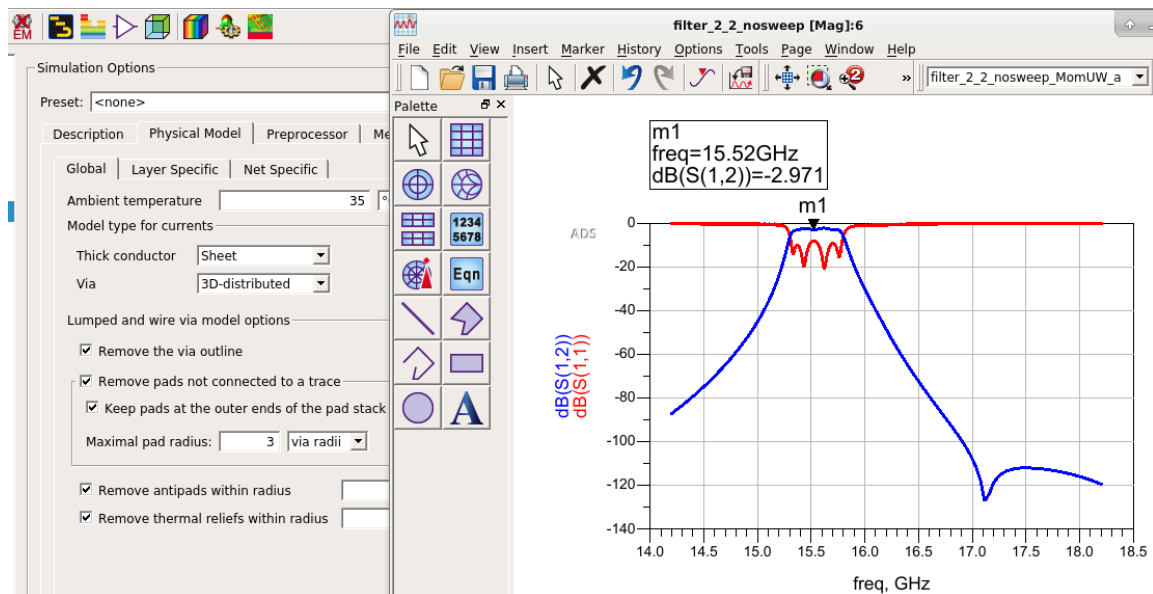


Figura 5.65 Simulación de la respuesta en frecuencia, temperatura 35°.

Se puede apreciar que la variación de la respuesta en frecuencia es nula. En el caso de que ADS modele correctamente la realidad con respecto a la temperatura de trabajo, se asume que *a priori* no es necesario preocuparse a respecto, aunque sí sería necesario en el caso de que se observaran variaciones en una implementación real.

5.7. Resumen

En este capítulo se han podido probar varios diseños, y de cada uno de ellos se han podido extraer algunas consideraciones interesantes.

Se ha priorizado la estructura *stripline* por sus ventajas respecto al tamaño reducido de dimensiones y por garantizar un apantallamiento completo sin necesidad de una carcasa externa, aunque ADS prevee que se use dicha protección también para sustratos *microstrip*.

Gracias a las implementaciones #1 y #2 se ha podido comprobar definitivamente que cuanto más se reduce el espesor del sustrato, más se estrecha la banda y se degrada la respuesta en términos de atenuación, hecho que ya se pudo prever gracias a la simulación paramétrica del primer diseño. Por otro lado siempre se aconseja no establecer especificaciones de diseño de banda demasiado estrecha.

Se ha conseguido obtener resultados satisfactorios con ambas aproximaciones de Butterworth (*stripline*) y Chebyshev (*stripline* #3 y *microstrip* #4), cumpliendo las especificaciones de atenuación tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo.

También se han probado diferentes sustratos (#5 y #6) con pérdidas de dieléctrico diferentes para cuantificar las pérdidas en las implementaciones de *layout*, y, según los resultados obtenidos, no se han notado diferencias sustanciales.

En cuanto a los resultados de comparación entre los dos tipos de líneas, con las líneas *microstrip* se ha conseguido obtener un resultado que se considera atractivo sin aplicar variaciones de sustratos entre el esquema y el *layout*.

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

En todos los casos ha sido necesario un ajuste de parámetros. Los que se pueden variar con más flexibilidad son la altura del sustrato (h), y la longitud de la línea de transmisión (l). Los fabricantes ofrecen láminas de diferentes altura, mientras que el ajuste de la longitud la línea solo está limitado a la precisión del CAD de desarrollo.

En cuanto a las variaciones mencionadas, el diseño es más crítico cuanto más sea alta la frecuencia de trabajo. A seguir se expone una simulación de un filtro pasa-banda con aproximación de Butterworth centrado en 5 GHz con ancho de banda de 100 MHz, banda de rechazo de 1 GHz, $\alpha_{\text{pass}} = 0,1 \text{ dB}$ y $\alpha_{\text{stop}} = 70 \text{ dB}$, sin aplicar ninguna variación parámetros:

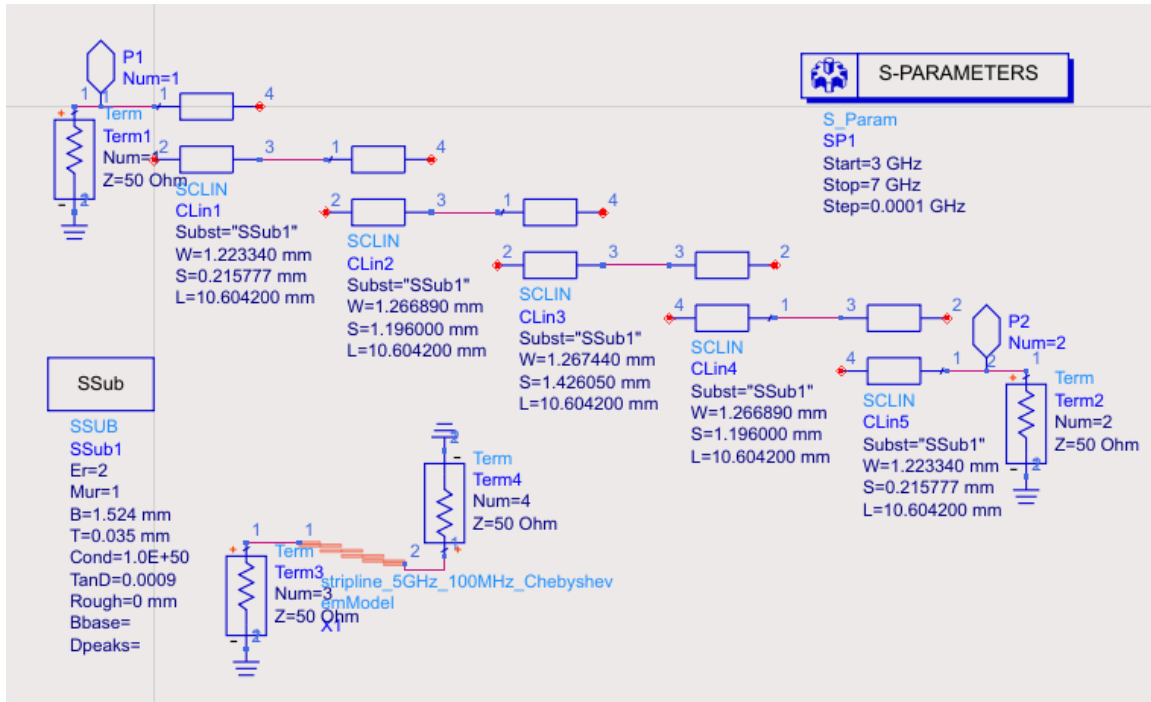


Figura 5.66 Esquema

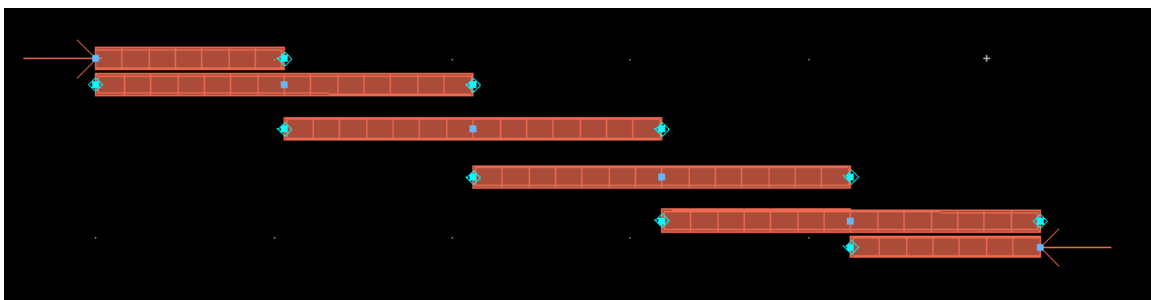


Figura 5.67 Esquema

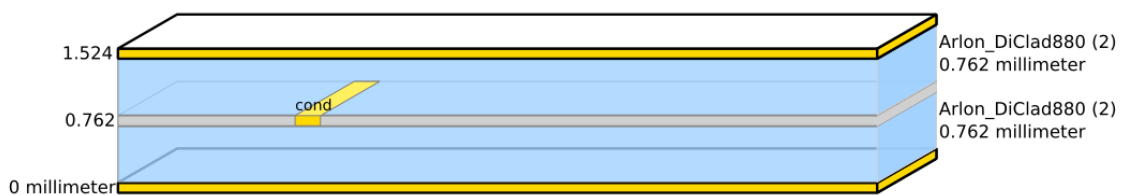


Figura 5.68 Sustrato

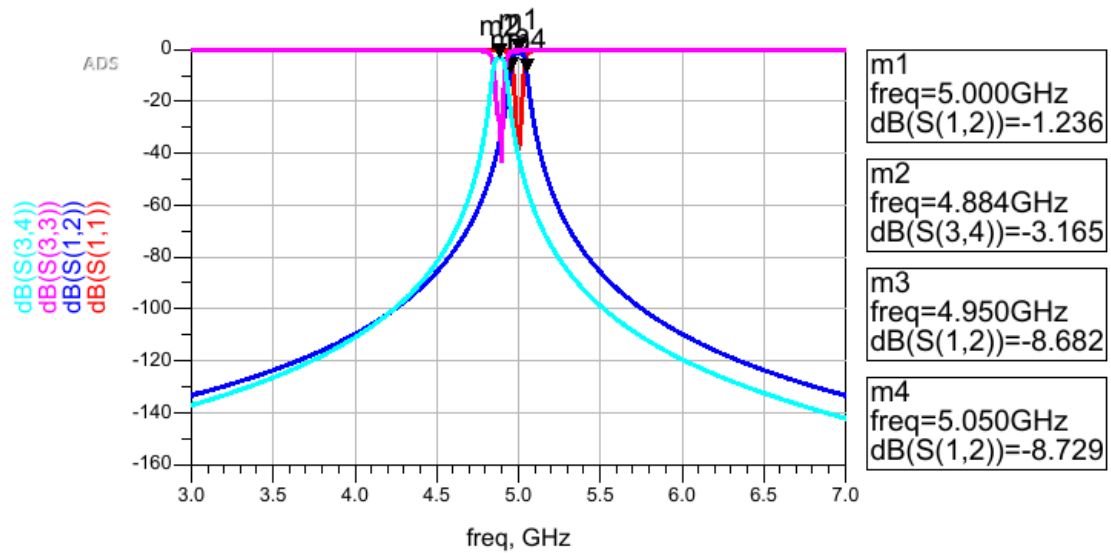


Figura 5.69 Simulación ideal vs *layout*

Se puede apreciar que, bajando la frecuencia de trabajo, el diseño se hace menos crítico porque, a pesar de tener $\approx 1,93$ dB de diferencia entre la atenuación ideal y la del *layout*, esta última respuesta no sufre una variación de frecuencia tan alta como en las simulaciones anteriores, sino que es mucho más baja. De hecho que puede ver que $\Delta f \approx -2,32\%$, lo que en la práctica requiere variaciones más pequeñas de longitud.

Por último, las pruebas hechas con ADS han sido muchas más de las que se han publicado en este documento (las que se consideran más importantes), tanto por mejorar la experiencia con dicho *software* como para poder extraer conclusiones lo más posibles acertadas desde las simulaciones.

Conclusiones

Desde las implementaciones del filtro se puede destacar las siguientes conclusiones.

El diseño se hace más crítico cuanto más se suba en frecuencia. En concreto se hacen muy evidentes las pérdidas del dieléctrico, que son más altas cuanto más baja sea la altura de sustrato, y en general se nota como, siempre bajo las mismas condiciones, el diseño real se aleja bastante de lo ideal.

La elección del material de sustrato juega un papel importante a la hora de minimizar las pérdidas. Es decir que en la banda de frecuencia del filtro en cuestión, siempre es preferible usar un sustrato con $\tan(\delta)$ muy pequeño ($\leq 0,001$).

Por otro lado, puede ser conveniente trabajar con materiales cuya constante dieléctrica relativa ϵ_r sea lo más pequeña posible, ya que, como se ha visto según la ecuación (1.1), la dimensión de longitud de la pista es inversamente proporcional a este parámetro. De esta manera se pueden obtener diseños con dimensiones aceptables sin tener que caer en ajustes demasiados finos a la hora de diseñar el *layout* en PCB.

Resultados y objetivos alcanzados

Como se ha mencionado en la Sección 5.7, se considera que los diseños con los cuales se han obtenido los mejores resultados según los requisitos de diseño establecidos son las #1 (Subsección 5.5.4), #3 (Subsección 5.5.5) y #4 (Subsección 5.5.6), sin embargo, no quiere decir que todas ellas los cumplan de manera estricta.

La tabla que se expone a continuación resume los resultados de los diseños mencionados según los parámetros de interés según las especificaciones:

Diseño y aproximación	α_{pass}	α_{stop}	Banda de paso
#1 - Butterworth - <i>stripline</i>	-2,94 dB	-64 dB	≈ 500 MHz
#3 - Chebyshev - <i>stripline</i>	-2,34 dB	-80 dB, -109 dB	≈ 500 MHz
#4 - Chebyshev - <i>microstrip</i>	-2,29 dB	-130 dB	≈ 240 MHz

Tabla 5.6 Tabla comparativa de resultados

El único diseño que no respeta completamente las especificaciones es el #1, concretamente solo en términos de atenuación en la banda de rechazo ya que su valor es de ≈ -64 dB mientras que las especificaciones iniciales se establecen -70 dB. Aunque sea una diferencia de ≈ 6 dB, se podría argumentar que las especificaciones se hayan sobre-dimensionado y que en radio-frecuencia se trabajan con ciertos niveles de tolerancias y no con valores estrictamente exactos (lo cual es cierto a nivel práctico), pero en números el resultado

es cuestionable ya que la atenuación es menor (en valor absoluto) que las especificaciones.

En cuanto a los diseños #3 y #4 se cumplen las especificaciones en todos los parámetros con atenuaciones de banda de rechazo que sobrepasan notablemente las especificaciones, así como se respeta el ancho banda mínimo y máximo.

Con respecto al diseño #4, al ser en estructura *microstrip* sus resonadores son de diferentes longitudes entre ellos, y esto hace que el *tuning* sea más complicado tanto en simulación como en una realización física, lo cual es seguramente un factor en contra.

Para facilitar la inspección visual, se re-proponen los resultados de los diseños a continuación. Se recuerda que para los diseños #3 y #4, los resultados de *layout* se corresponden al coeficiente de transmisión S_{34} y de reflexión S_{33} .

Resultado del diseño #1

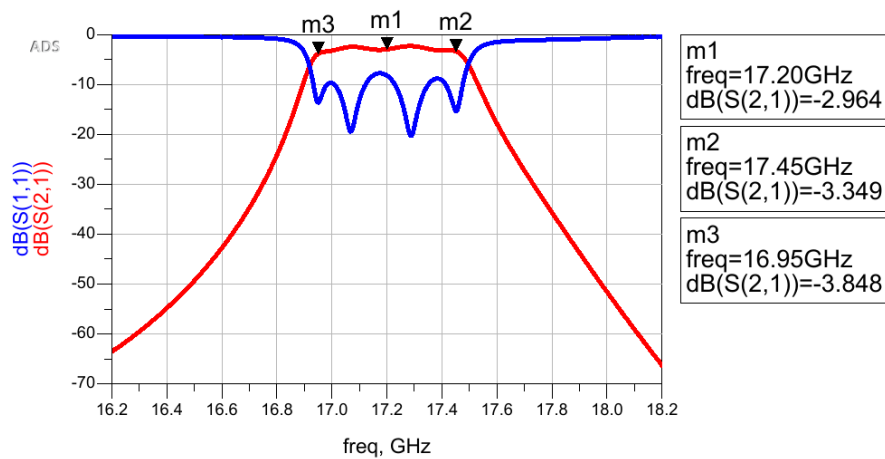


Figura 5.70 Resultado de simulación #1.

Resultado del diseño #3

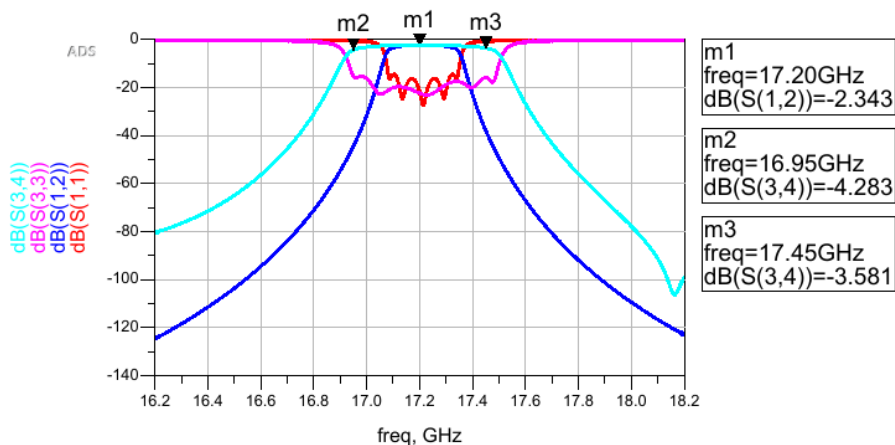


Figura 5.71 Resultado de simulación #3.

Resultado del diseño #4

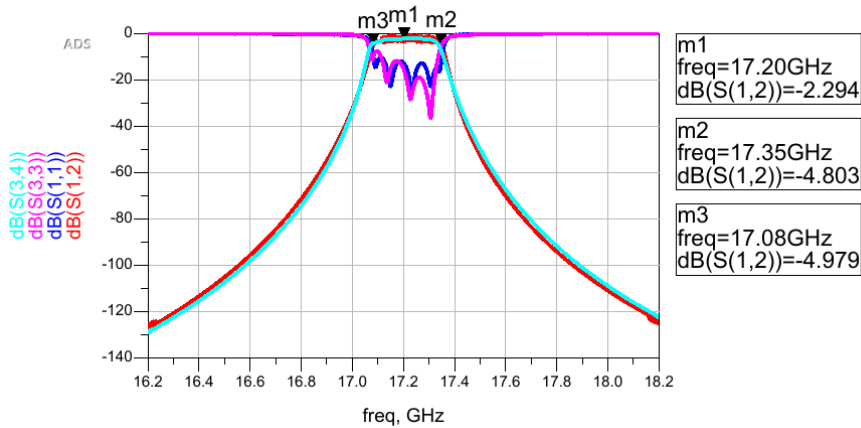


Figura 5.72 Resultado de simulación #4.

Avances futuros

A pesar de que este trabajo se limita a simulaciones ideales y de *layout*, lo único que puede corroborar los resultados publicados es la implementación física en circuito impreso con conectores apropiados de $50\ \Omega$ de impedancia.

En primera instancia, se propone hacer varios diseños del mismo filtro *stripline*, cada uno con una longitud l distinta, de valores alrededor de la medida por la cual se considera que la simulación de *layout* es satisfactoria, por ejemplo $\approx 2,6$ mm para las implementaciones #1 con aproximación de Butterworth o la #3 con aproximación de Chebyshev.

Es decir, que se podría implementar un banco de filtros donde la variación entre uno y otro sería de 0,01 mm entre los $\approx 2,6$ mm y $\approx 2,7$ mm.

La implementación física en línea *microstrip* por otro lado requeriría más diseños ya que cada resonador, como se ha visto, tiene una longitud distinta y entonces sería más difícil obtener un resultado satisfactorio.

Anexos

Códigos GNU/Octave

Funciones

Listing 5.1: plot_mag.m

```
1 function y = plot_mag(w, mag)
2     y = semilogx(w, 20*log10(abs(mag)), 'Linewidth', 3);
3     ylim([-80, 0]);
4     xlim([0.1, 10.1]);
5     hold on;
6     ylabel('Magnitude (dB)');
7     xlabel('\omega (rad/s)');
8     yticks(-80:10:0);
9     grid on;
10    xticklabel = get(gca, 'xtick');
11    set(gca, 'XTickLabel', xticklabel);
12 end
```

Listing 5.2: plot_phase.m

```
1 function plot_phase(w, phase, varargin)
2     semilogx(w, deg2rad(phase), 'Linewidth', 3);
3
4     p = inputParser;
5     addParameter(p, 'ylim', '', @ischar);
6     parse(p, varargin{:})
7
8     ylim = p.Results.ylimit;
9
10    if(length(ylim) > 0)
11
12        if(ylim == 'full')
13            ylim([-2*pi, 2*pi]);
14            yticks([-2*pi -3/2*pi -pi -pi/2 0 pi/2 pi 3/2*pi 2*pi]);
15            yticklabels({'-2\pi', '-3/2\pi', '-\pi', '-\pi/2', '0', '\pi/2', '\pi',
16                        '3/2\pi', '2\pi'});
17        elseif(ylim == 'positive')
18            ylim([0, 2*pi]);
19            yticks([0 pi/2 pi 3/2*pi 2*pi]);
20            yticklabels({'0', '\pi/2', '\pi', '3/2\pi', '2\pi'});
21        end
22    else
```

```

22     ylim([-2.*pi, 0]);
23     yticks([-2*pi -3/2*pi -pi -pi/2 0]);
24     yticklabels({'-2\pi', '-3/2\pi', '-\pi', '-\pi/2', '0'});
25     end
26
27     xlim([0.1, 10.1]);
28     ylabel('\phi(\omega) (rad)');
29     xlabel('\omega (rad/s)');
30     grid on;
31     xticklabel = get(gca, 'xtick');
32     set(gca, 'XTickLabel', xticklabel);
33 end

```

Listing 5.3: get_unit_circle_xy.m

```

1 function [x, y] = get_unit_circle_xy()
2     theta = linspace(0, 2*pi, 360);
3     x = cos(2.*pi.*theta);
4     y = sin(2.*pi.*theta);
5 end

```

Listing 5.4: plot_zp.m

```

1 function plot_zp(z, p, x, y)
2
3     plot(x, y, 'Linewidth', 2, 'color', [1 0 0]);
4     hold on;
5
6     if(size(z))
7         plot(z, 'o', 'Linewidth', 1, 'color', [0 0 0]); hold on;
8         plot(p, 'x', 'Linewidth', 3, 'color', [0 0 1]);
9         legend('', 'zeros', 'poles');
10    else
11        plot(p, 'x', 'Linewidth', 3, 'color', [0 0 1]);
12        legend('', 'poles');
13    end
14
15 end

```

Listing 5.5: LP2BP.m

```

1 function [L C] = LP2BP(x, R, bw, w0, str_tr)
2
3     if(str_tr == 'LS')
4         L = x*R/(bw*w0);
5         C = bw/(x*w0*R);
6     elseif(str_tr == 'CP')
7         L = bw*R/(w0*x);
8         C = x/(w0*R*bw);
9     else
10        y = -1;
11    end
12 end

```

Butterworth

Listing 5.6: butt_poles_plot.m

```

1 N = 4;
2 [z, p, g] = buttap(N);
3 [x, y] = get_unit_circle_xy();
4
5 fig = figure();
6 plot_zp(z, p, x, y);
7 xticks([-1 0 1]);
8 yticks([-1 0 1]);
9 xlabel('\sigma');
10 ylabel('i \omega');
11 axis('equal'); grid on;
12 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg'])
13 waitfor(fig);

```

Listing 5.7: butt_bode_plot.m

```

1 N = 4;
2 [z, p, g] = buttap(N);
3 [num, den] = zp2tf(z,p,g);
4 [mag, phase, w] = bode(tf(num, den));
5
6 fig = figure();
7 subplot(2,1,1);
8 plot_mag(w, mag);
9 subplot(2,1,2);
10 plot_phase(w, phase);
11 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg'])
12 waitfor(fig);

```

Listing 5.8: butt_order.m

```

1 function n = butt_order(f_pass, f_stop, att_pass_dB, att_stop_dB)
2     att_pass = 10^(att_pass_dB/10);
3     att_stop = 10^(att_stop_dB/10);
4
5     N = (att_stop-1)/(att_pass-1);
6     D = (f_stop/f_pass);
7
8     n = ceil(log(N)/(2*log(D)));
9 end

```

Listing 5.9: butt_components.m

```

1 function g = butt_components(N)
2     k = 1:N;
3     g = (2*sin((2.*k-1).*pi/(2.*N)));
4 end

```

Chebyshev

Listing 5.10: cheb1_poles_plot.m

```

1 N = 4;
2 [z,p,k] = cheblap(4,0.5);
3 [x, y] = get_unit_circle_xy();
4
5 fig = figure();
6 plot_zp(z, p, x, y);
7 xticks([-1 0 1]);
8 yticks([-1 0 1]);
9 xlabel('\sigma');
10 ylabel('i \omega');
11 axis('equal'); grid on;
12 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg'])
13 waitfor(fig);

```

Listing 5.11: cheb1_bode_plot.m

```

1 N = 4;
2 attpass = 0.5;
3 [z, p, g] = cheblap(N, attpass);
4 [num, den] = zp2tf(z, p, abs(g));
5 [mag, phase, w] = bode(tf(num, den));
6
7 fig = figure();
8 subplot(2,1,1);
9 plot_mag(w, mag);
10 subplot(2,1,2);
11 plot_phase(w, phase);
12 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg'])
13 waitfor(fig);

```

Listing 5.12: cheb1_order.m

```

1 function n = cheb1_order(wp, ws, ap, as)
2     n = ceil(acosh(sqrt(10^(as/10)-1)/(10^(ap/10)-1))/(acosh(ws/wp)));
3 end

```

Listing 5.13: cheb1_components.m

```

1 function [g] = cheb1_components(N, apass)
2
3     B = log(coth(apass/(40*log10(exp(1)))));
4     Y = sinh(B./(2.*N));
5
6     k = 1:N;
7     b = Y.^2 + (sin(k.*pi/N)).^2;
8     a = sin((2.*k-1).*pi/(2.*N));
9     g = ones(1, N);
10
11     for k = 1:N
12         if(k == 1)
13             g(k) = (2.*a(k))/Y;
14         else

```

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

```
15         g(k) = (4.*a(k).*a(k-1))./(b(k-1).*g(k-1));
16     end
17 end
18
19 if (~mod(N,2))
20     g(N+1) = (coth(B./4)).^2;
21 end
22 end
```

Chebyshev Inverso

Listing 5.14: cheb2_zeros_poles_plot.m

```
1 N = 4;
2 attstop = 40;
3 [z, p, g] = cheb2ap(N, attstop)
4 [x, y] = get_unit_circle_xy();
5
6 fig = figure();
7 plot_zp(z, p, x, y);
8 %xticks([-3 -2 -1 0 1 2 3]);
9 %yticks([-3 -2 -1 0 1 2 3]);
10 xlim([-2 2]);
11 xlabel('\sigma');
12 ylabel('i \omega');
13 axis('equal');
14 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg'])
15 waitfor(fig);
```

Listing 5.15: cheb2_bode_poles_plot.m

```
1 N = 4;
2 attstop = 40;
3
4 [z, p, g] = cheb2ap(N, attstop);
5 [num, den] = zp2tf(z,p,g);
6 [mag, phase, w] = bode(tf(num, den));
7
8 fig = figure();
9 subplot(2,1,1);
10 plot_mag(w, mag);
11 subplot(2,1,2);
12 plot_phase(w, phase);
13 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg'])
14 waitfor(fig);
```


Cauer

Listing 5.16: elliptic_zeros_poles_plot.m

```
1 N = 4;
2 attpass = 0.5;
3 attstop = 40;
4 [z, p, g] = ellipap(N, attpass, attstop);
5 [num, den] = zp2tf(z,p,g);
6 [x, y] = get_unit_circle_xy();
7
8 fig = figure();
9 plot_zp(z, p, x, y);
10 %xticks([-2 -1 0 1 2]);
11 xlim([-2 2]);
12 %yticks([-2 -1 0 1 2]);
13 ylim([-2 2]);
14 xlabel('\sigma');
15 ylabel('i \omega');
16 axis('square');
17 saveas(fig, ['./images/' mfilename '.jpg']);
18 waitfor(fig);
```

Listing 5.17: elliptic_bode_plot.m

```
1 N = 4;
2 attpass = 0.5;
3 attstop = 40;
4 [z, p, g] = ellipap(N, attpass, attstop);
5 [num, den] = zp2tf(z,p,g);
6 [mag, phase, w] = bode(tf(num, den));
7
8 fig = figure();
9 subplot(2,1,1);
10 plot_mag(w, mag);
11 subplot(2,1,2);
12 plot_phase(w, phase);
13 waitfor(fig);
14 saveas(gcf, ['./images/' mfilename '.jpg']);
```

Butterworth - calculo de impedancias modo par y impar

Listing 5.18: butt_BP_filter_CL.m

```
1 clear all;
2 clc;
3
4 f_0 = 17.2e9
5 w0 = 2*pi*f_0
6
7 BWpass = 500e6;
8 BWstop = 1e9;
9
10 fpassL = f_0 - BWpass/2
11 fpassH = f_0 + BWpass/2
12 fstopL = f_0 - BWstop
13 fstopH = f_0 + BWstop
14
15 bw_pass = fpassH-fpassL
16 bw_stop = fstopH-fstopL
17 frac_bw = (fpassH-fpassL)/f_0
18
19 att_pass_dB = 0.1
20 att_stop_dB = 70
21
22 N = butt_order(bw_pass, bw_stop, att_pass_dB, att_stop_dB)
23 g = butt_components(N)
24
25 g = [g 1];
26
27 Z0 = 50;
28 L = [];
29 C = [];
30
31 Z0e = [];
32 Z0o = [];
33 Z0J = [];
34 J = [];
35
36 for k = 1:N
37     if(k == 1)
38         Z0J(k) = sqrt((pi*frac_bw)/(2*g(k)));
39     else
40         Z0J(k) = (pi*frac_bw)/(2*(g(k)*g(k-1)));
41     end
42
43     J(k) = Z0J(k)./Z0;
44 end
45
46 Z0J(N+1) = sqrt((pi*frac_bw)/(2*g(N)));
47 J(N+1) = Z0J(N+1)./Z0;
48
49 Z0e = Z0.*(1 + J.*Z0.*(1 + J.*Z0));
50 Z0o = Z0.*(1 - J.*Z0.*(1 + J.*Z0));
```

```
51
52 for k = 1:N+1
53     printf("%.2f - %.2f\n", Z0e(k), Z0o(k));
54 end
```

Chebyshev - calculo de impedancias modo par y impar

Listing 5.19: cheb1_BP_filter_CL.m

```
1 clear all;
2 clc;
3
4 f_0 = 17.2e9
5 w0 = 2*pi*f_0
6
7 BWpass = 500e6;
8 BWstop = 1e9;
9
10 fpassL = f_0 - BWpass/2
11 fpassH = f_0 + BWpass/2
12 fstopL = f_0 - BWstop
13 fstopH = f_0 + BWstop
14
15 bw_pass = fpassH-fpassL
16 bw_stop = fstopH-fstopL
17 frac_bw = (fpassH-fpassL)/f_0
18
19 att_pass_dB = 0.1
20 att_stop_dB = 70
21
22 N = cheb1_order(bw_pass, bw_stop, att_pass_dB, att_stop_dB)
23 g = cheb1_components(N, att_pass_dB)
24
25 g = [g 1];
26
27 Z0 = 50;
28 L = [];
29 C = [];
30
31 Z0e = [];
32 Z0o = [];
33 Z0J = [];
34 J = [];
35
36 for k = 1:N
37
38     if(k == 1)
39         Z0J(k) = sqrt((pi*frac_bw)/(2*g(k)));
40     else
41         Z0J(k) = (pi*frac_bw)/(2*(g(k)*g(k-1)));
42     end
43
44     J(k) = Z0J(k)./Z0;
45 end
```

```
46 |
47 | Z0J(N+1) = sqrt((pi*frac_bw)/(2*g(N)));
48 | J(N+1) = Z0J(N+1)./Z0;
49 |
50 | Z0e = Z0.*(1 + J.*Z0.*(1 + J.*Z0));
51 | Z0o = Z0.*(1 - J.*Z0.*(1 + J.*Z0));
52 |
53 | for k = 1:N+1
54 |     printf("%.2f - %.2f\n", Z0e(k), Z0o(k));
55 | end
```

Bibliografía

- [1] Edward M. Purcell, *Electricity and Magnetism, Berkeley Physics Course Vol. 2*, McGraw Hill, 1985, ISBN: 0-0-004908-4
- [2] A. G. Martí, L. J. Rovira, M. M. Cariñena, A. P. Navarro, *Física I*, PID00153790, Ed. UOC, 2011
- [3] J. B. Muñoz, M. F. Atienza, A. P. Navarro, X. X. Aleixandre, *Física II*, PID00216072, Ed. UOC, 2014
- [4] Sophocles J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas, Vol. 1 & 2*, <https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [5] Van Valkenburg M. E., *Analog Filter Design*, Wiley, 1988, ISBN-10: 0-03-059246-1
- [6] Richard W. Daniels, *Approximation Methods for Electronic Filter Design*, McGraw Hill, 1974, ISBN: 0-07-015308-6
- [7] T. W. Parks, C. S. Burrus, *Digital Filter Design*, Wiley, 1987, ISBN: 0-471-82896-3
- [8] Kendall L. Su, *Analog Filters*, Chapman and Hali, 1996, ISBN: 0-471-82896-3
- [9] H. J. Blinichikoff, Anatol I. Zverev, *Filtering in the Time and Frequency Domain*, Noble Publishing, 2001, ISBN: 1-884932-17-7
- [10] Anatol I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley and Sons, 1967, ISBN13: 978-0471986805
- [11] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave Filters: Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, 1980, ISBN: 049006-099-1
- [12] Matthew A. Morgan, *Reflectionless Filters*, Artech House, 2017, ISBN-13: 978-1-63081-327-7
- [13] Harlan Howe Jr., *Stripline Circuit Design*, Artech House, 1974, ISBN13 : 978-0890060209
- [14] Terry C. Edwards, Michael B. Steer, *Foundations for Microstrip Circuit Design, 4th Ed.*, IEEE Press John Wiley and Sons, 2016, ISBN: 9781118936191
- [15] David M. Pozar, *Microwave Engineering, 3rd Ed.*, John Wiley and Sons, 2005, ISB: 978-0-471-44878-5
- [16] Ignacio Gil Galí, Carles Recasens i Aloy, Albert-Miquel Sánchez Delgado, *Circuitos de microondas*, PID00193557, Ed. UOC, 2003
- [17] Phillip H. Smith, *Electronic Applications of the Smith Chart: In waveguide, circuit, and componenet analysis, 2nd Ed.*, Scitech Publishing, 1995, ISBN-10: 1884932398

- [18] Larry Miller, *RF Filter Technologies For Dummies, Qorvo Special Edition*, John Wiley & Sons, 2015, ISBN: 978-1-119-00853-8, <https://www.qorvo.com/design-hub/ebooks/filters-for-dummies>
- [19] P.A. Mariotto, *On the explicit formulas for the elements in low-pass ladder filters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Volume 37, Issue: 11, Nov. 1990
- [20] Robert Aigner, *SAW and BAW Technologies for RF Filter Applications: A Review of the Relative Strengths and Weaknesses*, IEEE Transactions, Ultrasonics Symposium, Nov. 2008
- [21] I. J. Bahl, R. Garg, *A Designer's Guide to Stripline Circuits*, Microwaves, January 1978, pp. 90–96
- [22] I. J. Bahl, D. K. Trivedi, *A Designer's Guide to Microstrip Line*, Microwaves, May 1977, pp. 174–182.
- [23] S. B. Cohn, *Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line*, IRE Trans. Microwave Theory and Techniques , Vol. MTT-2, July, 1954, pp. 52-55
- [24] E. O. Hammerstad, *Equations for Microstrip Circuit Design*, European Microwave Conference, Hamburg (Germany), pp. 268-272, September 1975
- [25] S. B. Cohn, *Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters*, IRE Trans. PGMTT, Vol. MTT-6, pp. 223-231, April 1958
- [26] William J. Getsinger, *Coupled rectangular bars between parallel plates*, IRE Transactions on microwave theory and techniques, pp. 65-72, January 1962
- [27] Edward G. Crystal & Sidney Frankel, *Hairpin-Line and Hybrid/Hairpin-Lin Half Wave Parallel Coupled-Line Filters*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT 20, N^o. 11, November 1972.
- [28] George L. Matthaei, Neal O. Fenzi, Roger J. Forse & Stephan M. Rohlfing, *Hairpin-Comb Filters for HTS and Other Narrow-Band Applications*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 45, N^o. 8, August 1997.
- [29] https://www.esa.int/Applications/Telecommunications_Integrated_Applications/Satellite_frequency_bands,Diciembre2020
- [30] <https://www.microwavejournal.com/>, Septiembre 2020.
- [31] <https://www.rfwireless-world.com/>, Septiembre 2020.
- [32] <https://www.microwaves101.com/>, Septiembre 2020.
- [33] <https://www.rfcafe.com/>, Septiembre 2020.
- [34] <https://www.pasternack.com/>, Septiembre 2020.
- [35] <https://www.minicircuits.com/>, Septiembre 2020.
- [36] <https://raditek.com/>, Septiembre 2020.
- [37] <https://www.temwell.com/>, Septiembre 2020.
- [38] <https://www.uiy.com/>, Septiembre 2020.
- [39] <http://www.imst.com/>, Septiembre 2020.

- [40] <http://www.qorvo.com/>, Septiembre 2020.
- [41] <https://rogerscorp.com/>, Septiembre 2020.
- [42] https://www.mst.com/msegbmh/products_services/substrates/ltcc/index.html, Septiembre 2020.
- [43] <https://www.apitech.com/products/microelectronic-solutions/low-temperature-co-fired-ceramic-ltcc/>, Septiembre 2020.
- [44] <https://www.everythingrf.com/community/what-is-a-saw-filter>, Septiembre 2020.
- [45] <https://www.everythingrf.com/community/what-is-a-baw-filter>, Septiembre 2020.
- [46] <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/product-selection-guides/acs-product-selector-guide-and-standard-thicknesses-and-tolerances.pdf>, Septiembre 2020.
- [47] <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/diclad-series-data-sheet.pdf>
- [48] <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=6264361>, Octubre 2020
- [49] <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5912136>, Noviembre 2020
- [50] <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5918368>, Octubre 2020
- [51] <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5918362>, Octubre 2020
- [52] <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5916821>
- [53] <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-02694/product-fact-sheets/5990-6464.pdf>
- [54] <https://www.eevblog.com/forum/blog/eevblog-470-agilent-n9344c-20ghz-spectrum-analyser-teardown/>
- [55] https://en.wikipedia.org/wiki/Distributed_element_filter
- [56] <http://www.adtelecom.es/projects.html>
- [57] <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE4190.pdf>