



**BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA**

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA  
OPCIÓN EN AUTOMATIZACIÓN

**“SÍNTESIS Y DISEÑO DE FILTROS  
ANALÓGICOS EN MATLAB MEDIANTE  
MÉTODOS DE APROXIMACIÓN”**

**T E S I S**

Presentada para obtener el título de:  
**Maestro en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización**

Presenta:

**Ing. Víctor Hugo Hernández Juárez\***

Directores:

Dr. Luis Abraham Sánchez Gaspariano (FCE-BUAP)

Dr. Carlos Sánchez López (UATx)

Vo. Bo.

Vo. Bo.

Puebla, México

Septiembre 2023

\* Becario CONAHCYT

**BUAP**®

# Agradecimientos

Agradezco a mis padres Leocadio Hernández Bautista y Carmen Juárez Parrales, a todos mis hermanos y familia en general, por sus consejos y el apoyo que me han brindado durante mi formación.

A la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, en especial a la Facultad de Ciencias de la Electrónica y a su planta académica, por darme la oportunidad de realizar mis estudios de Maestría.

A mis Asesores de Tesis, el Dr. Carlos Sánchez López y en especial al Dr. Luis Abraham Sánchez Gaspariano por darme la oportunidad de trabajar el proyecto de Tesis con él, por confiar en mi y brindarme las herramientas necesarias para finalizar el proyecto.

A CONAHCYT por el apoyo económico brindado, al alumno Víctor Hugo Hernández Juárez con número de CVU: 1145472.

A la Vicerrectoría de Investigación y Estudios de Posgrado de la BUAP, con el Proyecto con Clave BUAP-CA-276.

Al Dr. Richard Torrealba Meléndez por facilitar el equipo de medición para el Filtro de Altas Frecuencias en el Laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas de la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la BUAP.

**VÍCTOR HUGO HERNÁNDEZ JUÁREZ**

# Resumen

**TÍTULO:** Síntesis y Diseño de Filtros Analógicos en MATLAB Mediante Métodos de Aproximación.

**AUTOR:** Víctor Hugo Hernández Juárez.

**PALABRAS CLAVE:** Analógico, Diseño, Filtros, Interfaz, Síntesis, Métodos de Aproximación.

**DESCRIPCIÓN:** A medida que el procesamiento de señales en ingeniería electrónica ha ido adquiriendo relevancia, la teoría de filtros ha evolucionado hasta alcanzar estructuras de filtrado cuyo trasfondo teórico es riguroso y elegante al mismo tiempo. Aunque muchas tareas de filtrado utilizan el procesamiento digital de señales, los filtros de tiempo continuo siguen siendo importantes.

El presente trabajo trata acerca del diseño de una herramienta para la Síntesis y Diseño semiautomático de Filtros Analógicos mediante Métodos de Aproximación, como lo son Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, Elíptico, Bessel-Thomson y Pascal. La herramienta desarrollada en la plataforma de programación y cálculo numérico de MATLAB, es una Interfaz Gráfica denominada SAFIMAM (Síntesis de Filtros Analógicos en Matlab por Métodos de Aproximación) que tiene las siguientes características y dificultades en su funcionamiento:

- La herramienta parte del diseño de un Filtro Pasa Bajas, el cual se diseña ingresando a SAFIMAM tres especificaciones de diseño que son; la atenuación máxima permitida en la banda de paso (rizo), la atenuación mínima permitida en la banda de rechazo y la relación de transición, que es el cociente entre la frecuencia en la banda de rechazo y la frecuencia normalizada en la banda de paso.
- Con las tres especificaciones ingresadas al inicio se determina el orden de los filtros, excepto para Bessel-Thomson, ya que estas especificaciones calculan el orden de los filtros en el que el análisis se enfoca en la respuesta en frecuencia de la Magnitud de su Función de Transferencia. El cálculo del orden va de primer a vigésimo primer orden, está limitado debido al método de aproximación de Pascal, ya que para el cálculo del orden de Pascal se utiliza la información de las características de su polinomio, estos datos se tienen tabulados de un polinomio de orden 1 a 21, por ello al querer calcular o diseñar un filtro Pascal de orden 22 no será posible ya que no se cuenta con la información de las características de ese polinomio, por esa razón se optó por limitar el diseño de todos los filtros a un orden 21.
- Para el cálculo del orden del Filtro Bessel-Thomson se abre una ventana especial donde se ingresan otras especificaciones que son; el retardo dado a determinada

frecuencia, y la pérdida en decibelios a esa frecuencia, e inclusive también cuenta con la opción de ingresar el orden que el usuario desee siempre y cuando no sea mayor a 21. La herramienta muestra mensajes de advertencia cuando el cálculo del orden no es posible o rebasa el límite permitido, también cuando en las especificaciones se ingresan números imaginarios, letras, y caracteres tipo símbolo.

- La herramienta permite al usuario calcular a diferentes niveles, de arriba a abajo, los resultados relativos a la Síntesis de Filtros Analógicos mediante cualquier método clásico de aproximación, incluyendo Bessel-Thomson y Pascal, es decir, parte de la determinación del orden del filtro, posteriormente se calcula la función de transferencia del filtro Pasa bajas con el Método de Aproximación que desee diseñar, se puede visualizar su respuesta en frecuencia, obtener la red eléctrica del filtro pasa bajas en dos configuraciones de red tipo T y tipo  $\pi$ , realizar la transformación en frecuencia e impedancia del filtro pasa bajas o inclusive a otra respuesta de tipo pasa altas, pasa banda o rechaza banda, para el cual debe ingresar las frecuencias de corte que desee de acuerdo a la transformación que haya elegido, para seguir el diseño hasta el grado de obtener la red eléctrica de esa nueva respuesta.

Actualmente los diseños de los circuitos electrónicos se realizan mediante el uso de herramientas de diseño automatizado, que se catalogan dentro del diseño asistido por ordenador, y nos encontramos que los circuitos electrónicos digitales disponen de herramientas muy avanzadas, en las que muchos aspectos están automatizados de forma completa. En cuanto a los circuitos analógicos, no existe una automatización tan completa para su diseño, en el caso específico de la síntesis y diseño de los filtros analógicos se han registrado escasas publicaciones para obtener herramientas que asistan al diseñador en esta tarea.

Dentro de la investigación llevada a cabo, se encontraron que existen herramientas tanto comerciales como académicas que permiten el diseño de filtros analógicos, con elementos pasivos y activos. El estudio reveló que algunas son herramientas para aplicaciones específicas y otras realizan los diseños con los métodos clásicos de aproximación, donde el diseño parte de la definición del orden del filtro, visualizando la respuesta en frecuencia y en algunos se pueden determinar las redes eléctricas, sin embargo, no permiten realizar el proceso paso a paso, además el uso de estas requiere conocimientos previos y en algunos casos profundos, acerca de los filtros. Hay que destacar que las soluciones comerciales algunos no son gratuitos, en ocasiones no se tiene la oportunidad de ocupar directamente las herramientas, ya que se tiene que pertenecer al grupo de trabajo, pagar o hacer un convenio con ellos.

Por lo tanto, la tesis fue enfocada hacia el diseño de una herramienta semiautomatizada de síntesis y diseño de filtros analógicos con capacidades de diseño similares dentro del rango de las soluciones encontradas, con facilidad de uso y entendimiento, requiriendo conocimientos básicos sobre filtros analógicos, llevando al usuario de la mano durante todo el proceso de diseño, permitiendo ir de un diseño de bajo nivel a alto nivel hasta el grado de obtener la red eléctrica para su posterior implementación física.

Dentro de las aportaciones del trabajo se encuentra la integración de las funciones de MATLAB que hacen posible el diseño de los filtros con los métodos de aproximación clásicos, y las funciones creadas para el diseño de los filtros con los Métodos de Aproximación Pascal y Bessel-Thomson, en la herramienta SAFIMAM. Además, se crearon funciones para hacer posible el diseño del filtro con un nuevo método de aproximación que es Pascal, la integración en MATLAB de estas funciones hace posible el diseño con dos variaciones, para la Optimización en la Banda de Paso y para la Optimización en la Banda de Rechazo. También un aporte importante son las funciones creadas que realizan el proceso de síntesis para determinar los valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros Pascal y Bessel-Thomson que no se tenían en MATLAB. Asimismo, las funciones para el diseño de los Filtros Bessel-Thomson, que en este caso se implementó la determinación del orden siguiendo especificaciones de diseño, se calculan las funciones de transferencia para distintos requerimientos, y como se mencionó anteriormente la función que determina la red eléctrica.

Para la validación del funcionamiento de la herramienta se implementaron tres ejemplos de diseño sintetizados con SAFIMAM, un Filtro Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo para su posible uso en el procesamiento de Señales Electromiografías (EMG), el cual se diseñó con un rizo de 1 dB, una atenuación de 20 dB y una relación de transición de 2, para las frecuencias de corte de 50 Hz a 3000 Hz, se obtuvo la red eléctrica tipo  $\pi$  con la herramienta, y se implementó físicamente con elementos pasivos en la tarjeta NI ELVIS II+, de donde se realizaron las mediciones de las especificaciones indicadas durante el diseño. También un Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson para el filtrado de una Señal de Video con frecuencia de corte de 5MHz y retardo de 86 ns, con la herramienta fue posible obtener la red eléctrica tipo T, la cual se le realizó un análisis de Monte Carlo para determinar la variación del retardo de grupo cuando los elementos de la red eléctrica presentan una variación del  $\pm 5\%$  de forma no correlacionada, con ello se determinó que el retardo permanece con una variación muy pequeña dando paso a la implementación física, el cual se realizó mediante la conversión de la red pasiva a una red con elementos activos con la simulación de este en LTSpice, donde se midieron las especificaciones. Finalmente, un Filtro Chebyshev I para aplicaciones SHF para un sistema Antena-Filtro Pasa Banda en tecnología Surface Integrated Waveguide (SIW), para el cual primeramente se obtuvo la red eléctrica tipo T con SAFIMAM con especificaciones de rizo 1 dB, atenuación de 25 dB y una relación de transición de 2.5, para la frecuencia central de 3.6 GHz con un ancho de banda de 0.36 GHz, posteriormente se transformó la red pasiva, con inversores de admitancias y con la transformación de Richard para pasar de una red con parámetros concentrados a una red con parámetros distribuidos, la cual se diseñó en Ansys Electronics Desktop acoplando tres cavidades SIW y se midieron los resultados durante la simulación en HFSS, posteriormente se construyó la placa de PC con sustrato Rogers 4003C y se midieron los parámetros de dispersión con la ayuda del analizador vectorial de redes Vector Star Anritsu MS4644B, del Laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas de la BUAP. En los tres casos, los resultados experimentales coinciden con los resultados de síntesis; por lo tanto, los resultados experimentales demuestran la viabilidad de SAFIMAM.

# ÍNDICE GENERAL

Índice de figuras	5
Índice de tablas	13
<b>1. ANTECEDENTES</b>	<b>1</b>
1.1. Filtro Analógico . . . . .	2
1.2. Síntesis de la función de transferencia (pasa-bajas) . . . . .	2
1.3. Métodos de aproximación (normalizados) . . . . .	4
1.3.1. Aproximación pasa-bajas Butterworth . . . . .	5
1.3.2. Aproximación pasa-bajas Chebyshev . . . . .	7
1.3.3. Aproximación pasa-bajas Elíptica . . . . .	11
1.3.4. Aproximación pasa-bajas Bessel-Thomson . . . . .	13
1.3.5. Aproximación pasa-bajas Pascal . . . . .	16
1.4. Filtros Activos . . . . .	20
<b>2. SÍNTESIS DE FILTROS ANALÓGICOS EN MATLAB</b>	<b>23</b>
2.1. Objetivo general . . . . .	24
2.2. Objetivos específicos . . . . .	24
2.3. Justificación . . . . .	25
<b>3. ESTADO DEL ARTE</b>	<b>27</b>
3.1. Soluciones Académicas . . . . .	28
3.2. Soluciones Comerciales . . . . .	31
<b>4. SAFIMAM</b>	<b>35</b>
4.1. Estructura de la herramienta propuesta . . . . .	36
4.2. Funciones y comandos empleados . . . . .	55
4.2.1. Funciones para el Orden de los filtros . . . . .	55
4.2.2. Función de Transferencia de los filtros . . . . .	56
4.2.3. Respuesta en frecuencia de los filtros . . . . .	57
4.2.4. Síntesis de la función de transferencia de los filtros . . . . .	58
4.2.5. Transformación de los filtros pasa bajas a pasa Altas, a pasa Banda y a Rechaza Banda. . . . .	60
4.2.6. Desnormalización en Frecuencia e Impedancia de los filtros . . . . .	62
4.2.7. Toolbox for Analog Filters . . . . .	63
4.2.8. El caso Pascal . . . . .	64
4.2.9. GUI SAFIMAM . . . . .	66

<b>5. RESULTADOS</b>	<b>109</b>
5.1. Resultados de simulación . . . . .	109
5.1.1. Diseño de Filtros Pascal en SAFIMAM . . . . .	109
5.1.2. Diseño de Filtros Pascal Pasa Bajas con restricciones de Rs para Filtros de Orden Par . . . . .	126
5.1.3. Diseño de Filtro Pasa Banda para el Procesamiento de Señales Electromiográficas (EMG) . . . . .	137
5.1.4. Filtrado de Señal de Video mediante el Método de Aproximación Bessel-Thomson . . . . .	151
5.1.5. Filtro Pasa Banda SHF . . . . .	160
5.2. Resultados experimentales . . . . .	179
5.2.1. Filtro Pasa Banda Pascal para el Procesamiento de Señales Electromiográficas (EMG) . . . . .	179
5.2.2. Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson para Señal de Video . . . . .	183
5.2.3. Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF . . . . .	186
<b>6. RESUMEN Y CONCLUSIONES</b>	<b>191</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>203</b>
<b>APENDICES</b>	<b>208</b>
<b>A. Método de aproximación de Pascal</b>	<b>209</b>
A.1. Cálculo del orden del filtro . . . . .	210
A.2. Función de transferencia . . . . .	212
A.3. Procedimiento de diseño . . . . .	212
A.4. Atenuación efectiva de los filtros pasivos . . . . .	213
A.5. Filtros pasivos pascal de orden par . . . . .	216
<b>B. Tablas para filtros Pascal pasivos</b>	<b>223</b>
<b>C. Códigos de Matlab</b>	<b>229</b>
C.1. Código para determinar el orden de los filtros . . . . .	229
C.2. Función para determinar el orden del filtro Pascal . . . . .	230
C.3. Código para determinar funciones de transferencia . . . . .	231
C.4. Función de transferencia Pascal sin restricciones del orden Par . . . . .	232
C.5. Función de transferencia Pascal con restricciones del orden Par . . . . .	234
C.6. Funciones para Síntesis de Redes Eléctricas . . . . .	241
<b>D. Síntesis de Red Pascal con Matriz de Transmisión</b>	<b>245</b>

# Índice de figuras

1.1. Representación del filtro a) en el dominio del tiempo y b) en el dominio de la frecuencia [1]. . . . .	2
1.2. Parámetros de función pasa bajas [2]. . . . .	4
1.3. Traza de bode de la magnitud de la función de transferencia de la aproximación Butterworth para varios valores de $n$ [1]. . . . .	6
1.4. Diagramas de Bode de las características de magnitud de Butterworth de la Fig. 1.3 [1]. . . . .	6
1.5. Polos de Butterworth para $H(s) * H(-s)$ . Tener en cuenta el espaciado igual entre los polos [2]. . . . .	7
1.6. Característica Chebyshev tipo I para $n = 4$ y $n = 7$ [1]. . . . .	9
1.7. Lugar geométrico de los polos de Chebyshev tipo I [2]. . . . .	10
1.8. Respuesta Chebyshev tipo II pasa bajas [1]. . . . .	10
1.9. Características de la aproximación pasa bajas elíptico [1]. . . . .	12
1.10. Nomógrafo para cálculo del orden de filtro elíptico [2]. . . . .	13
1.11. Características de retardo máximo plano de Bessel-Thomson [1]. . . . .	14
1.12. Ubicación de polos para filtros pasa bajas Thomson, Butterworth y Chebyshev [2]. . . . .	16
1.13. Polinomio de Pascal con $N = 4$ y $5$ para $\omega = 0$ a $4,3$ [18] . . . . .	17
1.14. Puntos característicos de $P_a(N, \omega)$ (polinomio desplazado y escalado) [18]	17
1.15. Gráfico de $P_D(N, \omega)$ para $N = 6$ y $N = 7$ [18] . . . . .	19
1.16. Respuesta de Pascal de magnitud típica en comparación con la correspondiente respuesta de Chebyshev[18] . . . . .	20
1.17. Red pasiva de dos puertos con doble terminación resistiva [22] . . . . .	21
4.1. Diagrama de Flujo: Cálculo del Orden del Filtro. . . . .	36
4.2. Elección del método de aproximación para el diseño y cálculo de la función de transferencia. . . . .	37
4.3. Funciones de transferencia de los métodos de aproximación. . . . .	38
4.4. Respuesta en frecuencia de la Magnitud de las funciones de transferencia. . . . .	39
4.5. Obtención de la red eléctrica del filtro. . . . .	40
4.6. Determinando valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros. . . . .	41
4.7. Valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros. . . . .	42
4.8. Redes eléctricas de los filtros. . . . .	43
4.9. Desnormalización en frecuencia. . . . .	44
4.10. Funciones de transferencia desnormalizadas en frecuencia. . . . .	45
4.11. Respuesta en frecuencia de la Magnitud (desnormalización en frecuencia). . . . .	46
4.12. Redes eléctricas desnormalizadas en frecuencia. . . . .	47
4.13. Desnormalización en Impedancia. . . . .	48

4.14. Redes eléctricas desnormalizadas en Impedancia. . . . .	49
4.15. Transformación del filtro pasa bajas. . . . .	50
4.16. Función de transferencia del filtro transformado y su respuesta en Magnitud. . . . .	51
4.17. Red eléctrica del filtro transformado. . . . .	52
4.18. Desnormalización en Impedancia del filtro transformado. . . . .	53
4.19. Red eléctrica del filtro transformado (desnormalizado en Impedancia). . . . .	54
4.20. Estructura de escalera pasa-bajas tipo T con todos los ceros en $s = \infty$ , para Butterworth, Chebyshev I, Pascal y Bessel-Thomson [15]. . . . .	58
4.21. Estructura de escalera pasa-bajas tipo $\pi$ con todos los ceros en $s = \infty$ , para Butterworth, Chebyshev I, Pascal y Bessel-Thomson [15]. . . . .	59
4.22. Estructura de escalera pasa-bajas tipo T con todos los ceros finitos, para Elíptica y Chebyshev II [15]. . . . .	59
4.23. Estructura de escalera pasa-bajas tipo $\pi$ con todos los ceros finitos, para Elíptica y Chebyshev II [15]. . . . .	59
4.24. Desnormalización en Frecuencia [70]. . . . .	62
4.25. Desnormalización en Impedancia [70]. . . . .	63
4.26. Ventana del cálculo del Orden de los Filtros. . . . .	67
4.27. Ingresar especificaciones correctas. . . . .	68
4.28. Orden de filtro no definido. . . . .	68
4.29. Función de Transferencia Indeterminada. . . . .	69
4.30. Respuesta en Frecuencia de los Filtros Pasa Bajas. . . . .	70
4.31. Respuesta en Frecuencia No Generada. . . . .	70
4.32. Función de Transferencia del Filtro . . . . .	71
4.33. Respuesta en Frecuencia de Filtro Pasa Bajas Normalizado. . . . .	71
4.34. Red Eléctrica Pasa Bajas Normalizado. . . . .	71
4.35. Guardar Valor de Resistencia Interna de la Red. . . . .	72
4.36. Generar Red. . . . .	72
4.37. Menú de Transformación de Respuesta pasa bajas. . . . .	73
4.38. Transformación en Impedancia del Filtro Pasa Bajas. . . . .	73
4.39. Generar Función de Transferencia LP desnormalizado en Impedancia . . . . .	74
4.40. Respuesta en Frecuencia de Filtro LP con desnormalización en Impedancia. . . . .	74
4.41. Red Eléctrica de Filtro LP desnormalizado en Impedancia. . . . .	75
4.42. Desnormalización en Frecuencia del Filtro LP. . . . .	75
4.43. Respuesta en Frecuencia del Filtro LP desnormalizado en frecuencia. . . . .	76
4.44. Red Eléctrica del Filtro LP desnormalizado en frecuencia. . . . .	76
4.45. Transformación en Impedancia del Filtro LP desnormalizado en frecuencia. . . . .	77
4.46. Respuesta en frecuencia. . . . .	77
4.47. Redes Eléctrica. . . . .	77
4.48. Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Altas. . . . .	78
4.49. Respuesta en frecuencia de Filtro HP. . . . .	78
4.50. Redes Eléctricas HP. . . . .	79
4.51. Desnormalización en Impedancia de Filtro HP. . . . .	79
4.52. Respuesta en frecuencia HP desnormalizado en Impedancia. . . . .	79
4.53. Redes Eléctricas HP desnormalizado en Impedancia. . . . .	80
4.54. Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Banda. . . . .	80
4.55. Respuesta en Frecuencia de Filtro Pasa Banda. . . . .	81
4.56. Redes Eléctricas del Filtro Pasa Banda (BP). . . . .	81

4.57. Desnormalización en Impedancia del Filtro BP. . . . .	82
4.58. Respuesta en Frecuencia del Filtro BP desnormalizado en Impedancia. . . . .	82
4.59. Redes Eléctricas del Filtro Pasa Banda (BP) desnormalizado en Impedancia. . . . .	83
4.60. Transformación del Filtro Pasa Bajas a Rechaza Banda. . . . .	83
4.61. Respuesta en Frecuencia del Filtro Rechaza Banda (BS). . . . .	84
4.62. Redes Eléctricas del Filtro BS . . . . .	84
4.63. Desnormalización en Impedancia del Filtro BS . . . . .	84
4.64. Respuesta en Frecuencia del Filtro BS desnormalizado en Impedancia . . . . .	85
4.65. Redes Eléctricas del Filtro BS desnormalizado en Impedancia . . . . .	85
4.66. Diseño de Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	86
4.67. Función de Transferencia de Filtro Pascal Ideal . . . . .	86
4.68. Respuesta en Frecuencia Ideal del Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	87
4.69. Función de Transferencia Real del Filtro Pascal . . . . .	87
4.70. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	88
4.71. Redes Eléctricas del Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	88
4.72. Menú de Transformaciones para el Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	89
4.73. Transformación en Impedancia de Filtro Pascal Pasa Bajas (LP) . . . . .	89
4.74. Respuesta en Frecuencia de los Filtros Pascal LP con desnormalización en Impedancia . . . . .	90
4.75. Red Eléctrica de los Filtros Pascal con desnormalización en Impedancia . . . . .	90
4.76. Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal . . . . .	91
4.77. Respuesta en Frecuencia de la Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal . . . . .	91
4.78. Redes Eléctricas de la Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal . . . . .	92
4.79. Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal Transformado en Frecuencia . . . . .	92
4.80. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal LP desnormalizado en Impedancia con Transformación en Frecuencia . . . . .	93
4.81. Redes Eléctricas del Filtro Pascal desnormalizado en Impedancia con Transformación en Frecuencia . . . . .	93
4.82. Transformación de Filtro Pasa Bajas Pascal a Pasa Altas (HP) . . . . .	94
4.83. Respuesta en Frecuencia de Filtro Pascal Pasa Altas (HP) . . . . .	94
4.84. Redes Eléctricas de Filtro Pascal HP . . . . .	95
4.85. Redes Eléctricas de Filtro Pascal HP . . . . .	95
4.86. Transformación en Impedancia del Filtro Pascal HP . . . . .	96
4.87. Respuesta en Frecuencia de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal HP . . . . .	96
4.88. Redes Eléctricas de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal HP . . . . .	97
4.89. Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajas a Pasa Banda (BP) . . . . .	97
4.90. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal Pasa Banda (BP) . . . . .	98
4.91. Redes Eléctricas del Filtro Pascal BP . . . . .	98
4.92. Transformación en Impedancia del Filtro Pascal BP . . . . .	99
4.93. Respuesta en Frecuencia de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal BP . . . . .	99
4.94. Redes Eléctricas de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal BP . . . . .	100

4.95. Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajas a Rechaza Banda (BS) . . .	100
4.96. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal Rechaza Banda (BS) . . . . .	101
4.97. Redes Eléctricas del Filtro Pascal BS . . . . .	101
4.98. Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal BS . . . . .	102
4.99. Respuesta en Frecuencia de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal BS . . . . .	102
4.100. Redes Eléctricas de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal BS . . . . .	103
4.101. Diseño de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson . . . . .	103
4.102. Opciones de Función de Transferencia de Bessel-Thomson . . . . .	104
4.103. Función de Transferencia de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson . . . . .	104
4.104. Respuesta en Frecuencia de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson . . . . .	105
4.105. Retardo de Grupo de Bessel-Thomson . . . . .	105
4.106. Red Eléctrica del Filtro Bessel-Thomson . . . . .	106
4.107. Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson . . . . .	106
4.108. Respuesta en Frecuencia de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson . . . . .	107
4.109. Retardo de Grupo de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson . . . . .	107
4.110. Redes Eléctricas de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson . . . . .	108
5.1. Determinando Orden de Filtros . . . . .	110
5.2. Respuesta en Frecuencia de los Filtros . . . . .	110
5.3. Comparación de Chebyshev I con Pascal . . . . .	111
5.4. Rizo de los Filtros Chebyshev I y Pascal . . . . .	111
5.5. Función de Transferencia Pascal . . . . .	112
5.6. Función de Transferencia Ideal del Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	112
5.7. Respuesta en Frecuencia Ideal del Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	113
5.8. Función de Transferencia Real del Filtro Pascal Pasa Bajas . . . . .	113
5.9. Respuesta en Frecuencia Real del Filtro Pascal . . . . .	113
5.10. Redes Eléctricas de Filtro Pasa Bajas Pascal de [19] . . . . .	114
5.11. Redes Eléctricas del Filtro Pascal Pasa Bajas con OBP . . . . .	114
5.12. Redes Eléctricas del Filtro Pascal Pasa Bajas con OBR . . . . .	114
5.13. Función de Transferencia de Filtro Pascal con desnormalización en Impedancia. . . . .	115
5.14. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal con desnormalización en Impedancia. . . . .	115
5.15. Red Eléctrica del Filtro Pascal con OBP desnormalizado en Impedancia. . . . .	116
5.16. Red Eléctrica del Filtro Pascal con OBR desnormalizado en Impedancia. . . . .	116
5.17. Función de Transferencia del Filtro Pascal desnormalizado en Frecuencia. . . . .	117
5.18. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal desnormalizado en Frecuencia. . . . .	117
5.19. Red eléctrica del Filtro Pascal con OBP desnormalizado en Frecuencia. . . . .	118
5.20. Red eléctrica del Filtro Pascal con OBR desnormalizado en Frecuencia. . . . .	118
5.21. Función de Transferencia desnormalizada en Impedancia. . . . .	118
5.22. Red eléctrica del Filtro Pascal con OBP desnormalizado en Impedancia. . . . .	119
5.23. Red eléctrica del Filtro Pascal con OBR desnormalizado en Impedancia. . . . .	119
5.24. Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Altas Pascal. . . . .	119

5.25. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasa Altas Pascal. . . . .	120
5.26. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBP. . . . .	120
5.27. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBR. . . . .	120
5.28. Función de Transferencia Pasa Altas Pascal desnormalizado en Impedancia. . . . .	120
5.29. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBP desnormalizado en Impedancia. . . . .	121
5.30. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBR desnormalizado en Impedancia. . . . .	121
5.31. Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Banda Pascal. . . . .	122
5.32. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasa Banda Pascal. . . . .	122
5.33. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBP. . . . .	122
5.34. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBR. . . . .	123
5.35. Función de Transferencia Pasa Banda Pascal desnormalizado en Impedancia. . . . .	123
5.36. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBP desnormalizado en Impedancia. . . . .	123
5.37. Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBR desnormalizado en Impedancia. . . . .	123
5.38. Transformación de Filtro Pasa Bajas a Rechaza Banda Pascal. . . . .	124
5.39. Respuesta en Frecuencia del Filtro Rechaza Banda Pascal. . . . .	124
5.40. Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBP. . . . .	125
5.41. Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBR. . . . .	125
5.42. Función de Transferencia Rechaza Banda Pascal desnormalizado en Impedancia. . . . .	125
5.43. Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBP desnormalizado en Impedancia. . . . .	125
5.44. Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBR desnormalizado en Impedancia. . . . .	126
5.45. Orden del Filtro Pascal. . . . .	127
5.46. Respuesta en Frecuencia de los Filtros. . . . .	128
5.47. Comparación de Filtros Pascal con Chebyshev I. . . . .	128
5.48. Rizo de la comparación de Filtros Pascal con Chebyshev I. . . . .	128
5.49. Incremento del Orden del Filtro y Función de Transferencia Pascal con Optimización en la Banda de Paso. . . . .	129
5.50. Función de Transferencia para la Optimización en la Banda de Rechazo. . . . .	129
5.51. Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con $RS = RL$ . . . . .	130
5.52. Red eléctrica del Filtro Pascal con $RS = RL$ . . . . .	130
5.53. Rango de valores de $R_S$ para el cual el filtro no es realizable. . . . .	131
5.54. Atenuación máxima y mínima más bajas. . . . .	131
5.55. Función de Transferencia Pascal con OBP. . . . .	131
5.56. Función de Transferencia Pascal con OBR. . . . .	132
5.57. Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con $R_S = 1,2 \neq R_L$ . . . . .	132
5.58. Red eléctrica del Filtro Pascal con $R_S = 1,2 \neq R_L$ . . . . .	132
5.59. Rango de valores de $R_S$ para el cual el filtro no es realizable. . . . .	133
5.60. Nuevos valores del rizo y atenuación. . . . .	133
5.61. Funciones de Transferencia de Filtros Pascal con $R_S = 1,6 \neq R_L$ . . . . .	134
5.62. Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con $R_S = 1,6 \neq R_L$ . . . . .	134
5.63. Red eléctrica del Filtro Pascal con $R_S = 1,6 \neq R_L$ . . . . .	135

5.64. Rango de valores de $R_S$ para el cual el filtro no es realizable. . . . .	135
5.65. Funciones de Transferencia de Filtros Pascal con $R_S = 2,2 \neq R_L$ . . . . .	136
5.66. Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con $R_S = 2,2 \neq R_L$ . . . . .	136
5.67. Red eléctrica del Filtro Pascal con $R_S = 2,2 \neq R_L$ . . . . .	136
5.68. Orden de Filtros para señales EMG. . . . .	137
5.69. Comparación de Respuestas en Frecuencia de los Filtros parte 1. . . . .	138
5.70. Comparación de Respuestas en Frecuencia de los Filtros parte 2. . . . .	138
5.71. Función de Transferencia de Filtro Pascal Pasa Bajas con Optimización en la Banda de Rechazo. . . . .	139
5.72. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasa Bajas Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo. . . . .	140
5.73. Red Eléctrica de Filtro Pascal LP tipo T. . . . .	140
5.74. Red Eléctrica de Filtro Pascal LP tipo $\pi$ . . . . .	141
5.75. Transformación de Filtro Pascal Pasa Bajas a Pasa Banda. . . . .	141
5.76. Función de Transferencia Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo. . . . .	142
5.77. Respuesta en Frecuencia Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo. . . . .	142
5.78. Red Eléctrica tipo T Pasa Banda Pascal Normalizado. . . . .	143
5.79. Red Eléctrica tipo $\pi$ Pasa Banda Pascal Normalizado. . . . .	143
5.80. Desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Banda Pascal. . . . .	144
5.81. Red Eléctrica tipo T Pasa Banda Pascal desnormalizado a $100 \Omega$ . . . . .	144
5.82. Red Eléctrica tipo $\pi$ Pasa Banda Pascal desnormalizado a $100 \Omega$ . . . . .	145
5.83. Red Eléctrica tipo $\pi$ Pasa Banda Pascal desnormalizado a $100 \Omega$ . . . . .	145
5.84. Atenuación de la Respuesta en Frecuencia de la Red Eléctrica tipo $\pi$ Pasa Banda Pascal desnormalizado a $100 \Omega$ . . . . .	146
5.85. Frecuencias de Corte de la Red Eléctrica tipo $\pi$ Pasa Banda Pascal desnormalizado a $50 \Omega$ . . . . .	146
5.86. Rizo generado por la Red Eléctrica tipo $\pi$ Pasa Banda Pascal desnormalizado a $50 \Omega$ . . . . .	147
5.87. Sensibilidad de la Función de Transferencia del Filtro Pasa Banda Pascal para Señales EMG. . . . .	148
5.88. Sensibilidad de Capacitor C3 e Inductor L3. . . . .	149
5.89. Sensibilidad de Capacitor C2 e Inductor L2. . . . .	150
5.90. Sensibilidad de Resistores $R_S$ y $R_L$ . . . . .	150
5.91. Orden del Filtro Bessel-Thomson. . . . .	151
5.92. Cálculo de la Función de Transferencia. . . . .	152
5.93. Función de Transferencia Bessel-Thomson. . . . .	152
5.94. Respuesta en Frecuencia de la Función de Transferencia Bessel-Thomson. . . . .	153
5.95. Retardo de grupo de la Función de Transferencia Bessel-Thomson. . . . .	153
5.96. Comparación de Filtro Bessel-Thomson, con Chebyshev I y Butterworth de Orden 6. . . . .	154
5.97. Respuesta transitoria de la señal de video al pasar por los Filtros [76]. . . . .	154
5.98. Red Eléctrica Normalizada Pasa Bajas Tipo T. . . . .	155
5.99. Red Eléctrica Normalizada Pasa Bajas Tipo $\pi$ . . . . .	155
5.100 Función de Transferencia Bessel-Thomson desnormalizado a $50\Omega$ . . . . .	156
5.101 Respuesta en frecuencia y retardo de grupo de filtro Bessel-Thomson desnormalizado a $50\Omega$ . . . . .	156

5.102	Red Eléctrica Pasa Bajas Tipo T desnormalizada a $50\Omega$ . . . . .	157
5.103	Red Eléctrica Pasa Bajas Tipo $\pi$ desnormalizada a $50\Omega$ . . . . .	157
5.104	Red Eléctrica Tipo T para Análisis de Monte Carlo. . . . .	158
5.105	Respuesta en frecuencia del Análisis de Monte Carlo. . . . .	158
5.106	Retardo de grupo en Matlab del Analisis de Monte Carlo. . . . .	159
5.107	Histogramas del Retardo de grupo de las 101 corridas de Monte Carlo. . . . .	159
5.108	Orden del Filtro 5G. . . . .	161
5.109	Función de Transferencia Normalizada Chebyshev I Pasa Bajas. . . . .	161
5.110	Respuesta en Frecuencia de la Magnitud del Filtro Pasa Bajas Chebyshev I Normalizado. . . . .	162
5.111	Comparación de Respuesta Chebyshev I Normalizado con los demás Métodos de Aproximación. . . . .	162
5.112	Red Tipo T Pasa Bajas Chebyshev I Normalizada. . . . .	163
5.113	Red Tipo $\pi$ Pasa Bajas Chebyshev I Normalizada. . . . .	163
5.114	Transformación de Filtro Chebyshev I Pasa Bajas a Pasa Banda. . . . .	164
5.115	Respuesta en Frecuencia Pasa Banda de Filtro Chebyshev I. . . . .	164
5.116	Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo T. . . . .	165
5.117	Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo $\pi$ . . . . .	165
5.118	Desnormalización en Impedancia de Filtro Pasa Banda Chebyshev I. . . . .	166
5.119	Respuesta en Frecuencia del Filtro desnormalizado en $50\Omega$ . . . . .	166
5.120	Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo T desnormalizado a $50\Omega$ . . . . .	167
5.121	Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo $\pi$ desnormalizado a $50\Omega$ . . . . .	167
5.122	Inversor de impedancia (izquierda) e inversor de admitancia (derecha) [69]. . . . .	169
5.123	Inversores de Inmitancias [80]. . . . .	169
5.124	Filtro prototipo pasabanda con inversores de inmitancias. . . . .	170
5.125	Resonador en serie [69]. . . . .	170
5.126	Red pasa banda con Inversores de admitancias. . . . .	171
5.127	Elementos agrupados para inversores de inmitancias [80]. . . . .	172
5.128	Filtro Pasa Banda con Transformación de Richard. . . . .	172
5.129	Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF con parámetros distribuidos, en ADS. . . . .	173
5.130	Respuesta en frecuencia de Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF en ADS. . . . .	173
5.131	Sensibilidad del Filtro Chebyshev I SHF con Inversores de Inmitancias. . . . .	174
5.132	Sensibilidad de Capacitores C15 y C9. . . . .	175
5.133	Sensibilidad de Resistores $R_S$ y $R_L$ . . . . .	176
5.134	Sensibilidad de Capacitor C12 e Inductor L3. . . . .	176
5.135	Sensibilidad de Capacitor C8 e Inductor L2. . . . .	177
5.136	Sensibilidad de Capacitores C10 y C14. . . . .	177
5.137	Sensibilidad de Capacitor C13. . . . .	178
5.138	Diagrama de conexiones del Filtro Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo sobre la Tarjeta NI ELVIS II+. . . . .	179
5.139	Diagrama de conexión realizado para la implementación del Filtro Pascal EMG. . . . .	180
5.140	Interfaz de la aplicación para ELVIS II+. . . . .	181
5.141a)	Frecuencia de Corte 1 y Frecuencia Central b) Frecuencia de Corte 2. . . . .	181
5.142a)	Atenuación b) Atenuación y Rizo. . . . .	182
5.143	Simulación de Filtro Bessel-Thomson en LTSpice. . . . .	183
5.144	Inductor Simulado flotado con aproximación de un OPAM [70]. . . . .	183

5.145	Red Eléctrica de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson con sustitución directa de Inductores por GICs. . . . .	185
5.146	Respuesta en frecuencia de filtro de Video Bessel-Thomson. . . . .	185
5.147	Diseño de SIW en HFSS [80]. . . . .	186
5.148	Simulación en HFSS para determinar el factor de calidad [80]. . . . .	187
5.149a)	Diseño de ISM con las cavidades SIW, b) Respuesta en frecuencia del Filtro Chebyshev I SHF [80]. . . . .	187
5.150	Filtro Chebyshev I SHF fabricado en tecnología SIW. . . . .	188
5.151	Medición de parámetros S del Filtro Chebyshev I SHF. . . . .	189
5.152	Respuesta en frecuencia de Filtro Chebyshev I SHF fabricado físicamente con tecnología SIW. . . . .	190
A.1.	Aproximación Pascal y nomógrafo de orden de filtro[18] . . . . .	211
A.2.	Red pasiva de dos puertos con terminación resistiva doble[22] . . . . .	214
A.3.	Especificaciones de atenuación efectiva del filtro pasivo de paso bajo[22] . . . . .	214
A.4.	Interpretación de las especificaciones de atenuación para (a) orden impar y (b) orden par[22] . . . . .	216
A.5.	Comparación de las condiciones de Chebyshev y Pascal para el diseño directo[22]. . . . .	219
D.1.	Configuración de Red de dos puertos [1] . . . . .	245
D.2.	Impedancia flotada [15]. . . . .	247
D.3.	Impedancia aterrizada [15]. . . . .	248
D.4.	Función de Transferencia simbólica. . . . .	249

# Índice de tablas

1.1.	Polinomios de Chebyshev de orden 0 a 10 [1] . . . . .	8
1.2.	Polinomios denominadores en forma factorizada para filtros Bessel-Thomson [1] . . . . .	15
1.3.	Polinomios denominadores en forma expandida para filtros Bessel-Thomson [1] . . . . .	15
1.4.	Valores característicos de $P_a(N, \omega)$ [18] . . . . .	18
1.5.	Coefficientes Polinomiales de $P_D(N, w)$ para $N = 6$ y $N = 7$ [18] . . . . .	19
3.1.	Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño académicas . . .	28
3.1.	Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño académicas . . .	29
3.1.	Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño académicas . . .	30
3.2.	Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño comerciales . . .	31
3.2.	Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño comerciales . . .	32
3.2.	Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño comerciales . . .	33
4.1.	Sustitución de elementos en transformaciones de frecuencia [1] . . . . .	61
5.1.	Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Pascal EMG. . . . .	182
5.2.	Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro para Video Bessel-Thomson. . . . .	186
5.3.	Especificaciones SIW . . . . .	186
5.4.	Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Chebyshev I 5G. . . . .	190
6.1.	Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Pascal EMG. . . . .	198
6.2.	Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro para Video Bessel-Thomson. . . . .	198
6.3.	Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Chebyshev I 5G. . . . .	199
A.1.	Coefficiente de función de transferencia y polos de los filtros de Pascal optimizados para el borde de la banda de rechazo ( $\lambda = \lambda_{max}$ ) [3] . . . . .	220
B.1.	Valores de datos pasivos para $A_{max} = 0,01dB$ [19] . . . . .	223
B.2.	Valores de datos pasivos para $A_{max} = 0,1dB$ [19] . . . . .	224
B.3.	Valores de datos pasivos para $A_{max} = 0,5dB$ [19] . . . . .	225
B.4.	Valores de datos pasivos para $A_{max} = 1dB$ [19] . . . . .	226
B.5.	Valores de datos pasivos para $A_{max} = 1,5dB$ [19] . . . . .	227

B.6. Valores de datos pasivos para $A_{max} = 3dB$ [19] . . . . .	228
C.1. Valores característicos del Polinomio de Pascal para un Orden de 2 a 21 [19]. . . . .	234

# 1

## ANTECEDENTES

Un filtro es un dispositivo que se aplica a un conjunto de señales con ruido, con la finalidad de extraer información de interés [1]. El término filtro se utiliza comúnmente para describir un dispositivo que discrimina aquellas señales fuera de su rango de interés que pasan a través de él [1]-[2]-[3].

Hay diferentes tipos de filtros, una de las clasificaciones que existen es la de filtros analógicos y filtros digitales según la aplicación [4]. Dentro de los filtros analógicos podemos diferenciar dos tipos, los filtros analógicos pasivos, es decir, aquellos que contienen elementos pasivos, que son; resistores, capacitores e inductores, como por ejemplo los filtros en escalera RLC, por otro lado, se tienen a los filtros analógicos activos, que son aquellos que además de estar realizados con elementos pasivos, contienen algún elemento activo [5], por ejemplo, transistores o amplificadores operacionales.

El desarrollo de los filtros comenzó a principios del siglo XX [1]. El progreso temprano de los filtros se asoció principalmente con aplicaciones en telefonía [6]-[7]. Los métodos utilizados fueron algo heurísticos y empíricos, sin medios matemáticos sofisticados. Cuando los teóricos lograron el diseño óptimo del filtro pudieron demostrar que esos diseños anteriores eran subóptimos, esos logros anteriores no estaban muy lejos del óptimo teórico en rendimiento. Sin embargo, en la mayoría de los casos, las técnicas de diseño más modernas [4]-[3], además de renderizar filtros que son óptimos en algún sentido, también emplearon una filosofía de síntesis que es matemáticamente rigurosa y estocásticamente satisfactoria.

El mayor progreso en la teoría del filtro se logró en gran medida en las décadas de 1930 y 1940 [8]-[9]. La minuciosidad teórica y la elegancia de este cuerpo de conocimiento es, hasta el día de hoy, uno de los logros intelectuales más sorprendente en ingeniería eléctrica. Sin embargo, esos estudios elegantes y exitosos de filtros se limitaron a filtros hechos de elementos sin pérdidas: inductores, condensadores e inductancias mutuas.

A finales de la década de 1940 surgió un nuevo tipo de filtros analógicos, los filtros activos [1]. Los esfuerzos iniciales fueron motivados por las aplicaciones de baja frecuencia [10]-[11] en las que los inductores se vuelven demasiado costosos, sus pesos y volúmenes se vuelven excesivos. Debido a la disponibilidad de elementos activos y el advenimiento de dispositivos y tecnologías de estado sólido, los filtros activos finalmente demostraron ser prácticos y atractivos en muchas circunstancias [12]-[13]. En muchas situaciones, los filtros activos y pasivos son igualmente expertos en su idoneidad.

En otras circunstancias, se complementan entre sí. En otras ocasiones, un tipo es claramente superior al otro. Por lo tanto, tanto los filtros pasivos como los activos tienen su lugar en la tecnología electrónica.

## 1.1. Filtro Analógico

Un filtro analógico es típicamente un sistema de una sola entrada y salida como se muestra en la Fig. 1.1. En la Fig. 1.1 a), la entrada  $x(t)$  y la salida  $y(t)$  se especifican en el dominio del tiempo. Ambos  $x(t)$  y  $y(t)$  pueden ser un voltaje o una corriente.

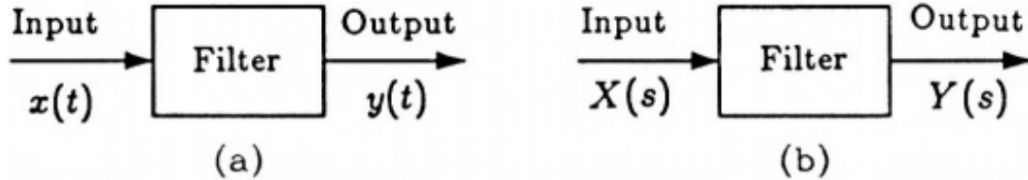


Figura 1.1: Representación del filtro a) en el dominio del tiempo y b) en el dominio de la frecuencia [1].

Para este tipo de situación, el filtro se centra en los aspectos de forma de ondas de la relación salida-entrada y se conoce como la red de formación de pulsos. En la Fig. 1.1 (b), la relación entrada-salida se rige por la función de red en el dominio de frecuencia compleja donde

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (1.1)$$

La mayoría de los requisitos de aplicación de dominio de tiempo de la Fig. 1.1 (a) se traducen a su equivalente en el dominio de frecuencia y luego se resuelven como si fuera un problema de dominio de frecuencia [14]. En el dominio de la frecuencia, el enfoque generalmente se dirige hacia la magnitud (expresada frecuentemente en decibeles) y/o la fase (el ángulo de paso por el cual la señal de salida conduce la señal de entrada) de la función de red en el eje del plano  $s$ .

$$H(s)|_{s=j\omega} = H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{j\phi(\omega)} \quad (1.2)$$

donde  $|H(j\omega)|$  es la función de magnitud y  $\phi(\omega)$  es la función de fase [1].

## 1.2. Síntesis de la función de transferencia (pasabajas)

En el procedimiento de diseño para un circuito de procesamiento de señales, hay dos pasos: Aproximación y síntesis. En el paso de aproximación se produce una función de transferencia que es implementada por el circuito resultante del paso de síntesis [2]. La función de transferencia y su realización de circuito deben satisfacer un conjunto de especificaciones proporcionadas por el diseñador del circuito.

La función de transferencia es una función racional de la variable compleja  $s$ . Es el cociente de dos polinomios llamados polinomio del numerador,  $N(s)$ , y polinomio del denominador,  $D(s)$ . Una función de transferencia típica es de la forma:

$$H(s) = H \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (1.3)$$

Las raíces del numerador se conocen como los ceros del sistema y las del denominador como los polos del sistema. Las propiedades de una función de transferencia se pueden determinar por completo a través de sus polos y ceros. Por ejemplo, por razones de estabilidad los polos del sistema deben ubicarse en el semiplano  $s$  izquierdo [3]. Un caso especial en el análisis de las propiedades de la función de transferencia es cuando el sistema es excitado con una señal sinusoidal. Si esto ocurre hacemos  $s = j\omega$  para así expresar

$$H(s) = H \frac{a_n j\omega^n + a_{n-1} j\omega^{n-1} + \dots + a_1 j\omega + a_0}{j\omega^n + b_{n-1} j\omega^{n-1} + \dots + b_1 j\omega + b_0} \quad (1.4)$$

que a su vez se puede describir como

$$H(s) = \frac{a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots + j(a_1\omega^1 - a_3\omega^3 + \dots)}{b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - \dots + j(b_1\omega^1 - b_3\omega^3 + \dots)} \quad (1.5)$$

cuya magnitud elevada al cuadrado está dada por

$$H(s) = \frac{(a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots)^2 \dots + (a_1\omega^1 - a_3\omega^3 + \dots)^2}{(b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - \dots)^2 \dots + (b_1\omega^1 - b_3\omega^3 + \dots)^2} \quad (1.6)$$

y que después de elevar al cuadrado las expresiones dentro de los paréntesis se tiene

$$H(s) = H^2 \frac{c_0 + c_1\omega^2 + c_2\omega^4 + c_3\omega^6 + \dots}{d_0 + d_1\omega^2 + d_2\omega^4 + d_3\omega^6 + \dots} \quad (1.7)$$

Por lo tanto, una magnitud al cuadrado sólo tiene potencias par de  $\omega$  y es una función par de  $\omega$ . Por otro lado, la fase de  $N(j\omega)$  es una función impar y está dada por

$$\text{Arg } H(s) = \tan^{-1} \left[ \frac{a_1\omega + a_3\omega^3 + \dots}{a_0 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots} \right] - \tan^{-1} \left[ \frac{b_1\omega + b_3\omega^3 + \dots}{b_0 + b_2\omega^2 + b_4\omega^4 + \dots} \right] \quad (1.8)$$

Realizando el enfoque para el caso en el que  $N(s)$  es del tipo pasa-bajas, tiene la particularidad de que sus ceros se encuentran todos en el infinito, es decir

$$H_{pb}(s) = \frac{H}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (1.9)$$

Una gráfica de magnitud de esta función tiene la forma que se muestra en la Fig. 1.2. En esta figura se define la banda de paso de  $\omega = 0$  rad/seg a  $\omega_c$ , y la banda de rechazo de  $\omega_s$  a infinito. La banda entre  $\omega_c$  y  $\omega_s$  se llama banda de transición. En esta banda la característica de magnitud suele ser pronunciada. Las tolerancias se dan en términos de atenuación en dB. En la banda de paso esta es la tolerancia máxima permitida, por lo que se abrevia  $A_{max}$ . Por otro lado, la tolerancia en la banda de rechazo es una atenuación mínima. Esto significa que se puede lograr más de lo requerido, pero no menos atenuación. Por lo tanto, se llama atenuación mínima y se abrevia  $A_{min}$  [2].

Por otro lado, recordando que el cuadrado de la magnitud de  $H(j\omega)$  es una función par como se indica en la ecuación (1.7), esta expresión se puede describir como

$$H(s) = H^2 \frac{1 + \alpha_1\omega^2 + \alpha_2\omega^4 + \alpha_4\omega^6 + \dots}{1 + \beta_1\omega^2 + \beta_2\omega^4 + \beta_4\omega^6 + \dots} \quad (1.10)$$

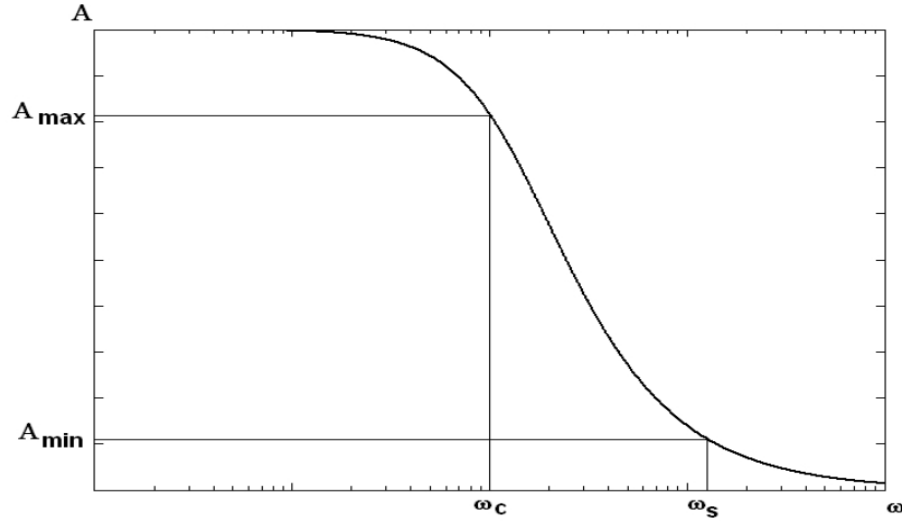


Figura 1.2: Parámetros de función pasa bajas [2].

Y al realizar el cociente indicado, esta se transforma en

$$|H(j\omega)|^2 = H_0^2 [1 + (\alpha_1 - \beta_1)\omega^2 + (\alpha_2 - \beta_2 + \beta_1^2 - \beta_1\alpha_1)\omega^4 + \dots] \quad (1.11)$$

La cual es una serie de McLaurin alrededor del origen. Puede verse que no hay términos impares en las potencias de  $\omega$ , por lo que puede inferirse que las derivadas de orden impar son iguales a cero.

Para tener una respuesta máximamente plana se requiere tener tantas derivadas iguales a cero como sea posible. Por tanto, se necesita que los coeficientes de la ecuación anterior sean iguales a cero. Esto se logra si se hace,

$$\alpha_i = \beta_i \quad (1.12)$$

La aproximación general para obtener una característica pasa-bajas de la magnitud de una función de transferencia es la siguiente:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{A_0}{1 + F(\omega^2)} \quad (1.13)$$

Tal que  $F(\omega^2) \leq 1$ ,  $0 < \omega < \omega_p \Rightarrow F(\omega^2) \gg 1$ ,  $\omega \gg \omega_p$ .

De este modo se tiene que  $|H(j\omega)|^2 \approx A_0$  (ganancia máxima) y  $|H(j\omega)|^2 \leq A_0$  en la banda de paso y  $|H(j\omega)|^2 \ll A_0$  en la banda de rechazo. Éstas son las características esenciales de una función pasa bajas [1].

### 1.3. Métodos de aproximación (normalizados)

Los métodos de aproximación se han empleado ampliamente para la generación de funciones de transferencia que cumplan con los requerimientos de la respuesta en frecuencia de un filtro [2] en tiempo continuo. Además, con métodos de síntesis como el de Foster o Cauer es posible sintetizar redes pasivas que generen dichas funciones de transferencia [1]. Inclusive, hay métodos para sustituir algunos de esos elementos pasivos por sus contrapartes activas y tener así filtros activos [3]. Desafortunadamente, no hay herramientas de síntesis que generen estructuras de filtros activos a partir de redes pasivas de forma directa.

### 1.3.1. Aproximación pasa-bajas Butterworth

La aproximación Butterworth exhibe una respuesta máximamente plana. Fue propuesta en 1930 por el ingeniero británico Stephen Butterworth [2].

Debido a su baja complejidad es una de las aproximaciones más ampliamente utilizadas cuando las demandas del filtro son más relajadas.

La aproximación Butterworth se basa en lo siguiente:

Partiendo de la forma de aproximación general (1.13) y haciendo

$$F(\omega^2) = \omega^{2n} \quad (1.14)$$

se tiene

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (1.15)$$

es claro que

$$|H(j\omega)|_{max} = H(0) = 1 \quad (1.16)$$

para todo  $n$ . A medida que aumenta  $|H(j\omega)|$  dado en (1.15) tiene el valor  $1/\sqrt{2}$  para  $\omega = 1$ . La ganancia en este punto es de 3,0103 dB por debajo de la ganancia máxima. Este punto se conoce comúnmente como el punto de  $-3$  dB o medio punto de potencia.

Si se aplica la función binomial de  $|H(j\omega)|$  se puede escribir

$$|H(j\omega)| = (1 + j\omega^{2n})^{-1/2} = 1 - \frac{1}{2}\omega^{2n} + \frac{3}{8}\omega^{4n} - \frac{5}{16}\omega^{6n} + \dots \quad (1.17)$$

en las proximidades de  $\omega = 0$ . Las primeras  $2n - 1$  derivadas de  $|H(j\omega)|$  son cero en  $\omega=0$ . Desde  $F(\omega^2)$  es de grado  $2n$  en  $\omega$  y se hace  $|H(j\omega)| = 1$ , (1.17) muestra que se ha hecho la curva lo más plana posible en  $\omega=0$ . Esta característica a menudo se conoce como *la característica de magnitud máxima plana* [15]. Por lo tanto, en el rango  $0 < \omega < 1$ , cuanto más alto es  $n$ , mas plana es la característica en el origen, y se acerca más a la característica ideal del pasa-bajas.

Para  $\omega > 1$ , cuanto más alto es  $n$ , mas rápido  $\omega^{2n}$  aumenta y más rápido  $|H(j\omega)|$  disminuye a medida que aumenta  $\omega$ . La Fig. 1.3 muestra las características de  $|H(j\omega)|$  para varios valores de  $n$ .

Para  $\omega \gg 1$ , la ganancia disminuye a razón de 20 dB/decada. Las características de magnitud de la Fig. 1.3, son trazadas como dB vs Log  $\omega$ , las gráficas de Bode se muestran en la Fig. 1.4 [1].

Otro punto importante de analizar es la forma general de los polos de una función pasa-bajas Butterworth. Para esto, se considera que  $H(s) * H(-s) = |H(j\omega)|^2$ , entonces

$$H(s) * H(-s) = \frac{1}{1 + (\frac{s}{j})^{2n}} \quad (1.18)$$

de este modo, los polos (raíces del polinomio del denominador) de la función de transferencia están dados por

$$P_k = -\frac{\sin 2k - 1}{2n} \pi + j \frac{\cos 2k - 1}{2n}, \quad k = 1, 2, 3 \dots, n \quad (1.19)$$

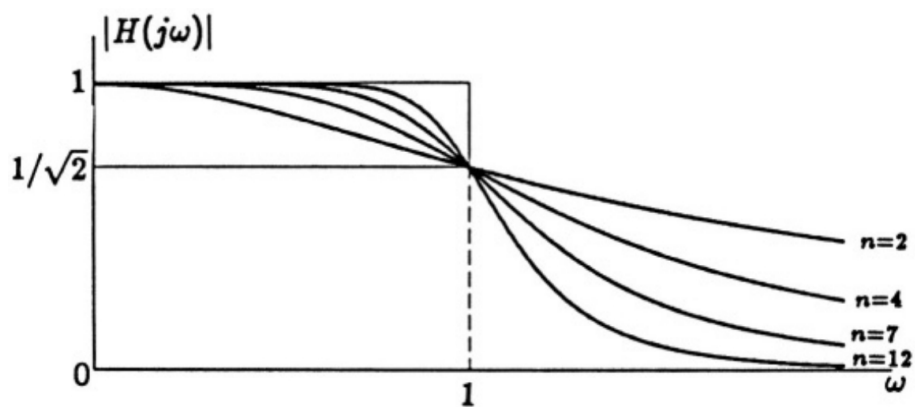


Figura 1.3: Trazas de bode de la magnitud de la función de transferencia de la aproximación Butterworth para varios valores de  $n$  [1].

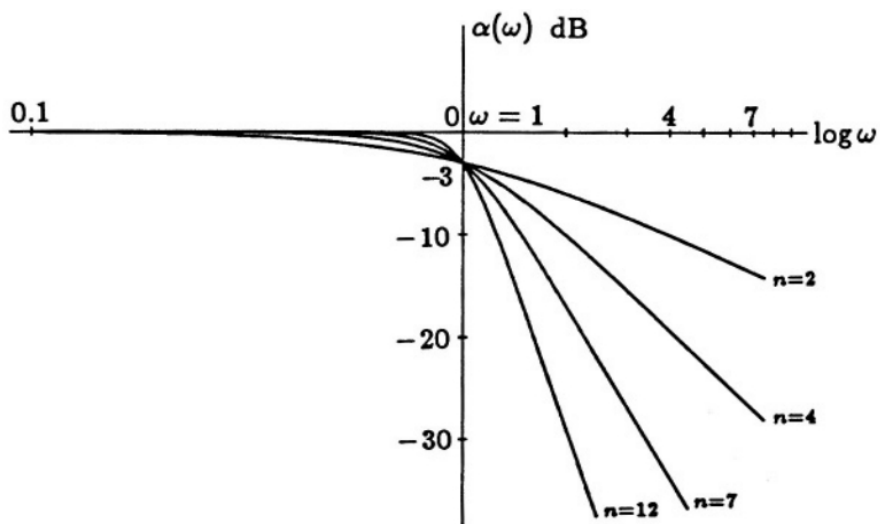


Figura 1.4: Diagramas de Bode de las características de magnitud de Butterworth de la Fig. 1.3 [1].

donde  $k$  es el  $k$ -ésimo polo del filtro y  $n$  es el orden del filtro. Los  $P_k$  válidos son aquellos que se encuentran en el semiplano izquierdo del plano complejo por razones de estabilidad [3]. En la Fig. 1.5, se ilustra la forma en cómo se aglomeran los polos de  $H(s) * H(-s)$  para el caso pasa-bajas Butterworth cuando  $n = 5$  y  $n = 6$ , respectivamente

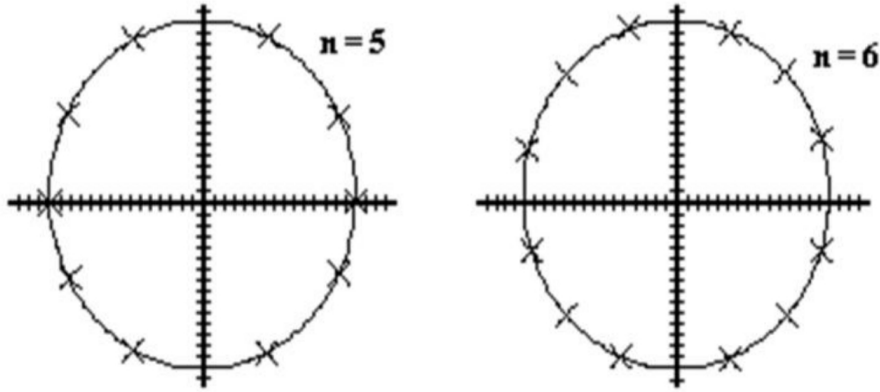


Figura 1.5: Polos de Butterworth para  $H(s) * H(-s)$ . Tener en cuenta el espaciado igual entre los polos [2].

puede observarse que, tanto en el caso de orden par como en el impar, los polos se alinean alrededor de una circunferencia de radio unitario. Además, en el caso impar se tienen polos reales mientras que el caso par contiene únicamente polos complejos conjugados [2].

### 1.3.2. Aproximación pasa-bajas Chebyshev

La aproximación Chebyshev también se conoce como respuesta con rizo en la banda de paso (tipo I) o respuesta con rizo en la banda de rechazo (tipo II), en su traza de bode. Fuera de la banda de paso decrece monótonamente a una razón mayor que un filtro Butterworth [16]. Esta aproximación se basa en el trabajo del matemático ruso Pafnuty Lvovich Chebyshev.

Debido a esto exhibe un buen compromiso entre complejidad y cumplimiento de las especificaciones, es una de las aproximaciones ampliamente utilizadas cuando se desea un orden bajo del filtro.

El polinomio de Chebyshev (del primer tipo) de  $n$ th orden se define como

$$C_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1}(\omega)) \quad (1.20)$$

Esta expresión tiene la apariencia de una función trigonométrica. En realidad, es un polinomio en  $\omega$  del grado  $n$ th. Esto se puede comprender mejor observando las formulas recursivas para esta clase de polinomios [1]. Primero se tiene que

$$\cos(\theta) = \omega \quad \& \quad \theta = \cos^{-1}(\omega) \quad (1.21)$$

entonces

$$C_{n+1}(\omega) = \cos(n\theta + \theta) = \cos(n\theta) \cos(\theta) - \sin(n\theta) \sin(\theta) \quad (1.22)$$

$$C_{n-1}(\omega) = \cos(n\theta - \theta) = \cos(n\theta)\cos(\theta) + \sin(n\theta)\sin(\theta) \quad (1.23)$$

sumando (1.22) y (1.23), se obtiene

$$C_{n+1}(\omega) + C_{n-1}(\omega) = 2\cos(n\theta)\cos(\theta) \quad (1.24)$$

pero  $\cos n\theta = C_n(\omega)$  &  $\cos \theta = \omega$ , por lo tanto, (1.24) puede escribirse como

$$C_{n+1}(\omega) + C_{n-1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) \quad (1.25)$$

o

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega) \quad (1.26)$$

así, si  $C_n(\omega)$  y  $C_{n-1}(\omega)$  son ambos polinomios,  $C_{n+1}(\omega)$  también será un polinomio. Además, cualquier polinomio de Chebyshev, puede expresarse en términos de los dos polinomios de grados inmediatamente inferiores a sí mismo. Entonces tenemos que

$$C_0(\omega) = \cos(0) = 1 \quad (1.27)$$

$$C_1(\omega) = \cos(\cos^{-1}(\omega)) = \omega \quad (1.28)$$

$$C_2(\omega) = 2\omega C_1(\omega) - C_0(\omega) = 2\omega^2 - 1 \quad (1.29)$$

$$C_3(\omega) = 2\omega C_2(\omega) - C_1(\omega) = 2\omega(2\omega^2 - 1) - \omega = 4\omega^3 - 3\omega \quad (1.30)$$

y así sucesivamente. Los polinomios de Chebyshev de grado superior se encuentran en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1: Polinomios de Chebyshev de orden 0 a 10 [1]

$n$	$C_n(\omega)$
0	1
1	$\omega$
2	$2\omega^2 - 1$
3	$4\omega^3 - 3\omega$
4	$8\omega^4 - 8\omega^2 + 1$
5	$16\omega^5 - 20\omega^3 + 5\omega$
6	$32\omega^6 - 48\omega^4 + 18\omega^2 - 1$
7	$64\omega^7 - 112\omega^5 + 56\omega^3 - 7\omega$
8	$128\omega^8 - 256\omega^6 + 160\omega^4 - 32\omega^2 + 1$
9	$256\omega^9 - 576\omega^7 + 432\omega^5 - 120\omega^3 + 9\omega$
10	$512\omega^{10} - 1280\omega^8 + 1120\omega^6 - 400\omega^4 + 50\omega^2 - 1$

Para la aproximación Chebyshev tipo I desde  $|C_n(\omega)| = 1$  para  $|\omega| \leq 1$ , se elige un número pequeño  $\epsilon$  y se deja

$$F(\omega^2) = \epsilon^2 C_n^2(\omega) \quad (1.31)$$

entonces

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (1.32)$$

tendrá valores que caen entre 1 y  $1/(1 + \epsilon^2)$  en el rango  $0 \leq \omega \leq 1$ . Las gráficas de  $|H(j\omega)|$  para  $n = 4$  y  $n = 7$  se muestran en la Fig. 1.6. Por lo tanto, es natural dejar  $\omega_p = 1$  (frecuencia de paso) para las características de magnitud de Chebyshev normalizadas y  $a_p = 10 \log(1 + \epsilon^2)$  (rizo) [1].

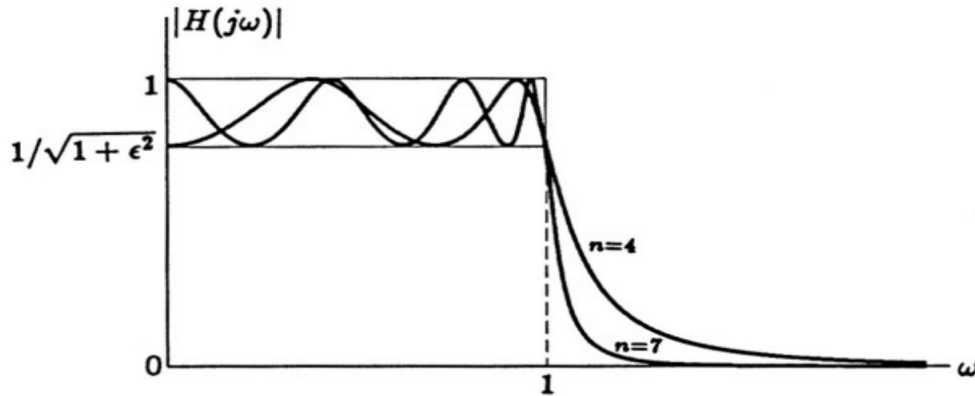


Figura 1.6: Característica Chebyshev tipo I para  $n = 4$  y  $n = 7$  [1].

Es importante analizar la forma general de los polos de la función pasa-bajas de Chebyshev tipo I. Para esto, se considera que  $H(s) * H(-s) = |H(j\omega)|^2$ , entonces

$$H(s) * H(-s) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cos^2(n \cos^{-1}(\frac{s}{j}))} \quad (1.33)$$

de este modo, los polos de la función de transferencia están dados por

$$P_k = -\sigma_k + j\omega_k = -\sin u_k \sinh v + j \cos u_k \cosh v \quad (1.34)$$

donde:  $u_k = \frac{2k-1}{2n}\pi$ ,  $k = 1, 2, \dots, 2n$  y  $v = \frac{1}{n} \sinh^{-1}(\frac{1}{\epsilon})$   
 $k$  es el  $k$ -ésimo polo del filtro y  $n$  es el orden del filtro. La localización de los polos de la aproximación Chebyshev tipo I es a lo largo de una elipse en el plano complejo, tal y como se muestra en la Fig. 1.7.

Si  $s_k$  y  $u_k$  son las partes real e imaginaria, entonces la elipse se puede expresar como [3],

$$\frac{\sigma_k^2}{\sinh^2 v} + \frac{\omega_k^2}{\cosh^2 v} = 1 \quad (1.35)$$

Por otro lado, la aproximación Chebyshev tipo II tiene una respuesta monótona en la banda de paso y una ondulación igual en la banda de rechazo, a diferencia de la característica regular de Chebyshev tipo I. La función de magnitud al cuadrado para una función Chebyshev tipo II es

$$|H_{CI}(j\omega)|^2 = \frac{\epsilon^2 C_n^2(\frac{1}{\omega})}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\frac{1}{\omega})} \quad (1.36)$$

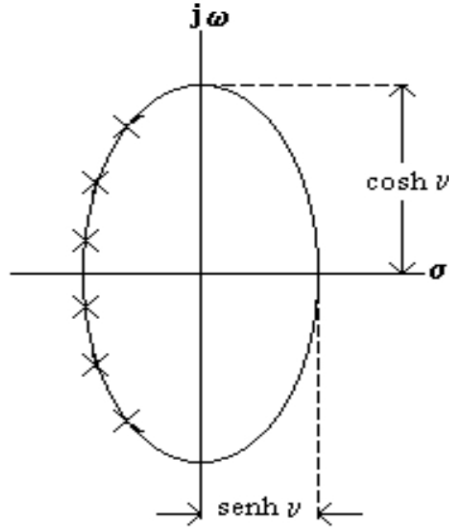


Figura 1.7: Lugar geométrico de los polos de Chebyshev tipo I [2].

y una gráfica de la respuesta de magnitud se muestra en la Fig. 1.8. Tener en cuenta que ahora, el parámetro  $\epsilon$  está asociado con la ondulación de la banda de rechazo y que la frecuencia normalizada es la frecuencia de la banda de rechazo. Los polos de la característica Chebyshev tipo II están dados por

$$P_k = \frac{1}{\sigma_k + j\omega_k} \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (1.37)$$

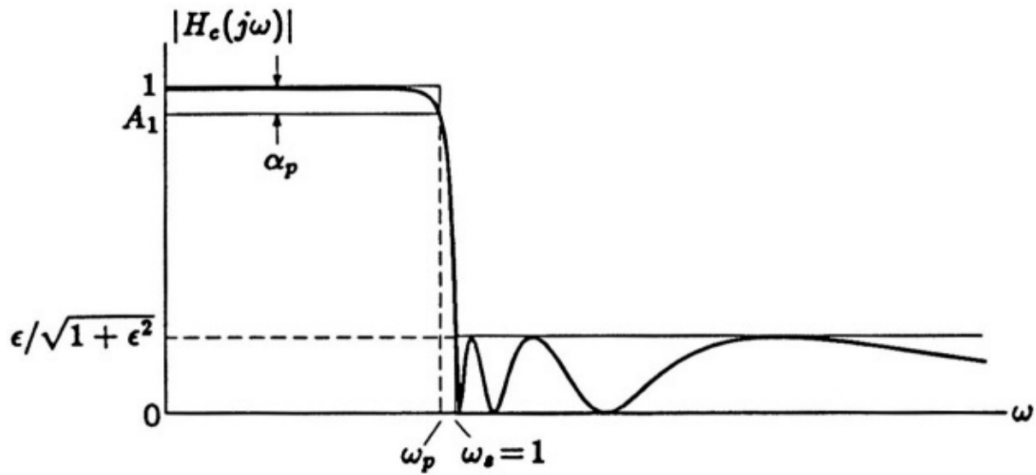


Figura 1.8: Respuesta Chebyshev tipo II pasa bajas [1].

donde los parámetros  $\sigma_k$  y  $\omega_k$  se dan en la tabla 1.1, pero los valores de  $\epsilon$  cambian a

$$\epsilon^2 = \frac{1}{10^{0,1A_{min}} - 1} \quad (1.38)$$

Los ceros de la banda de rechazo, que se encuentran en el eje  $j\omega$  están dados por

$$z_k = j \frac{1}{\cos\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right)} \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (1.39)$$

El orden se puede calcular con la misma ecuación utilizada para la función de Chebyshev tipo I [2].

### 1.3.3. Aproximación pasa-bajas Elíptica

La aproximación elíptica también se conoce como respuesta con rizo en las bandas de paso y de rechazo, en su traza de bode. Fuera de la banda de paso decrece monotónicamente a una razón mayor que los filtros Chebyshev y Butterworth. Esta aproximación se basa en el trabajo del matemático alemán Wilhelm Cauer [2].

El compromiso entre complejidad y cumplimiento de especificaciones es costoso, es decir, el orden del filtro elíptico que satisface las demandas de desempeño es bajo, pero su complejidad es mayor. La aproximación de Cauer se expresa como:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R_N^2(\omega)} \quad (1.40)$$

donde

$$R_N(x) = \int_0^\pi \frac{1}{\sqrt{1 - x^2 \sin^2(\theta)}} \cdot d\theta \quad (1.41)$$

o bien para  $R_N(\omega)$  par

$$R_N(\omega) = \frac{(\omega_1^2 - \omega)(\omega_2^2 - \omega) \cdots (\omega_N^2 - \omega)}{(1 - \omega_1^2 \omega)(1 - \omega_2^2 \omega) \cdots (1 - \omega_N^2 \omega)} \quad (1.42)$$

y para  $R_N(\omega)$  impar

$$R_N(\omega) = \frac{\omega(\omega_1^2 - \omega)(\omega_2^2 - \omega) \cdots (\omega_N^2 - \omega)}{(1 - \omega_1^2 \omega)(1 - \omega_2^2 \omega) \cdots (1 - \omega_N^2 \omega)} \quad (1.43)$$

nótese que los polos y ceros en (1.42) y (1.43) se eligen de tal manera que sean recíprocos entre sí. Luego se construye la función de magnitud al cuadrado (1.40).

Si se elige  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$  para estar en el rango  $0 \leq \omega \leq 1$ ,  $R_N^2(\omega)$  se tendrán valores cero en  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$  y valores infinitos en  $1/\omega_1, 1/\omega_2, \dots, 1/\omega_N$ . Se observa que cuando  $R_N(\omega) = \infty$ ,  $|H(j\omega)| = 0$ . De ahí la variación  $|H(j\omega)|$  debe tener los patrones generales mostrados en la Fig. 1.9. La gráfica de la Fig. 1.9(a) da como resultado  $H(s)$  que es de sexto orden, mientras que la de la Fig. 1.9(b) da como resultado una de séptimo orden. Así, se crea otro tipo de características del pasa-bajas con ondulaciones tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo [1].

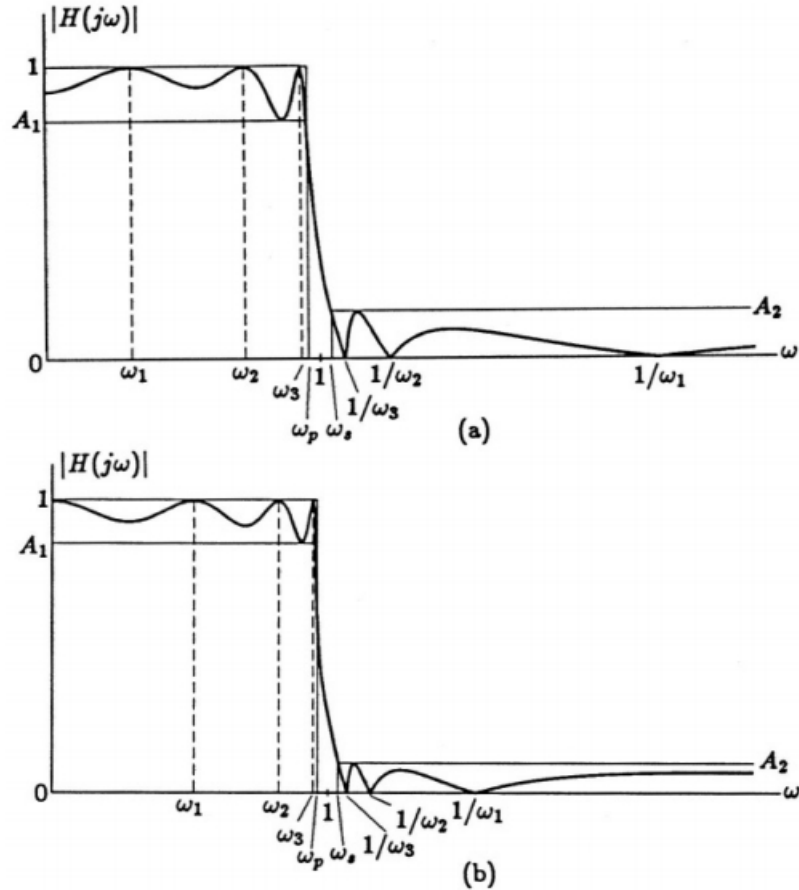


Figura 1.9: Características de la aproximación pasa bajas elíptico [1].

La colocación arbitraria de  $\omega_i, i = 1, 2, \dots, N$  produce los mismos máximos (iguales a la unidad) en el rango dentro de  $0 \leq \omega < 1$  y el mismo mínimo (igual a cero) en un rango dentro de  $1 < \omega < \infty$ . Sin embargo, los mínimos en el rango de baja frecuencia no son lo mismo. Tampoco los máximos en el rango de alta frecuencia. Se ha demostrado que si se hace que estos mínimos y máximos sean uniformes en los rangos respectivos, se logra la relación de banda de transición más pequeña  $\omega_s/\omega_p$  para la misma ondulación de banda de rechazo  $a_s$  y atenuación de banda de paso  $a_p$ . Cuando esto se logra, la definida  $R_N(\omega)$  en (1.42) y (1.43) se conoce como la función racional de Chebyshev [1].

El cálculo de polos y ceros para filtros elípticos generalmente se realiza mediante programas informáticos porque requiere cálculos extensos [15]. El orden se puede obtener con el uso del nomógrafo de Kawakami que se muestra en la Fig. 1.10.

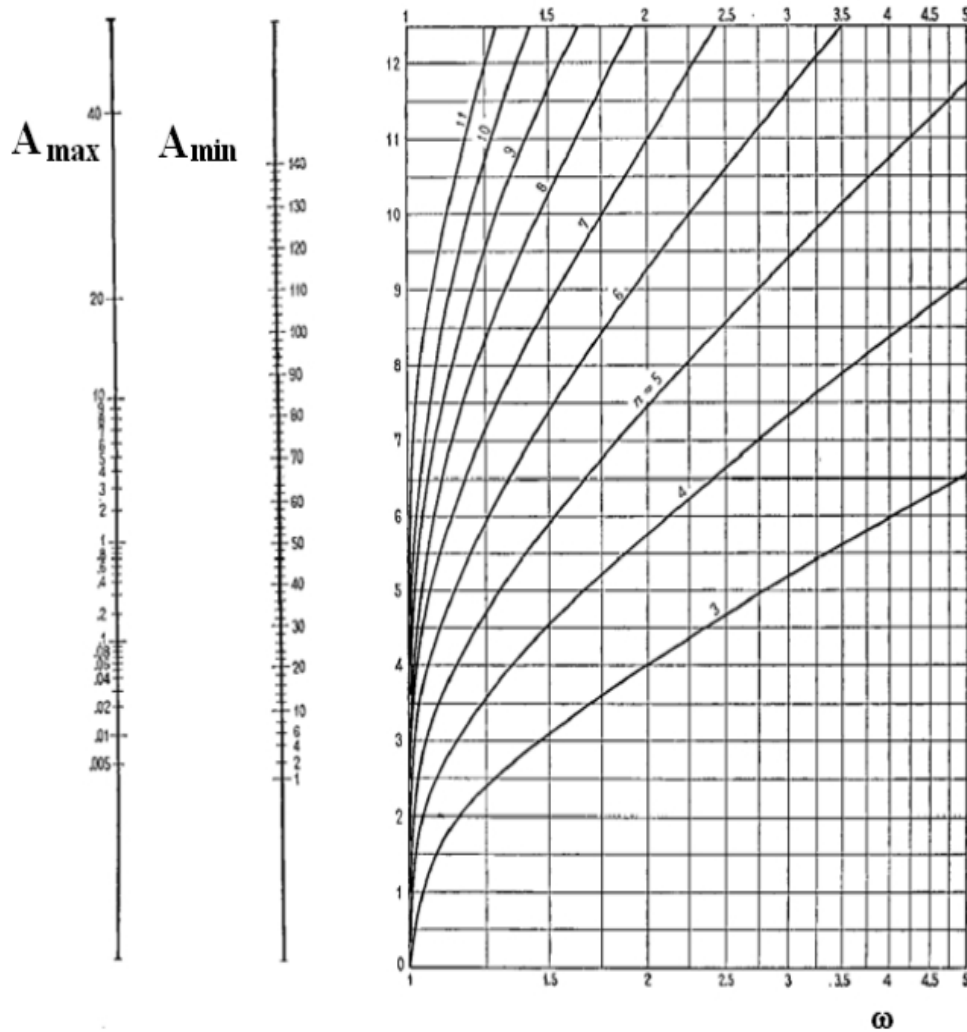


Figura 1.10: Nomógrafo para cálculo del orden de filtro elíptico [2].

#### 1.3.4. Aproximación pasa-bajas Bessel-Thomson

Hasta ahora, el enfoque se ha realizado únicamente en la magnitud de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del filtro. Sin embargo, existen aplicaciones en las cuales la fase de la respuesta en frecuencia es más importante.

Esto se debe a que la fase de  $H(s)$  está directamente relacionada con el retardo de grupo del filtro, el cual se define como

$$T_d(\omega) = -\frac{d}{d\omega}\phi(\omega) \quad (1.44)$$

La fase de la función de transferencia y el retardo de grupo son determinantes en las características en el dominio del tiempo del filtro, ya que estas llegan a modificar significativamente la forma de onda a la salida de este [14].

En sistemas tales como los de audio, los diferentes retardos presentes en señales de distinta frecuencia no son notables para los oídos humanos. Este no es el caso para sistemas de transmisión de video [16], donde el no preservar un retardo constante en el

ancho de banda de interés provocará el tener una señal de video distorsionada.

Una aproximación pasa-bajas estándar que se enfoca en el retardo del filtro fue propuesta por W.E Thomson [2]:

$$H_2(s) = \frac{b_0}{s^2 + b_1s + b_0} \quad (1.45)$$

la fase  $H_2(s)$  está dada por

$$\phi(\omega) = -\tan^{-1} \left[ \frac{b_1\omega}{b_0 - \omega^2} \right] \quad (1.46)$$

y el retardo de grupo

$$T_d(\omega) = -\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{b_1\omega^2 - b_1b_0}{\omega^4 + (b_1^2 - 2b_0)\omega^2 + b_0^2} \quad (1.47)$$

Storch demostró que la siguiente función de transferencia presenta un retardo de grupo máximamente plano en  $\omega = 0$  similar al propuesto por Thomson:

$$H_n(s) = \frac{b_0}{y_n(s)} = \frac{b_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0} \quad (1.48)$$

donde el polinomio del denominador se encuentra estrechamente relacionado con una clase de polinomios de Bessel y por consiguiente los coeficientes pueden determinarse de forma similar a los coeficientes de Bessel [15], es decir:

$$b_k = \frac{(2n - k)!}{2^{n-k}k!(n - k)!} \quad (1.49)$$

Los polinomios  $y_n(s)$  de  $n$  hasta 10 se tabulan en las tablas 1.2 y 1.3. Las funciones de retardo asociadas a  $H_n(s)$  de (1.48) para  $n$  hasta  $n = 10$  se dan en la Fig. 1.11. Los filtros que realizan este grupo de funciones de filtro se conocen como filtros Bessel, filtros Thomson o filtros de retardo máximo plano [1].

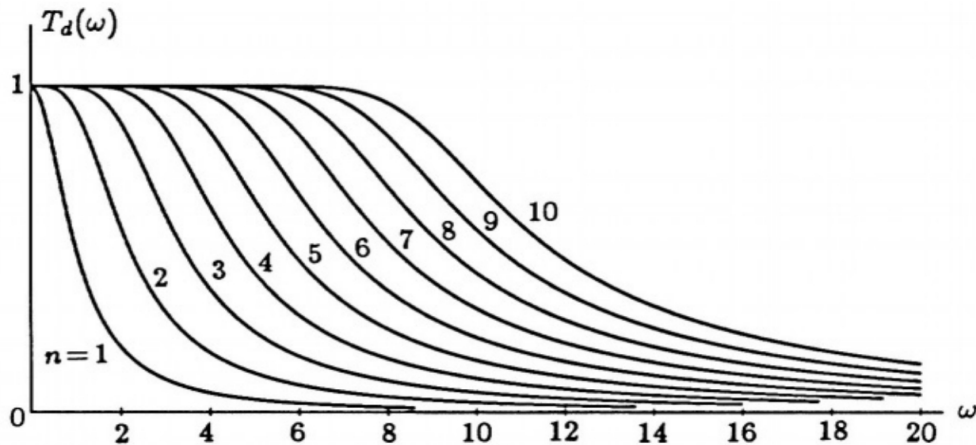


Figura 1.11: Características de retardo máximo plano de Bessel-Thomson [1].

Tabla 1.2: Polinomios denominadores en forma factorizada para filtros Bessel-Thomson [1]

$n$	$y_n(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + 3s + 3$
3	$(s^2 + 3.67781s + 6.45943)(s + 2.32219)$
4	$(s^2 + 4.20758s + 11.4878)(s^2 + 5.79242s + 9.140131)$
5	$(s^2 + 4.64935s + 18.1563)(s^2 + 6.70391s + 14.2725)(s + 3.64674)$
6	$(s^2 + 5.03186s + 26.5140)(s^2 + 7.47142s + 20.8528)(s^2 + 8.49672s + 18.8011)$
7	$(s^2 + 5.37135s + 36.5968)(s^2 + 8.14028s + 28.9365)(s^2 + 9.51658s + 25.6664)(s + 4.97179)$
8	$(s^2 + 5.67797s + 48.4320)(s^2 + 8.73658s + 38.5693)(s^2 + 10.4097s + 33.9347)(s^2 + 11.1758s + 31.9772)$
9	$(s^2 + 5.95852s + 62.0414)(s^2 + 9.27688s + 49.7885)(s^2 + 11.2088s + 43.6466)(s^2 + 12.2587s + 40.5893)$ $(s + 6.29702)$
10	$(s^2 + 6.21783s + 77.4427)(s^2 + 9.77244s + 62.6256)(s^2 + 11.93506s + 54.8392)(s^2 + 13.2306s + 50.5824)$ $(s^2 + 13.8441s + 48.6675)$

Tabla 1.3: Polinomios denominadores en forma expandida para filtros Bessel-Thomson [1]

$n$	$y_n(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + 3s + 3$
3	$s^3 + 6s^2 + 15s + 15$
4	$s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105$
5	$s^5 + 15s^4 + 105s^3 + 420s^2 + 945s + 945$
6	$s^6 + 21s^5 + 210s^4 + 1260s^3 + 4725s^2 + 10,395s + 10,395$
7	$s^7 + 28s^6 + 378s^5 + 3150s^4 + 17,325s^3 + 62,370s^2 + 135,135s + 135,135$
8	$s^8 + 36s^7 + 630s^6 + 6930s^5 + 51,975s^4 + 270,270s^3 + 945,945s^2 + 2,027,025s + 2,027,025$
9	$s^9 + 45s^8 + 990s^7 + 13,860s^6 + 135,135s^5 + 945,945s^4 + 4,729,725s^3 + 16,216,200s^2$ $+34,459,425s + 34,459,425$
10	$s^{10} + 55s^9 + 1485s^8 + 25,740s^7 + 315,315s^6 + 2,837,835s^5 + 18,918,900s^4 + 91,891,800s^3$ $+310,134,825s^2 + 654,729,075s + 654,729,075$

En la Fig. 1.12 se muestra las ubicaciones de los polos del filtro Thomson junto con los polos de Butterworth y Chebyshev. Se puede observar que los polos Thomson están más alejados del origen que otros polos [2].

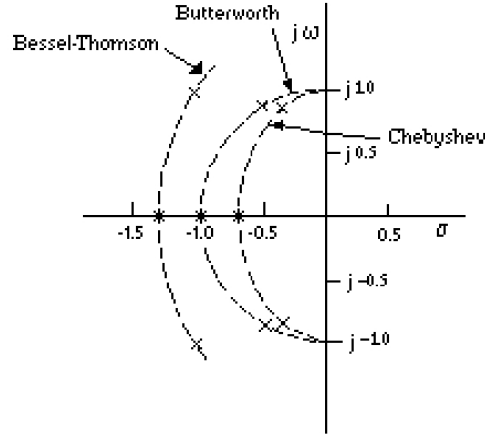


Figura 1.12: Ubicación de polos para filtros pasa bajas Thomson, Butterworth y Chebyshev [2].

### 1.3.5. Aproximación pasa-bajas Pascal

La aproximación de Pascal se introdujo por primera vez por Thomas J. Goodman [17]. Sin embargo, esta aproximación carecía de un atributo básico que deben compartir todas las aproximaciones polinómicas utilizadas en el diseño de filtros. Posteriormente, se introdujo una nueva función de Pascal modificada con la característica anterior, donde se obtuvo una función de Pascal simétrica modificada apropiada para el filtro tras cierta manipulación de la función de Pascal.

El polinomio de Pascal de grado  $N$  está dado por

$$\begin{aligned}
 P_0(N, \omega) &= \frac{(-1)^N}{N!} \omega(\omega - 1)(\omega - 2) \cdots (\omega - N + 1) \Rightarrow \\
 &= \frac{(-1)^N}{N!} \prod_{k=1}^N (\omega - k + 1)
 \end{aligned} \tag{1.50}$$

Este polinomio, cuyo gráfico se muestra en la Fig. 1.13(a) y 1.13(b), asume valores extremadamente bajos para  $0 < \omega < N - 1$  y valores cada vez más altos para  $\omega > N - 1$ , donde  $N$  es el orden del filtro, pero no satisface la realizabilidad [18] y por lo tanto no puede ser utilizado como una función de aproximación, ya que no exhibe ninguna simetría.

Con la intención de utilizar un polinomio de Pascal en una aproximación, es deseable tener el valor  $\omega = 1$ , donde la ganancia será exactamente igual a la ganancia mínima en la banda de paso, para ello se propone una versión desplazada del polinomio de pascal donde  $|P(N, 1)| = 1$ , este polinomio resultante es par cuando el grado  $N$  es par e impar cuando el grado  $N$  es impar y por lo tanto la resultante es un polinomio par, que posee la propiedad de ser simétrico, no reportada en el polinomio simple de pascal [3].

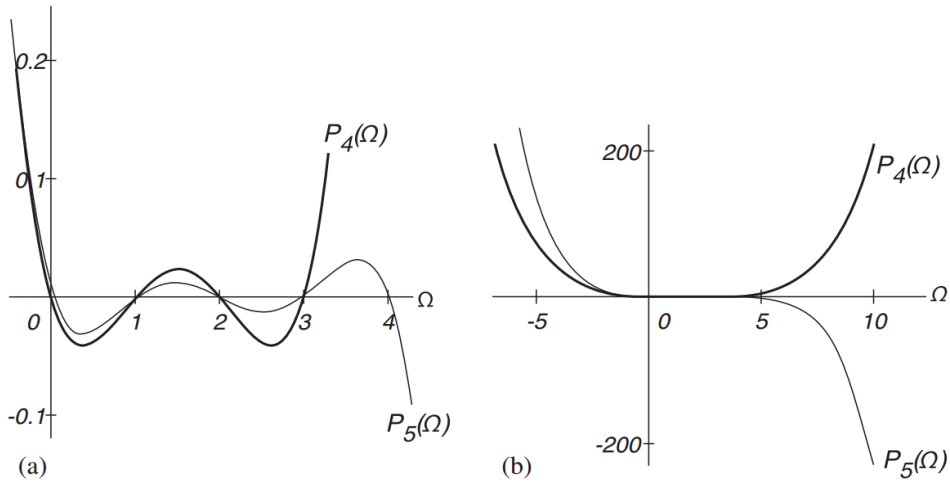


Figura 1.13: Polinomio de Pascal con  $N = 4$  y  $5$  para  $\omega = 0$  a  $4,3$  [18]

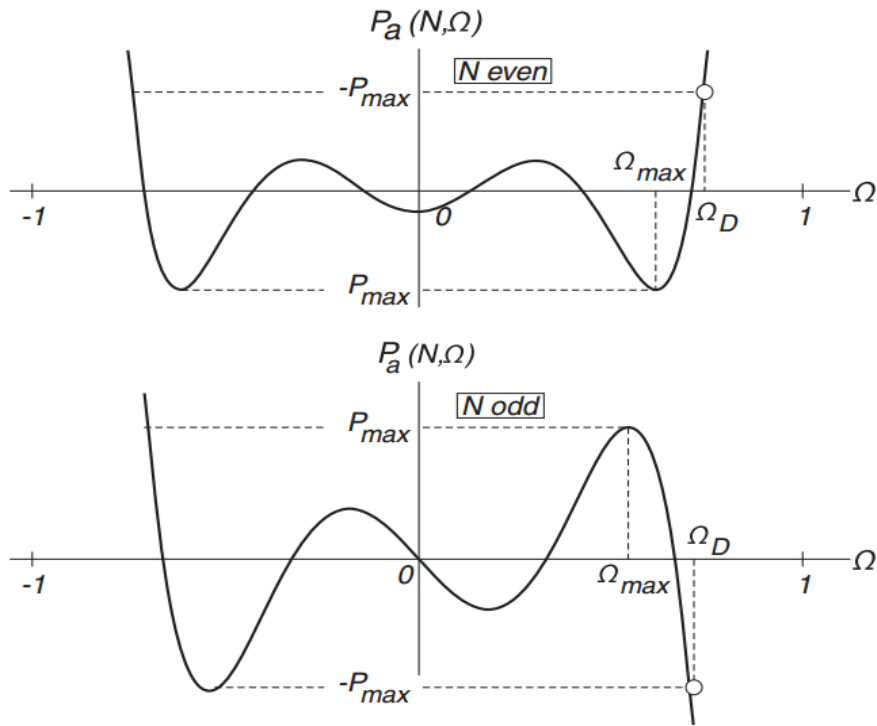


Figura 1.14: Puntos característicos de  $P_a(N, \omega)$  (polinomio desplazado y escalado) [18]

Se puede demostrar que siempre hay una frecuencia  $\omega_D$  en el rango de  $\omega_{max}$  a 1 en el que el polinomio asume el valor  $-P_{max}$ , como se muestra en la Fig. 1.14.

Si se utiliza el polinomio de pascal desplazado y escalado  $P_a(N, \omega)$  para aproximar las especificaciones normalizadas del filtro pasa bajas de una manera descrita por la ecuación (1.13), la ganancia mínima de la banda de paso  $H_c$  ocurrirá a  $\omega_{max}$  y  $\omega_D$ . Para encontrar el valor  $-P_{max}$ , la frecuencia  $\omega_{max}$  del extremo absoluto y  $\omega_D$ , el polinomio de pascal simétrico desplazado y escalado se expresa en términos de funciones Gamma. Sin embargo, esto no ayuda a encontrar las expresiones analíticas para el valor  $P_{max}$  del extremo absoluto de  $P_a(N, \omega)$  o de las frecuencias relacionadas  $\omega_{max}$  y  $\omega_D$ , por lo tanto, se utiliza software matemático para encontrar estos valores [19].

Tabla 1.4: Valores característicos de  $P_a(N, \omega)$ [18]

$N$	$\Omega_{\max}$	$P_{\max}$	$\Omega_D$
2	0.00000000	-0.12500000	0.47140452
3	0.28867513	+0.06415003	0.57735029
4	0.44721360	-0.04166667	0.65289675
5	0.54814429	+0.03026194	0.70639006
6	0.61812758	-0.02347346	0.74582512
7	0.66950940	+0.01901625	0.77599290
8	0.70882772	-0.01588792	0.79978194
9	0.73987600	+0.01358345	0.81900877
10	0.76500826	-0.01182234	0.83486553
11	0.78576311	+0.01043707	0.84816452
12	0.80318872	-0.00932176	0.85947728
13	0.81802376	+0.00840640	0.86921746
14	0.83080378	-0.00764299	0.87769147
15	0.84192645	+0.00699753	0.88513110

Para mover  $\omega_D$  a 1, simplemente se escala el polinomio  $P_a(N, \omega)$ , definiendo así  $P_D(N, \omega)$ :

$$\begin{aligned}
P_D(N, \omega) &= P_a(N, \omega_D \omega) \Rightarrow P_D(N, \omega) \\
&= \frac{(-1)^N}{N!} \prod_{k=1}^N \left( \frac{N+1}{2} \omega_D \omega + \frac{N-1}{2} - k + 1 \right) \quad (1.51)
\end{aligned}$$

$$P_D(N, \omega) = \frac{(-1)^\eta}{N!} \left( \frac{N+1}{2} \omega_D \right)^N \omega^\eta \prod_{k=1}^{\frac{N-\eta}{2}} \left[ \omega^2 - \left( \frac{N-1+2k}{(N+1)\omega_D} \right)^2 \right], \eta = \begin{cases} 0 & N \text{ par} \\ 1 & N \text{ impar} \end{cases} \quad (1.52)$$

El nuevo polinomio simétrico modificado  $P_D(N, \omega)$  está relacionado con el polinomio de Pascal original  $P_0(N, \omega)$  por la relación [19]:

$$P_D(N, \omega) = \frac{(-1)^\eta}{N!} \prod_{k=1}^N \left( \frac{N+1}{2} (\omega_D \omega + 1) - k \right) \quad (1.53)$$

El extremo absoluto de  $P_D(N, \omega)$  tiene el mismo valor  $P_{\max}$  y ocurre en  $\omega_{\max}/\omega_D < 1$  y la propiedad principal de  $P_D(N, \omega)$ , que lo hace apropiado para el filtro, se puede expresar como

$$|P_D(N, 1)| = \left| P_D \left( N, \frac{\omega_{\max}}{\omega_D} \right) \right| = |P_{\max}| \quad (1.54)$$

El polinomio  $P_D(N, \omega)$  está diseñado de tal manera que asume el valor  $-P_{max}$  en  $\omega = 1$  y disminuye monótonamente de  $\omega_{max}/\omega_D < 1$  como se muestra en la Fig. 1.15. Ambas frecuencias características, así como  $P_{max}$ , se pueden tomar de la Tabla 1.4.

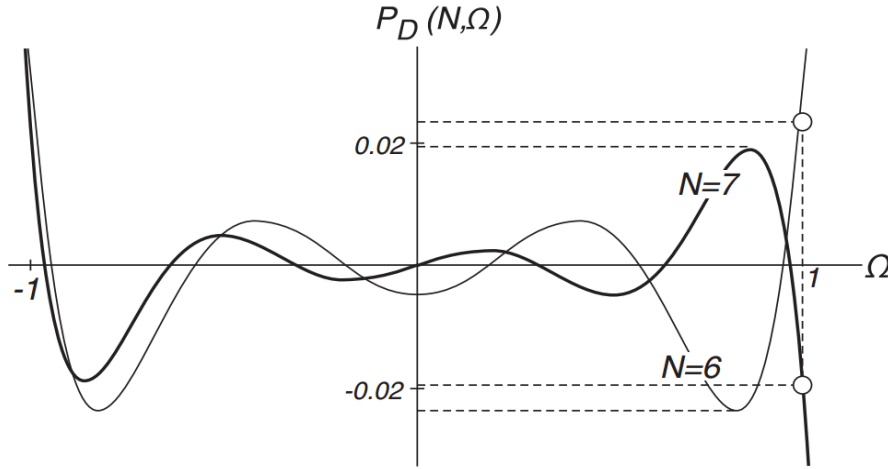


Figura 1.15: Gráfico de  $P_D(N, \omega)$  para  $N = 6$  y  $N = 7$ [18]

Tabla 1.5: Coeficientes Polinomiales de  $P_D(N, \omega)$  para  $N = 6$  y  $N = 7$ [18]

$N$	$P_D(N, \Omega) = a_N \Omega^N + a_{N-1} \Omega^{N-1} + \dots + a_1 \Omega + a_0$					
	2	3	4	5	6	7
$a_0$	-0.125000	0	0.023438	0	-0.004882	0
$a_1$	0	0.192450	0	-0.070639	0	0.022171
$a_2$	0.250000	0	-0.277522	0	0.153199	0
$a_3$		-0.256600	0	0.396539	0	-0.2907494
$a_4$			0.295751	0	-0.564281	0
$a_5$				-0.356162	0	0.800362
$a_6$					0.439438	0
$a_7$						-0.550800

Los coeficientes  $a_k$  del polinomio par o impar  $P_D(N, \omega)$  cuando se expresan en la forma expandida

$$P_D(\omega) = a_N \omega^N + a_{N-2} \omega^{N-2} + \dots + a_\eta \omega^\eta \quad (1.55)$$

se tabulan para  $N = 2 - 7$  en la Tabla 1.5. Para los coeficientes de los términos más altos y bajos, las expresiones analíticas se pueden derivar de las ecuaciones de definición [20].

$$a_N = \frac{(-1)^N}{N!} \left( \frac{N+1}{2} \omega_D \right)^N \quad (1.56)$$

El polinomio modificado apropiado para el filtro  $P_D(N, \omega)$  se puede utilizar como una función de aproximación en la ecuación (1.13), para derivar la aproximación de Pascal:

$$a_\eta = \frac{(-1)^{\frac{N+\eta}{2}}}{N!} \left( \frac{N+1}{2} \omega_D \right)^\eta \prod_{k=1}^{\frac{N-\eta}{2}} \left( \frac{N+1}{2} - k \right)^2 \quad (1.57)$$

El factor constante  $\lambda$ , correspondiente al factor de ondulación  $\epsilon$  (epsilon) de la aproximación de Chebyshev, se calcula a partir de las especificaciones normalizadas del filtro de paso bajo, es decir, la frecuencia  $\omega_s$ , la ganancia mínima, ganancia máxima o el rizo, atenuación.

$$G_{pa}(\omega) = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega)}} \quad (1.58)$$

Una respuesta de magnitud típica de la aproximación de Pascal se muestra en la Fig. 1.16 junto con la respuesta de Chebyshev correspondiente para la comparación [21].

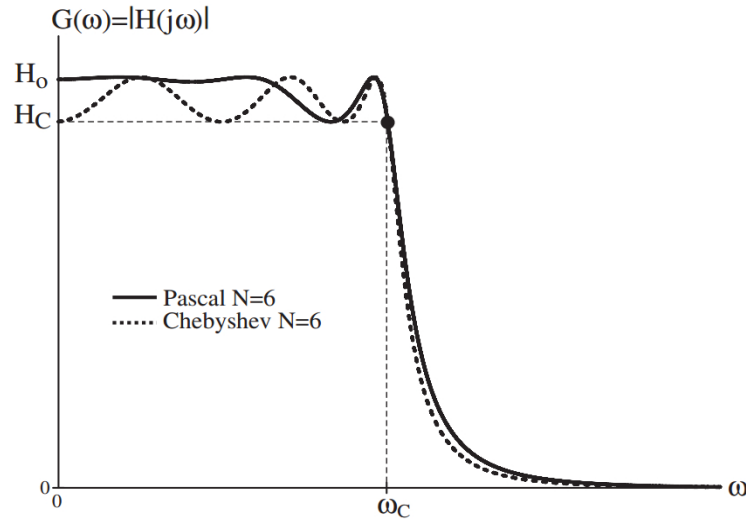


Figura 1.16: Respuesta de Pascal de magnitud típica en comparación con la correspondiente respuesta de Chebyshev[18]

El orden de los nuevos filtros Pascal se calculan a partir de la desigualdad de orden [20] que, si bien no se puede resolver analíticamente, da lugar a un nomógrafo que se crea mediante varias pruebas de diseño [18]. La complejidad matemática introducida por la naturaleza de los polinomios de Pascal hace inviable la expresión analítica de los polos de su función de transferencia y por ello los polos se dan por medio de tablas apropiada.

Este tipo de aproximación se puede usar en el diseño de filtros pasivos, pero tienen ciertas limitaciones de diseño cuando el orden resulta ser un número par, y por lo tanto se establecen las condiciones exactas bajo las cuales los filtros Pascal de orden par no se pueden sintetizar directamente, esto se aborda en el Apéndice A, en el cual se desglosa con mayor profundidad cuales son las consideraciones que se tienen que tomar para que la aproximación de pascal sea una función realizable [22].

## 1.4. Filtros Activos

El desarrollo de los filtros activos ha sido bastante diferente al de los filtros pasivos, dado que los filtros pasivos son limitados en términos de los tipos de componentes utilizados, los circuitos disponibles y las configuraciones de circuitos son bastante limitados, por otro lado, dado que hay un gran número de dispositivos activos y configuraciones

disponibles, los tipos de circuitos adecuados para su uso como filtros activos también son muy grandes [5]. Desde la década de 1960 hasta ahora, literalmente se propusieron cientos de circuitos de filtro activos [1].

Hay dos métodos generales y sistemáticos para el diseño de filtros activos. El primero se basa en la determinación de la función de transferencia correspondiente  $H(s)$  utilizando una de las aproximaciones conocidas (filtros activos de onda, salto-rana, gráfico de flujo de señal). Entonces, la función de transferencia se ve como un producto de términos de primer y segundo orden, cada uno relacionado con un polo real o con un par de polos conjugados de  $H(s)$ . Estos términos de primer y segundo orden se realizan luego mediante circuitos activos simples, que finalmente se conectan en cascada para producir la estructura de filtro final. Los filtros activos diseñados con este método sencillo y directo, el enfoque en cascada, suelen ser más sensibles que los filtros activos diseñados mediante la simulación de filtros de escalera pasivos [14]-[23].

La simulación de filtros de escalera LC pasivos, con doble terminación resistiva (Fig. 1.17) es el segundo método principal para diseñar filtros activos. De hecho, un filtro pasivo se diseña inicialmente para cumplir con las especificaciones, que luego se simula utilizando varios métodos (Butterworth, Chebyshev, Cauer, Bessel-Thomson y Pascal).

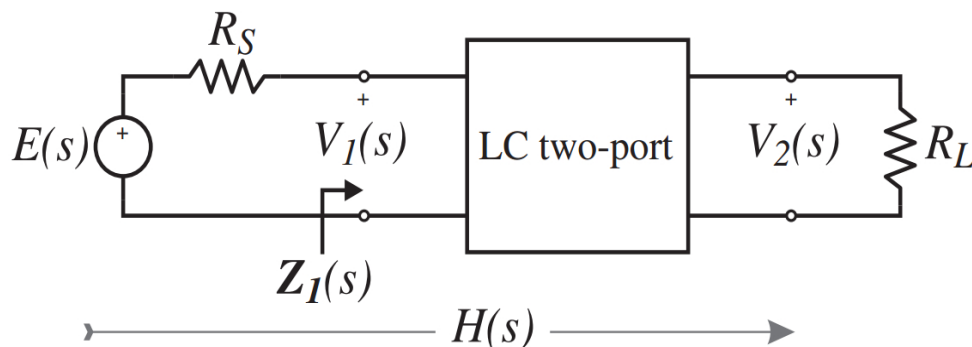


Figura 1.17: Red pasiva de dos puertos con doble terminación resistiva [22]

Los filtros activos derivados de circuitos LC pasivos mediante alguna forma de técnica de simulación mantienen algunas propiedades deseables del original pasivo. Por ejemplo, la sensibilidad de los filtros pasivos dentro de la banda de paso es extremadamente baja ya que parece ser proporcional al coeficiente de reflexión  $\rho$ , que asume valores muy bajos dentro de la banda de paso. Esta propiedad de sensibilidad de banda de paso bajo es heredada por el circuito simulado.

Los filtros de escalera LC con doble terminación resistiva con frecuencias máximas de transferencia de potencia, se pueden utilizar como un vehículo de diseño para filtros activos. Dichos filtros pasivos, cuando se simulan usando circuitos activos, conducen a filtros activos que mantienen la propiedad de baja sensibilidad de los circuitos pasivos originales [24].

Para la simulación activa de filtros de escalera LC con doble terminación resistiva, se utilizan típicamente métodos como: el método de simulación directa, donde los inductores se reemplazan por inductores simulados, es decir, circuitos activos sin inductor

con comportamiento inductivo; escalamiento de impedancia dependiente de la frecuencia de la red de escalera RLC pasiva, que conduce a circuitos sin inductor; el método de simulación estructural, que aunque aparece en muchos distintas formas (filtros activos de onda, salto-rana, gráfico de flujo de señal, etc.), todos estos pueden verse como casos especiales del método más general de transformación lineal activa (en inglés, LTA) [25].

No obstante la extensa variedad de métodos de síntesis de filtros activos, en su mayoría, hay herramientas de simulación que trabajan con estructuras activas (RC y OPAMPS) de primer y segundo orden para generar funciones de transferencia de orden superior mediante la conexión en cascada de dichas estructuras [26]; sin embargo, este tipo de solución sólo es factible en algunos casos, principalmente en aquellos donde el orden del filtro es relativamente bajo y la respuesta en frecuencia en máximamente plana (sin rizo). Por lo tanto, existe un área de oportunidad para la síntesis semi-automatizada de filtros activos a partir de métodos de aproximación polinomial.

## 2

# SÍNTESIS DE FILTROS ANALÓGICOS EN MATLAB MEDIANTE MÉTODOS DE APROXIMACIÓN

De acuerdo con lo que se comentó en el primer capítulo del documento se puede ver que existe la necesidad de sintetizar filtros para diversas aplicaciones en comunicaciones, sistemas de control y el caso de los circuitos de interfaz electrónica. En la actualidad la inmensa mayoría o la casi totalidad del procesamiento electrónico es digital, existen algunas aplicaciones en las cuales el procesamiento se tiene que hacer analógico por la naturaleza misma de las señales con las que se están lidiando, por ejemplo, el caso de los sensores, existen muchos sensores inteligentes que ya llevan algún tipo de procesamiento que entregan la señal digital con algún protocolo de comunicación, pero por otro lado un sensor por si solo entrega una señal a la cual hay que amplificarla, filtrarla, etc, y ese acondicionamiento de señal es analógico. Si bien hoy en día tenemos una gran abundancia de sistemas electrónicos, sistemas de comunicaciones y sistemas de control que hacen uso de los sensores, y tomando en cuenta que la mayoría de esta electrónica es digital, los sistemas analógicos son imprescindibles, al menos como está concebida la tecnología actualmente, por lo tanto, la síntesis de filtros analógicos sigue siendo una necesidad, para ello en este proyecto se propone diseñar una herramienta en Matlab para la síntesis de filtros analógicos con métodos de aproximación, con los objetivos que se mencionan en este capítulo.

## 2.1. Objetivo general

Realizar una herramienta en MATLAB para la síntesis semi-automática de la función de transferencia en tiempo continuo, así como la red pasiva a partir de especificaciones de la respuesta en frecuencia de un filtro requerido y su posterior realización activa.

## 2.2. Objetivos específicos

- Estudiar los métodos de aproximación para la síntesis de funciones de transferencia de filtros pasa-bajas (Butterworth, Chebyshev, Cauer, Pascal).
- Estudiar la síntesis de redes pasivas a partir de funciones de transferencia de tipo pasa-bajas.
- Estudiar los métodos de transformación en frecuencia, impedancia y de tipo pasa-bajas a pasa-altas, pasa-bajas a pasa-banda, pasa-bajas a rechaza-banda.
- Realizar un programa en MATLAB que permita sintetizar una red pasiva a partir de especificaciones de la respuesta en frecuencia del filtro requerido.
- Simulación e implementación de diferentes filtros para verificar la funcionalidad de la herramienta realizada. Se proponen: un filtro pasa-banda para aplicaciones biomédicas, un filtro pasa-bajas para convertidores de datos y un filtro pasa-banda para aplicaciones en alta frecuencia.

## 2.3. Justificación

El desarrollo más notable en la teoría de filtros se remonta a las primeras décadas del siglo pasado [27]-[28]-[29]. A medida que el procesamiento de señales en la ingeniería electrónica adquirió mayor relevancia, esta rama del conocimiento evolucionó para generar estructuras de filtros capaces de realizar funciones cuyo trasfondo teórico es riguroso y elegante al mismo tiempo.

El filtro pasa bajas (LPF) es un componente omnipresente en diferentes tipos de sistemas de procesamiento de señales como en las de video analógicas de tipo Bessel, a menudo se utilizan como prototipos para filtros pasa altas, pasa banda o rechaza banda. Primero se diseña el LPF para obtener la forma de atenuación, y luego se transforma en algunas de las respuestas mencionadas anteriormente. El diseño de estos filtros se realiza definiendo las especificaciones de diseño de acuerdo con la aplicación, ya sea para aplicaciones en alta frecuencia donde los filtros se pueden diseñar con base a una red escalera pasiva que posteriormente se sustituyen los elementos pasivos mediante alguna transformación a elementos con parámetros distribuidos. Un ejemplo para bajas frecuencias es la estrategia de diseño presentada en [30], para la síntesis de filtros analógicos de alta selectividad/bajo orden en tecnología Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (CMOS) para aplicaciones de muy alta frecuencia (VHF). Para implementar estos filtros con distintos métodos de aproximación como Butterworth, Chebyshev, Cauer, y Bessel-Thomson la topología comúnmente utilizada es la de escalera de orden  $N$  [16].

El filtrado es de vital importancia en distintos sistemas de procesamiento, como por ejemplo en el análisis de las señales biomédicas que se basan en la adquisición y procesamiento de la información proveniente de estas, ya que al procesar la información obtenida se puede conocer las características biológicas, fisiológicas, la dinámica de las distintas estructuras que intervienen en la generación de la señal, y su interpretación ayuda a emitir un diagnóstico médico. Como las señales detectadas son comúnmente contaminadas con ruido, a menudo la información no puede ser leída claramente, por esta razón los filtros juegan un papel importante durante el procesamiento. Como ejemplo uno de los sistemas utilizados para amplificar, filtrar, acondicionar y digitalizar las señales fisiológicas en vivo, es el sistema front-end analógico [31].

Por otro lado, el filtrado digital se emplea en un vasto grupo de aplicaciones como codificación/decodificación de voz [32], procesamiento de imágenes [33], sistemas de control [34], compresión de datos [35] y telecomunicaciones [36], por nombrar algunas. Si bien muchas tareas de filtrado utilizan procesamiento de señales digitales, los filtros de tiempo continuo siguen siendo importantes. Algunas de las encomiendas que pueden realizar los filtros analógicos incluyen: duplexado de frecuencia en sistemas de comunicación por radio y radar [37]; acoplamiento de impedancias en amplificadores de potencia [38]; supresión de banda lateral superior e inferior en mezcladores de conversión ascendente y descendente [39], respectivamente; anti-aliasing en convertidores de datos [40], entre otros. Si los complicados compromisos de diseño en su implementación no limitaran su utilidad, los filtros de tiempo continuo se emplearían en muchas más aplicaciones. Desafortunadamente, un número limitado de filtros analógicos se realizan en forma activa porque han demostrado ser los más confiables y versátiles en términos

de realización de circuitos, sensibilidad y complejidad matemática.

Los filtros como subsistemas físicos de tiempo continuo, realizan ciertas relaciones entrada-salida en tiempo real, como es evidente en este contexto son ampliamente utilizados en muchas áreas de la ingeniería, es difícil imaginar que alguna de las aplicaciones mencionadas anteriormente no contenga componentes que puedan identificarse como filtros, pero el diseño de estos no es tan sencillo, tiene su grado de complejidad, por ejemplo al trabajar con señales analógicas provenientes de cualquier sistema de adquisición, estas necesitan ser procesadas y acondicionadas, es aquí donde los filtros analógicos juegan un papel importante ya que se tienen que diseñar de acuerdo a las necesidades y aplicación para obtener una señal más limpia y acondicionada, por ello el diseñador tiene que tomar en cuenta varios factores, como por ejemplo, si se va a diseñar un sistema portátil importa mucho el consumo de energía, para eso se necesita una arquitectura que permita filtrar sin consumir demasiada energía, razón por la cual se tienen que tomar decisiones importantes para elegir algún tipo de filtro con la respuesta más óptima, realmente son una serie de compromisos de diseño, y lo que el diseñador necesita son herramientas que le ayuden a realizar su trabajo de forma más eficiente, y rápida, por ello sería útil una herramienta que le permita tomar decisiones acerca de que es lo que le conviene más en términos de las figuras de mérito del filtro, además lo más conveniente sería que la herramienta realizara el diseño de forma semi-automatizada o automatizada completamente, esto quiere decir, que hay una necesidad de utilizar herramientas de computo que permitan hacer los diseños de forma eficaz y en un corto tiempo, ya que hoy en día el diseño electrónico tiene esa clara tendencia, no se hace el diseño de forma manual sino automatizado, y no existen muchas herramientas que tengan esta capacidad de especialización.

# 3

## ESTADO DEL ARTE

El filtro pasivo es uno de los módulos más utilizados en los sistemas electrónicos modernos. Es ampliamente utilizado en el procesamiento de voz, separación de señales, circuitos de radiofrecuencia o microondas y otros campos. La tecnología de diseño de filtros pasivos se ha revelado durante muchos años, hay muchas técnicas avanzadas de diseño profesional basadas en ideas de diseño tradicionales y cada técnica tiene sus propias características [41].

Actualmente los diseños de los circuitos electrónicos se realizan mediante el uso de herramientas de diseño automatizado, que se catalogan dentro del diseño asistido por ordenador, y nos encontramos que los circuitos electrónicos digitales disponen de herramientas EDA muy avanzadas y en las que muchos aspectos están automatizados de forma completa [42]. En cuanto al caso de los circuitos analógicos, no existe una automatización tan completa para su diseño, en el caso específico de la síntesis y diseño de los filtros analógicos se han registrado escasas publicaciones para obtener herramientas que asistan al diseñador en esta tarea.

Los paquetes de software y herramientas de diseño que se han creado para filtros analógicos han sido un requisito esencial para el diseño de estos y desarrollo de algunos proyectos de investigación, ya que el uso de estas herramientas evita el costoso proceso de rediseño y reconstrucción de prototipos, brindando un rendimiento cercano al óptimo.

A continuación, se muestran tablas comparativas de algunas de las herramientas académicas y comerciales existentes.

### 3.1. Soluciones Académicas

Tabla 3.1: Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño académicas

Autores	Título de Artículo	Descripción	Ventajas	Desventajas
J. He & J. Yin (2019) [41]	Modelo de diseño evolutivo del circuito de filtro pasivo.	Se propone un nuevo modelo de diseño automático de circuito de filtro pasivo.	Modelo propuesto tiene resultados experimentales que obtienen rápidamente circuitos de filtro con dificultades de diseño a nivel aplicación.	Modelo no aplicable hasta la fecha.
M.H.M Elsayed (2017) [43]	Una herramienta computacional para Microstrip, diseño de filtro plano.	Se da una explicación de una herramienta conocida como FILT-Soft. La herramienta está desarrollada en base a Matlab-GUIs.	Diseña filtros de línea Microstrip en un tiempo corto, con calidad de diseño de ingenieros experimentados, y es fácil de usar.	No puede calcular y simular el comportamiento electro-magnético del filtro.
S. Rao & R. Tomar (2017) [44]	Una nueva herramienta de diseño de filtros Microstrip basada en MATLAB.	La herramienta incluye el filtro pasa bajas de un resonador de impedancia escalonada, el filtro pasa banda acoplado en paralelo y el filtro pasa banda acoplado al extremo. Calcula el orden del filtro, los valores de capacitancia e inductancia de los elementos, los anchos y longitudes de microstrip y la respuesta prevista del filtro.	Tiene una interfaz de usuario fácil de usar que permite al usuario elegir el tipo de filtro a diseñar.	El enfoque presentado es bastante genérico y es extensible a otros tipos de filtros Microstrip.

Tabla 3.1: Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño académicas

Autores	Título de Artículo	Descripción	Ventajas	Desventajas
G.B. Kasapoglu (2017) [19]	Diseño e implementación de un filtro pasa banda para frecuencias de microondas por la aproximación Pascal.	Se describe el método de aproximación de pascal y se elabora el proceso de diseño y simulación de filtros analógicos con el enfoque pascal.	Se realizan diseños de filtros pasa altas frecuencias en el rango de 1 GHz a 10 GHz, con el método stepped-impedance y con stubs cortocircuitados.	El enfoque pascal sigue en proceso de investigación.
G.I. Marina et al. (2019) [45]	Selección de contenido electrónico y herramientas en la nube, plataforma online-CADCOM para el diseño asistido por ordenador en comunicaciones.	La herramienta ayuda al diseño asistido por computadora de circuitos y sistemas de comunicaciones.	El análisis de decisión multicriterio se utiliza para la selección automatizada de herramientas y consiste en la matriz de decisión. Incluye varias herramientas de diseño.	Las herramientas de diseño no incluyen todos los métodos de aproximación, Butterworth, Chebyshev, Bessel y Cauer.
M.R. Juliet et al. (2017) [46]	Un diseño novedoso de filtro híbrido pasa banda de microondas utilizando elemento agrupado y tecnología de línea Microstrip.	Se diseña e implementa un filtro híbrido de microondas pasa banda a una frecuencia de 1800 MHz, mezclando dos tecnologías, microstrip y elemento agrupado.	El filtro puede mejorar la calidad en términos de frecuencia de corte nítida, minimizar pérdidas de inserción y el tamaño del filtro se puede reducir con este enfoque.	Necesita más pruebas de simulación para obtener resultados más precisos, utilizando simuladores potentes EM.
N. Yildirim (2018) [47]	Avances recientes en el diseño de filtros de microondas en FILPRO.	Descripción del software de síntesis de filtros FILPRO.	Herramienta útil en Win-98 o XP que puede hacer frente a problemas de diseño complejos.	En las nuevas versiones de Windows no funciona, y no está disponible comercialmente.

Tabla 3.1: Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño académicas

Autores	Título de Artículo	Descripción	Ventajas	Desventajas
O.R. Chikov & G.I. Marinova (2020) [48]	Herramienta experta para la selección de programas de diseño de filtros en plataforma online-CADCOM.	Se describe la realización de un software de una herramienta experta para la selección automática de un programa para el diseño de filtros.	Se utiliza en el proceso educativo en los cursos de diseño asistido por ordenador en la universidad técnica de Sofía, Bulgaria.	Esta limitado a un rango determinado de frecuencias tanto para filtros pasivos como activos.
A.C. Nieva et al. (2017) [49]	Síntesis automatizada de filtros analógicos para aplicaciones de radio frecuencia mediante herramienta EDA de análisis simbólico en MATLAB.	Se presenta una interfaz gráfica en MATLAB a través del cual el usuario introduce requerimientos de diseño de filtros analógicos para aplicaciones de radio frecuencia.	La herramienta determina el orden del filtro para alguna aproximación y obtiene la red eléctrica, a partir de la cual el usuario puede realizar la transformación de su interés.	Esta limitado a trabajar con dos tipos de métodos de aproximación, Butterworth y Chebyshev.
M.B. Elamien et al. (2021) [50]	Diseño de circuitos analógicos utilizando cajas de herramientas matemáticas simbólicas: ejemplos demostrativos.	Se presenta una metodología de síntesis para el diseño de circuitos analógicos.	Se utiliza herramientas matemáticas simbólicas y exhaustivamente circuitos candidatos evitando el tedioso trabajo manual.	El área abordada sigue en investigación.

## 3.2. Soluciones Comerciales

Tabla 3.2: Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño comerciales

Software	Descripción	Ventajas	Desventajas
Analog Filter Wizard [51]	Proporciona soluciones de discriminación de frecuencia simples y flexibles. Ofrece productos de filtro especialmente diseñados que pueden adaptarse a cualquier respuesta de frecuencia (paso bajo, paso alto o paso de banda) y una amplia gama de frecuencias.	Se pueden diseñar una amplia gama de filtros.	No permite la realización de un filtro rechaza banda.
Webench power designer [52]	Crea circuitos de suministro de energía personalizados según sus requisitos. El entorno brinda capacidades de diseño de fuente de alimentación de extremo a extremo que permite ahorrar tiempo durante todas las fases del proceso de diseño.	La herramienta de diseño de filtros permite diseñar, optimizar y simular soluciones completas de filtros activos de múltiples etapas en minutos. Licencia abierta.	El usuario se tiene que registrar en el sitio web y los filtros creados son utilizando amplificadores operacionales y no existe la opción de crear un filtro de elementos pasivos.
Filterlab [26]	Es una herramienta de software que simplifica el diseño de filtros activos, proporciona diagramas esquemáticos completos del circuito de filtro con valores de componentes y muestra la respuesta en frecuencia.	Disponible sin costo alguno.	Solo incluye el análisis para tres métodos de aproximación, Butterworth, Chebyshev y Bessel. Diseña filtros pasa bajas hasta un orden 8.

Tabla 3.2: Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño comerciales

Software	Descripción	Ventajas	Desventajas
Elsie [53]	Es un programa poco común de análisis de redes y diseño de filtros eléctricos de elementos agrupados de grado comercial.	Diseña y luego analiza filtros con una amplia variedad de topologías y familias.	Existen dos versiones, uno para estudiantes que está limitado en el número de componentes de red y la otra versión es para edición profesional que tiene un costo.
Filter Wiz Pro [54]	Software de diseño de filtros activos para filtros pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda.	Incluye varios métodos de aproximación, y es capaz de diseñar filtros de orden 3 a 20.	Para acceder a más herramientas tiene un costo.
FILPRO [55]	El software es capaz de diseñar la mayoría de los circuitos prácticos de filtrado, multiplexación, emparejamiento y acoplamiento, desde filtros clásicos antiguos hasta circuitos en miniatura modernos. Debido a la modularidad, también se pueden manejar nuevos tipos de filtros agregando los módulos necesarios.	Todos los pasos están bajo el control del diseñador, dando la oportunidad de observar los efectos de varias transformaciones de circuitos y aproximaciones en la respuesta al instante. Está dirigido a los filtros agrupados y distribuidos más complejos.	En las nuevas versiones de Windows no funciona.
Filter-CAD [56]	Es un programa de diseño asistido por computadora gratuito para ayudar a los usuarios sin experiencia especial en el diseño de filtros a crear filtros utilizando los circuitos integrados de filtros monolíticos de Linear Technology. Con FilterCAD, puede diseñar filtros pasa bajas, pasa altas, pasa banda y de muesca.	FilterCAD traza gráficos de amplitud, fase y retardo de grupo, selecciona los dispositivos y modos apropiados y calcula los valores de resistencia. La selección del dispositivo, el orden en cascada y los modos pueden ser editados por el usuario.	Los filtros Bessel se pueden realizar introduciendo manualmente los valores de polo y Q, pero FilterCAD no puede sintetizar una respuesta de Bessel.

Tabla 3.2: Tabla comparativa de algunas herramientas de diseño comerciales

Software	Descripción	Ventajas	Desventajas
LC Filter Design Tool [57]	La herramienta de diseño de filtros LC es una aplicación basada en la web para la síntesis de filtros LC agrupados.	Tiene muchas funciones, es fácil de usar y está disponible de forma gratuita desde cualquier escritorio o dispositivo móvil.	
Filter Design and Analysis [58]	Calculadora web que diseña y analiza filtros analógicos.	Posee varias herramientas de filtrado y es gratuito.	Los circuitos de los filtros ya vienen predefinidos.

Como puede apreciarse en las tablas 3.1 y 3.2, existe una ausencia de información relativa al uso de herramientas de diseño de filtros analógicos basados además en los métodos de aproximación de Butterworth, Chebyshev tipo I y tipo II, Bessel-Thomson, y Elíptica de Cauer, en el método de aproximación de Pascal. En cuanto a las soluciones académicas se pone en evidencia la utilidad de este tipo de herramientas de diseño de filtros analógicos para el desarrollo y finalización de proyectos de investigación, realizar diseños para aplicaciones reales, para el área educativa que ayuda a comprender los tópicos de una forma más dinámica, entre otras.

Hay que destacar que las soluciones comerciales son realizadas por un equipo de trabajo experto en los tópicos, algunos no son softwares gratuitos, tiene un determinado costo, y en algunas ocasiones no se tiene la oportunidad de ocupar directamente las herramientas que ellos han desarrollado para poder hacer, por ejemplo, alguna simulación de un filtro, porque se tiene que ser parte del grupo de trabajo, pagar o hacer un convenio con ellos.

De la tabla 3.1 y 3.2 puede verse que la propuesta de S. Rao & R. Tomar (2017) [44] y LC Filter Design Tool [57] son las que mayores ventajas presentan debido a las múltiples funciones que tienen sus herramientas para diseñar filtros más óptimos, pero una de las desventajas que presentan, es que la primera está limitada a diseñar filtros pasa bajas y pasa banda sin proporcionar la red eléctrica del filtro, solo se visualizan las especificaciones de diseño que tiene que cumplir y su respuesta en frecuencia [44], y para [57] utiliza los métodos de aproximación más comunes pero no realiza la síntesis con el método de aproximación de pascal. Por otro lado, se tienen las soluciones no tan óptimas como, J. He & J. Yin (2019) [41] que necesita más pruebas de diseño y aun no es aplicable a la fecha, y Filter Design and Analysis [58] en el cual los circuitos de los filtros ya vienen predefinidos.

Esto abre una posibilidad para la creación de una herramienta semi-automatizada de síntesis y diseño de filtros analógicos con capacidades de diseño similares dentro del rango de estas soluciones comerciales y académicas, más cercano a [51] Analog Filter Wizard de Analog Device en cuanto a respuesta en magnitud de los tipos de filtros que presenta, agregando el filtro rechaza banda e incluyendo el método de aproximación de Pascal para realizar el diseño del filtro con un orden de 2 a 21, que sea una herramienta gratuita y fácil de usar para los usuarios que tienen conocimientos básicos sobre filtros analógicos.

## 4

# SAFIMAM, LA HERRAMIENTA DE DISEÑO DE FILTROS ANALÓGICOS EN MATLAB

De la Fig. 4.1 a la Fig. 4.19 se muestra el diagrama de flujo de la propuesta de la herramienta que se implementó, en la cual una primera parte consiste en la interacción con el usuario donde entrega las especificaciones de diseño para el filtro pasa bajas, en este caso son tres parámetros necesarios para que la herramienta funcione y son; la atenuación, el rizo, y la relación de transición que viene dada por el cociente entre la frecuencia de la banda de rechazo y la frecuencia en la banda de paso, con esta información se determina el orden del filtro de acuerdo con el tipo de aproximación elegida (Butterworth, Chebyshev tipo I, Chebyshev tipo II, Eliptica de Cauer, o Pascal), para el caso de Bessel Thomson las especificaciones que se necesitan son el retardo deseado para una frecuencia dada, y la desviación en la atenuación, para posteriormente realizar la síntesis de la red eléctrica. Cabe mencionar que para todos los métodos de aproximación la síntesis se puede realizar con un orden de filtro de 2 a 21, para el caso Pascal se cuenta con una tabla creada por G.B.Kasapoglou [19] que se muestra en el Apéndice C, Tabla C.1, donde se tienen registrados los datos de las características del polinomio de pascal de acuerdo con su grado, los cuales ayudan a determinar el orden del filtro junto con las especificaciones de diseño.

La segunda parte consiste en la determinación de la función de transferencia, posteriormente el usuario puede elegir visualizar la respuesta en frecuencia del filtro para verificar si cumple con las especificaciones, en caso de que no se cumplan se le dan opciones para trabajar con otro tipo de aproximación o incrementar el orden del filtro, y si las especificaciones se cumplen, el usuario puede obtener la red eléctrica de dicho filtro.

La tercera parte consiste en la desnormalización en frecuencia e impedancia si el usuario así lo requiere, si es el caso, se realizan las transformaciones, se pueden visualizar las respuestas en frecuencia de los filtros desnormalizados y posteriormente obtener la red eléctrica de estos.

La cuarta parte consiste en la transformación del filtro pasa bajas a pasa altas, de pasa bajas a pasa banda y de pasa bajas a rechaza banda, de igual forma se puede determinar la función de transferencia del filtro transformado, visualizar su respuesta

en frecuencia para corroborar si cumple con las especificaciones, realizar la desnormalización en frecuencia e impedancia, y obtener su red eléctrica, cabe destacar que la herramienta es semi-automática porque el usuario debe intervenir cuando un proceso termina, para poder realizar el siguiente si así lo desea o finalizar el diseño.

### 4.1. Estructura de la herramienta propuesta

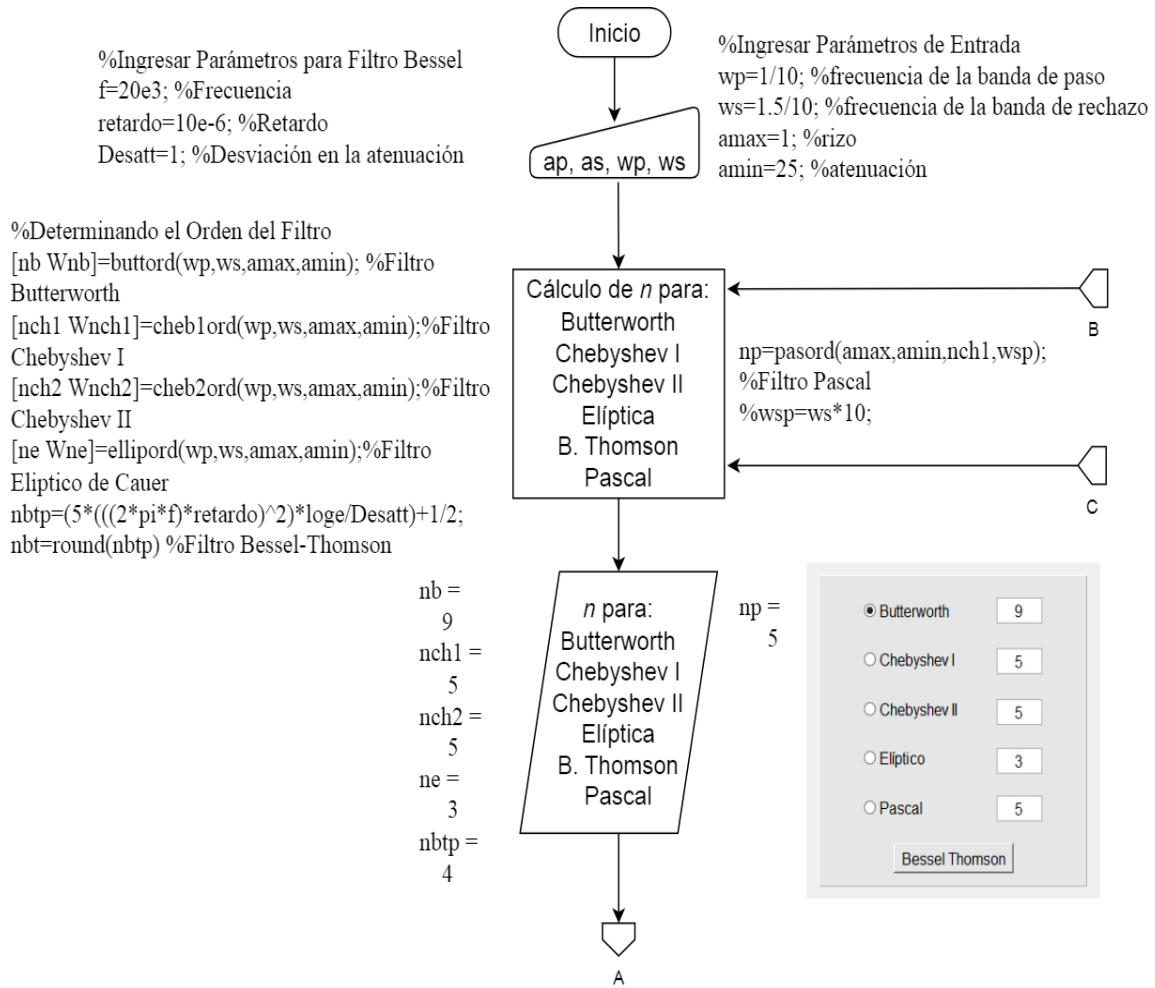


Figura 4.1: Diagrama de Flujo: Cálculo del Orden del Filtro.

Como se muestra en la Fig. 4.1 corresponde a la parte inicial del diagrama de la herramienta, donde el usuario introduce las especificaciones de diseño que son; el rizo, atenuación, y la relación de transición, posteriormente usando las funciones de Matlab se determinan el orden de los filtros Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, y Elíptica. Para el caso de Bessel-Thomson se calcula el orden con el método empleado en [2] o se ingresa manualmente sin considerar las especificaciones de diseño, y para Pascal se determina el orden utilizando la metodología implementada en [19], con la cual se creó una función para determinar el orden del filtro que se muestra en el Anexo C.2.

Una vez calculado el orden de cada filtro, estos se muestran en pantalla para poder visualizar y elegir con que método de aproximación conviene realizar el diseño. En este caso se muestran resultados con un ejemplo, utilizando las especificaciones ingresadas

de un rizo de 1 dB, atenuación de 25 dB, frecuencia de la banda de paso de 1 rad/seg (por ser el caso normalizado) y frecuencia de la banda de rechazo de 1.5 rad/seg.

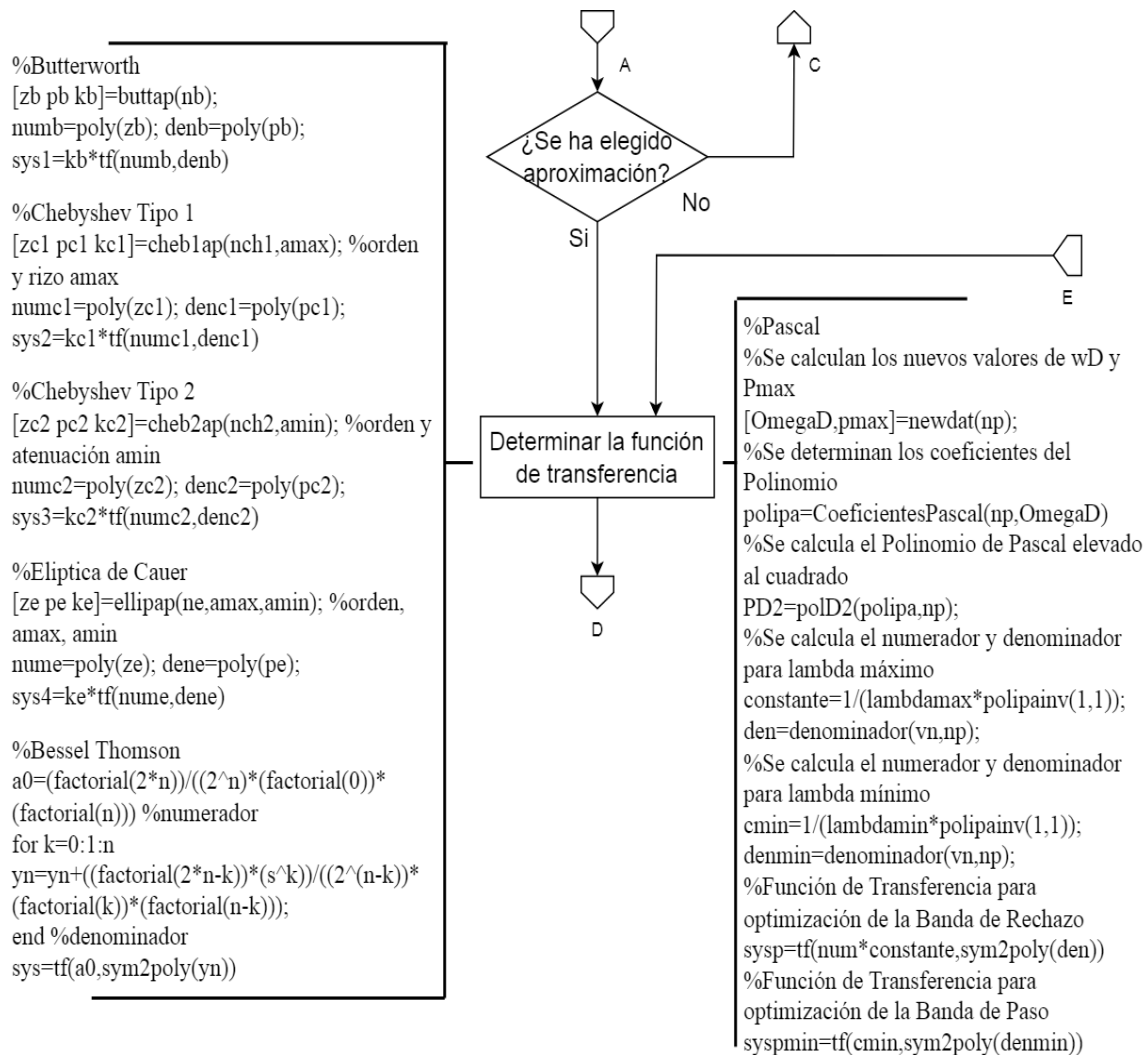


Figura 4.2: Elección del método de aproximación para el diseño y cálculo de la función de transferencia.

La Fig. 4.2 corresponde a la parte donde el usuario elige con que método de aproximación desea realizar el diseño, y de acuerdo con el elegido, se determina la función de transferencia. En este caso se muestran las funciones implementadas de Matlab para calcular las funciones de transferencias de todos los métodos de aproximación. Para el método de aproximación de Pascal se realiza el cálculo de la función de transferencia determinando primeramente los parametros característicos del polinomio de acuerdo al orden de este, despues sus coeficientes, el factor de ondulación a utilizar, y finalmente con estos parametros se determina el polinomio del denominador y el numerador para definir la función de transferencia.

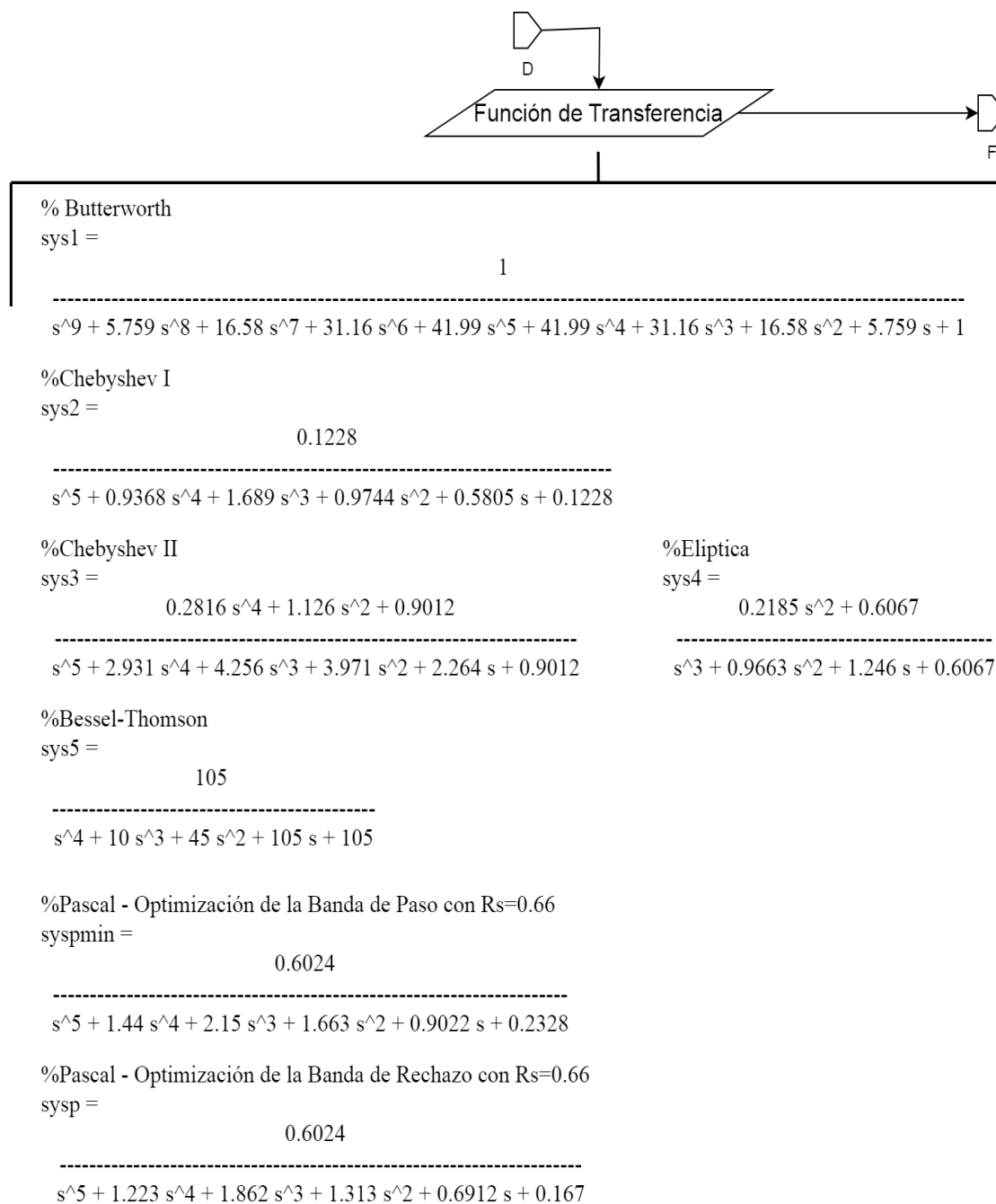


Figura 4.3: Funciones de transferencia de los métodos de aproximación.

En la Fig. 4.3 se muestran las funciones de transferencia obtenidas de los distintos métodos de aproximación. En esta parte de la herramienta el usuario podrá visualizar la función de transferencia del método que haya elegido, y después la respuesta en frecuencia si lo desea, continuando con el diseño.

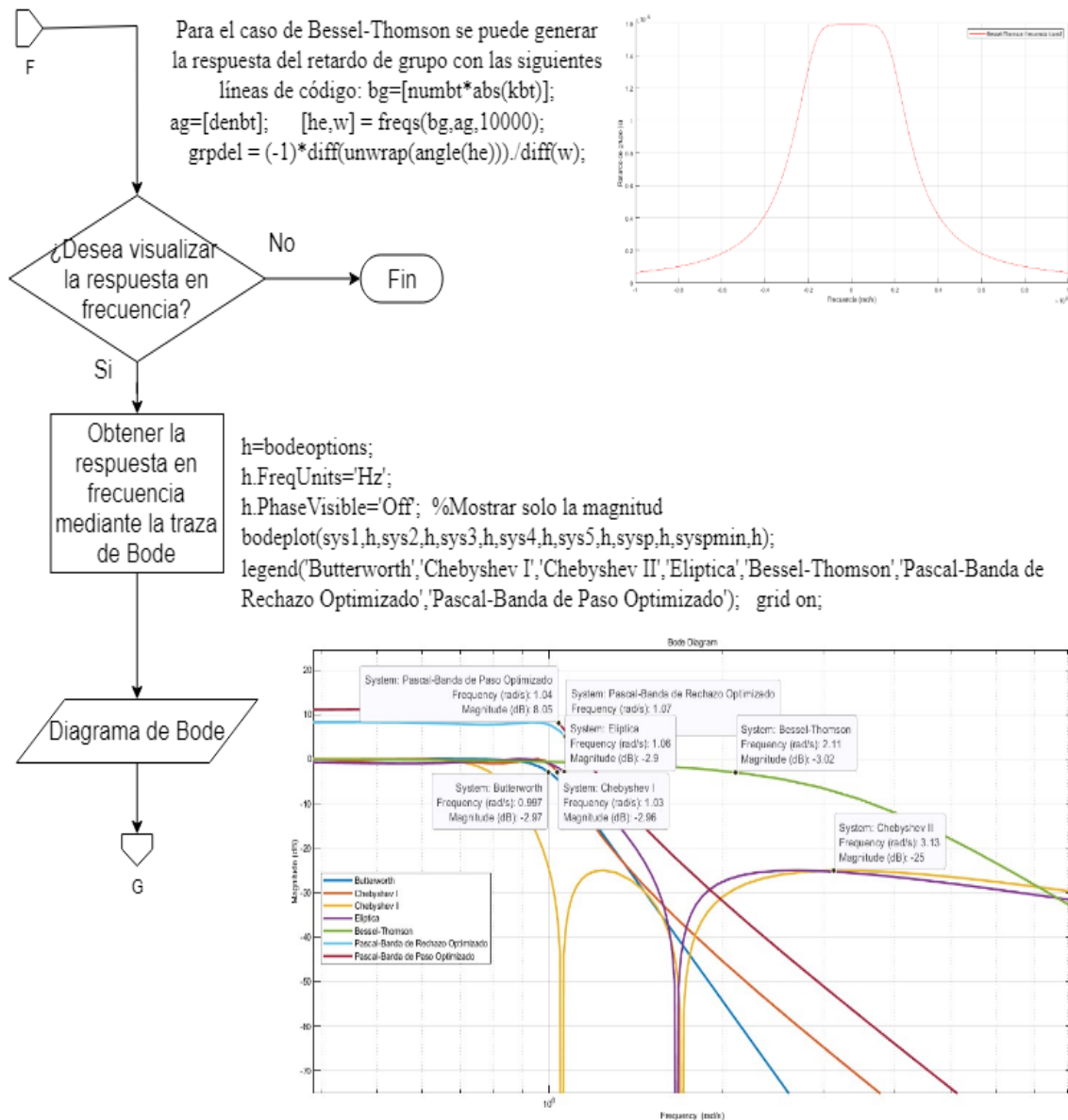


Figura 4.4: Respuesta en frecuencia de la Magnitud de las funciones de transferencia.

En la Fig. 4.4 se obtiene la respuesta en frecuencia de la magnitud de la función de transferencia de cada uno de los filtros; para llevar a cabo esto se utiliza la función `bodeplot()` propia de Matlab. En esta parte el usuario puede visualizar la respuesta de la magnitud y fase del filtro que este diseñando para verificar si cumple o no con las especificaciones de diseño.

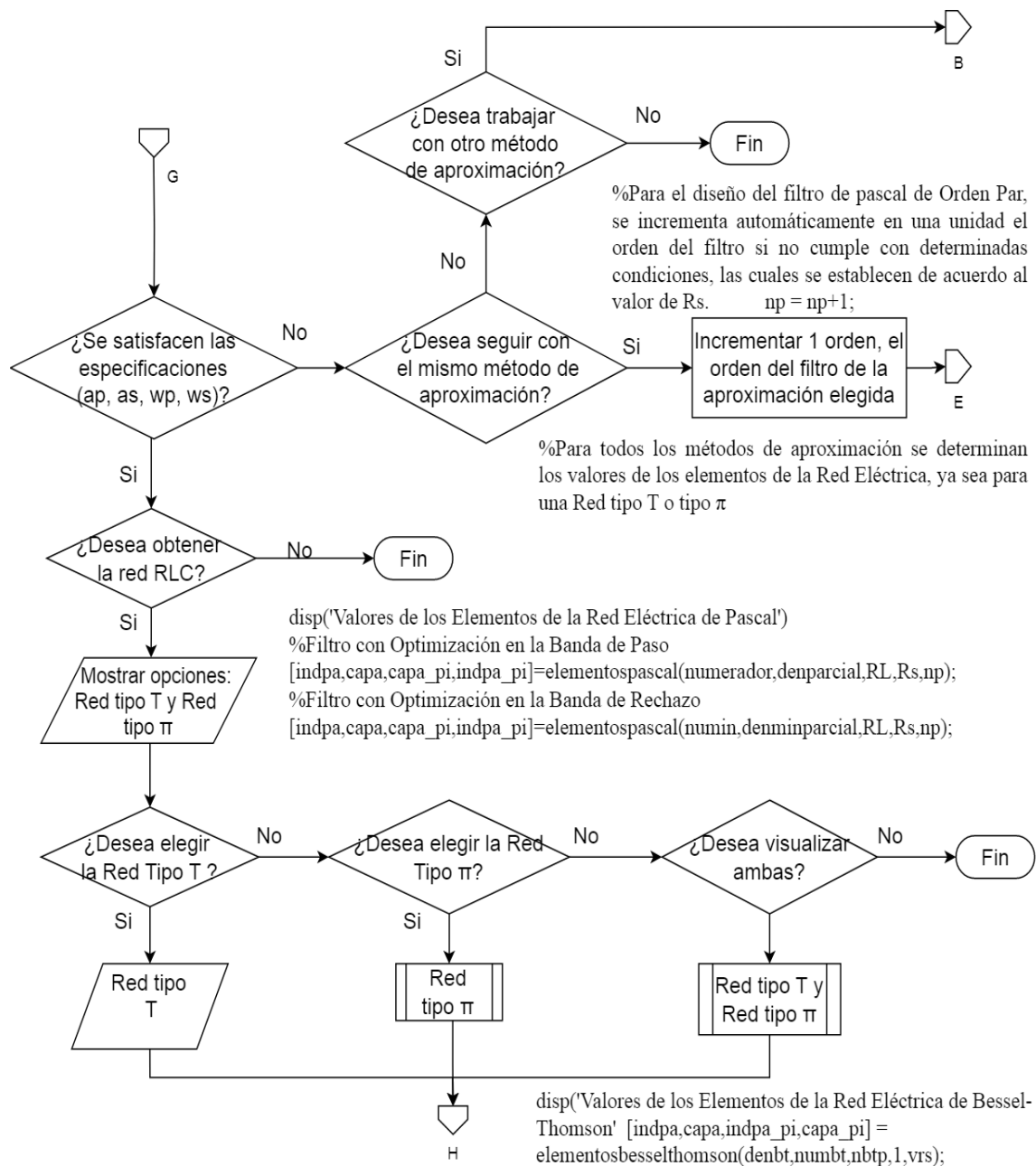
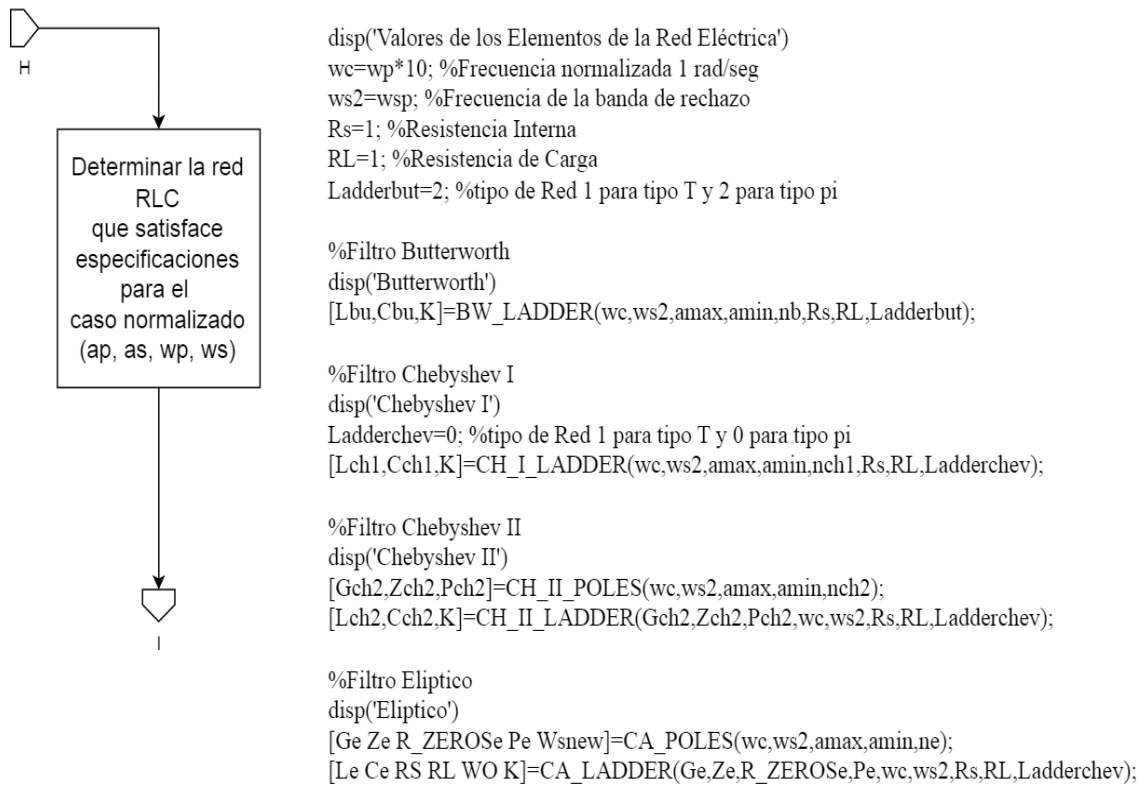


Figura 4.5: Obtención de la red eléctrica del filtro.

La Fig. 4.5 corresponde a la parte de la herramienta donde el usuario verifica si se cumplen o no las especificaciones de diseño, si no se cumplen se debe elegir entre seguir con el mismo método de aproximación pero incrementando el orden en una unidad o realizar un nuevo diseño con otro método, sin embargo si se cumplen las especificaciones el siguiente paso es obtener la red eléctrica del filtro, para ello si el usuario lo requiere debe elegir el tipo de red que desee, ya sea una red tipo T o tipo  $\pi$ , e inclusive puede realizar el diseño y visualizar ambas configuraciones de red.



Valores de los Elementos de la Red Eléctrica

Butterworth

Inductores

Lbu =

0 0.927680853175844 0 1.743469704347433 0 1.743469704347433 0 0.927680853175845 0

Capacitores

Cbu =

0.322180179220977 0 1.421289525126456 0 1.855361706351689 0 1.421289525126456 0  
0.322180179220977

Figura 4.6: Determinando valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros.

En la Fig. 4.5 se muestran las funciones creadas para determinar los valores de los elementos de las redes eléctricas para los Filtros de Pascal y Bessel-Thomson.

En la Fig. 4.6 se determinan los valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros mediante el uso de las funciones de Matlab, utilizando los métodos de aproximación Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II y Elíptico. En la parte inferior de la figura se visualizan los valores de los elementos obtenidos para Butterworth, tanto de los capacitores como los inductores, de igual forma en la Fig. 4.7 se muestran los valores para los demás métodos de aproximación.

Valores de los Elementos de la Red Eléctrica	%Bessel-Thomson
Chebyshev I	Inductores
Inductores	Lbe_lp = 0.5116 0.11042
Lch1 = 0 1.091107290386572 0 1.091107290386571 0	Capacitores
Capacitores	Cbe_lp = 1.0598 0.31814
Cch1 = 2.134881535140006 0 3.000922909589008 0 2.134881535140007	
Chebyshev II	
Inductores	
Lch2 = 0 1.165438084552725 0 0.830231851655110 0	
Capacitores	
Cch2 = 0.381139042652525 0.131754557417540 1.482382922013535 0.484206641465695 0.132147971541734	
Elíptico	
Inductores	
Le = 0 0.730237118794054 0	
Capacitores	
Ce = 1.687966114884754 0.493324248599122 1.687966114884754	

Figura 4.7: Valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros.

Para el caso Pascal y Bessel-Thomson la síntesis mediante la metodología de la Matriz de Transmisión fue descartada debido a que se debían proponer algunos valores de elementos para determinar los demás, por ello se optó por utilizar la metodología clásica, en la cual primeramente se calcula la función de transferencia, posteriormente la función del coeficiente de reflexión, después la función de impedancia o admitancia del filtro, para finalmente realizar la síntesis de la función de transferencia con el método de Cauer.

Los valores de los elementos mostrados en las figuras 4.6 y 4.7, corresponden a los valores que tendrán los capacitores e inductores que conformen las redes eléctricas de los filtros que visualizará el usuario.

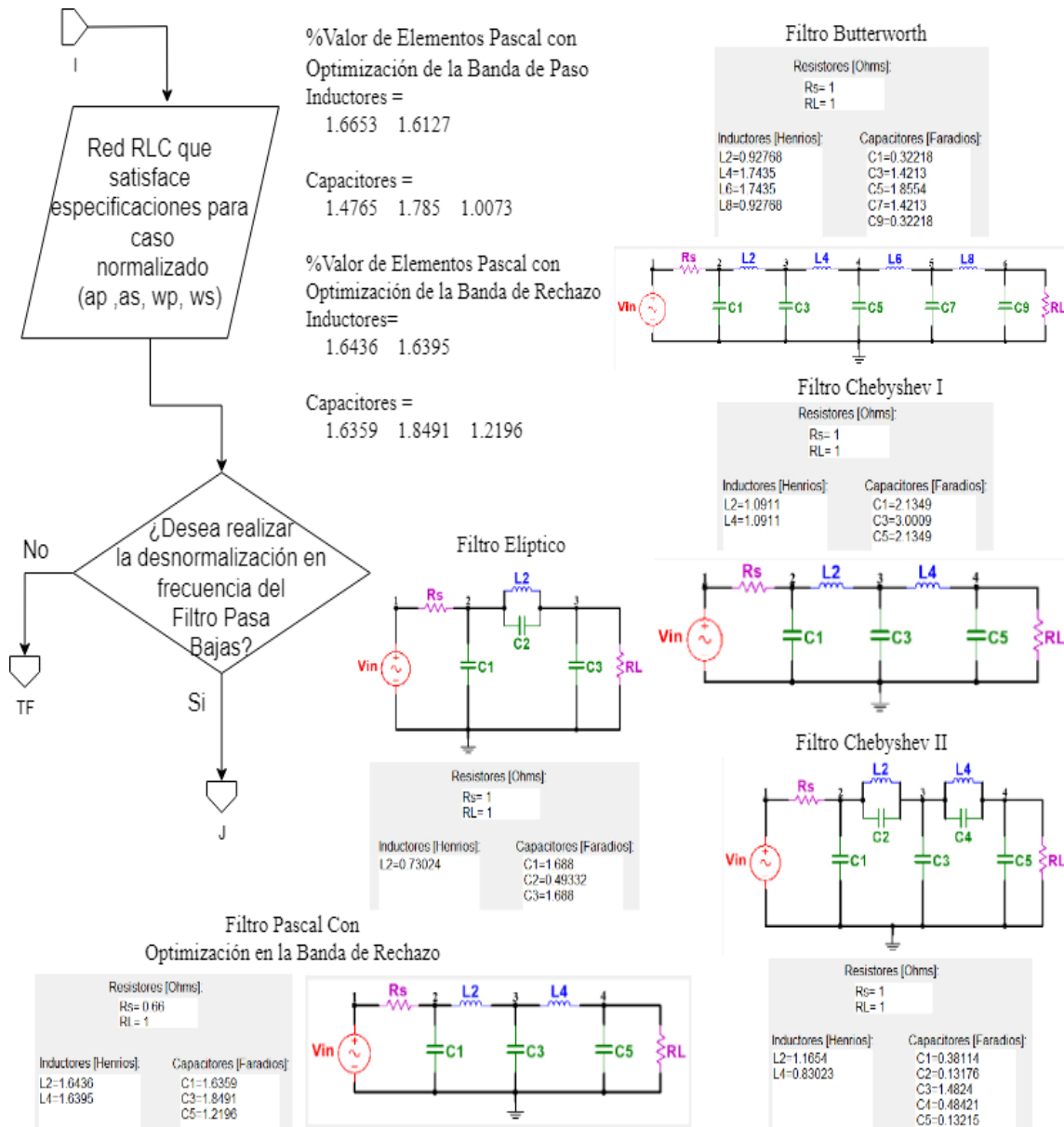


Figura 4.8: Redes eléctricas de los filtros.

La Fig. 4.8 corresponde a la parte de la herramienta donde el usuario visualiza la red eléctrica para el filtro que está diseñando, la cual contiene los valores de los elementos anteriormente determinados.

Cabe mencionar que en el caso del resistor de carga por ser el caso normalizado en todos los filtros valen  $1\Omega$  y el resistor interno puede ser elegido por el usuario, pero para el caso Pascal, Butterworth, Bessel-Thomson y Chebyshev I existen valores para los cuales el filtro no se puede sintetizar.

Una vez que el usuario obtuvo las redes, puede realizar la simulación de estas en algún otro software para validar su funcionalidad, posteriormente tiene la opción de realizar la transformación en frecuencia de estos filtros.

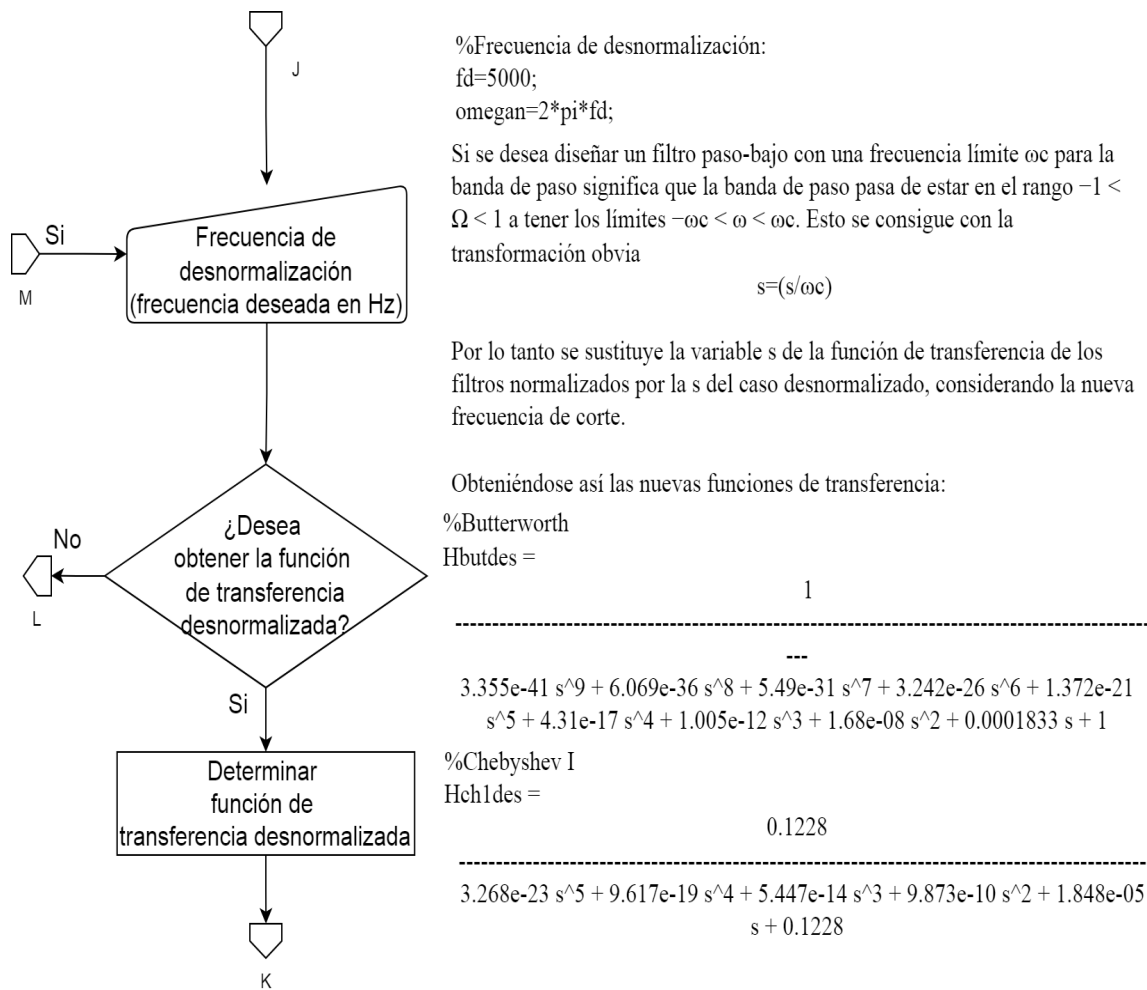


Figura 4.9: Desnormalización en frecuencia.

La Fig. 4.9 corresponde a la parte de la herramienta donde el usuario puede realizar la desnormalización en frecuencia de los circuitos de los filtros normalizados, para ello tiene que ingresar la frecuencia de desnormalización, es decir, para el caso del filtro pasa bajas esa frecuencia corresponde a la frecuencia de corte, que para el caso normalizado es 1 rad/seg. Al momento de ingresar la frecuencia de desnormalización en Hertz se determina la función de transferencia desnormalizada, que en este caso se realiza modificando la estructura obtenida de las funciones de transferencia normalizadas como se indica en la figura anterior.

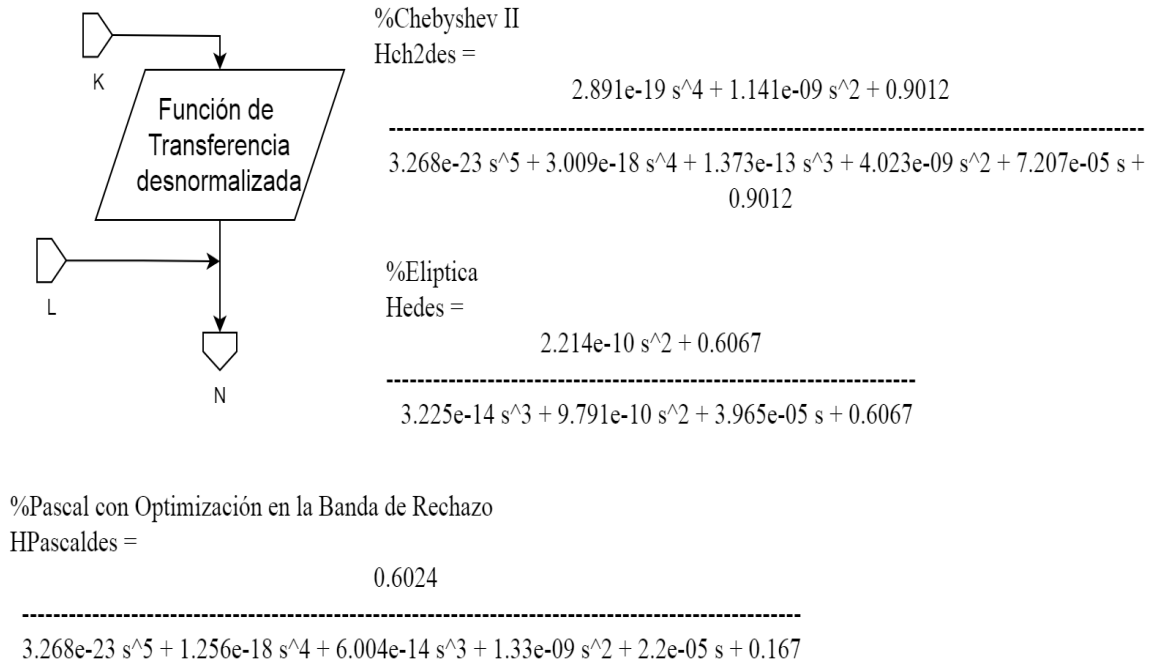


Figura 4.10: Funciones de transferencia desnormalizadas en frecuencia.

En las figuras 4.9 y 4.10 se visualizan las funciones de transferencia desnormalizadas en frecuencia que el usuario podrá observar, para posteriormente continuar con su diseño. Como se puede observar estas funciones cambian completamente comparadas con las obtenidas en el caso normalizado, por lo tanto, ahora la frecuencia de corte de los filtros no caerá en 1 rad/seg en la caída de 3 dB, sino que ahora será en la frecuencia que indico el usuario.

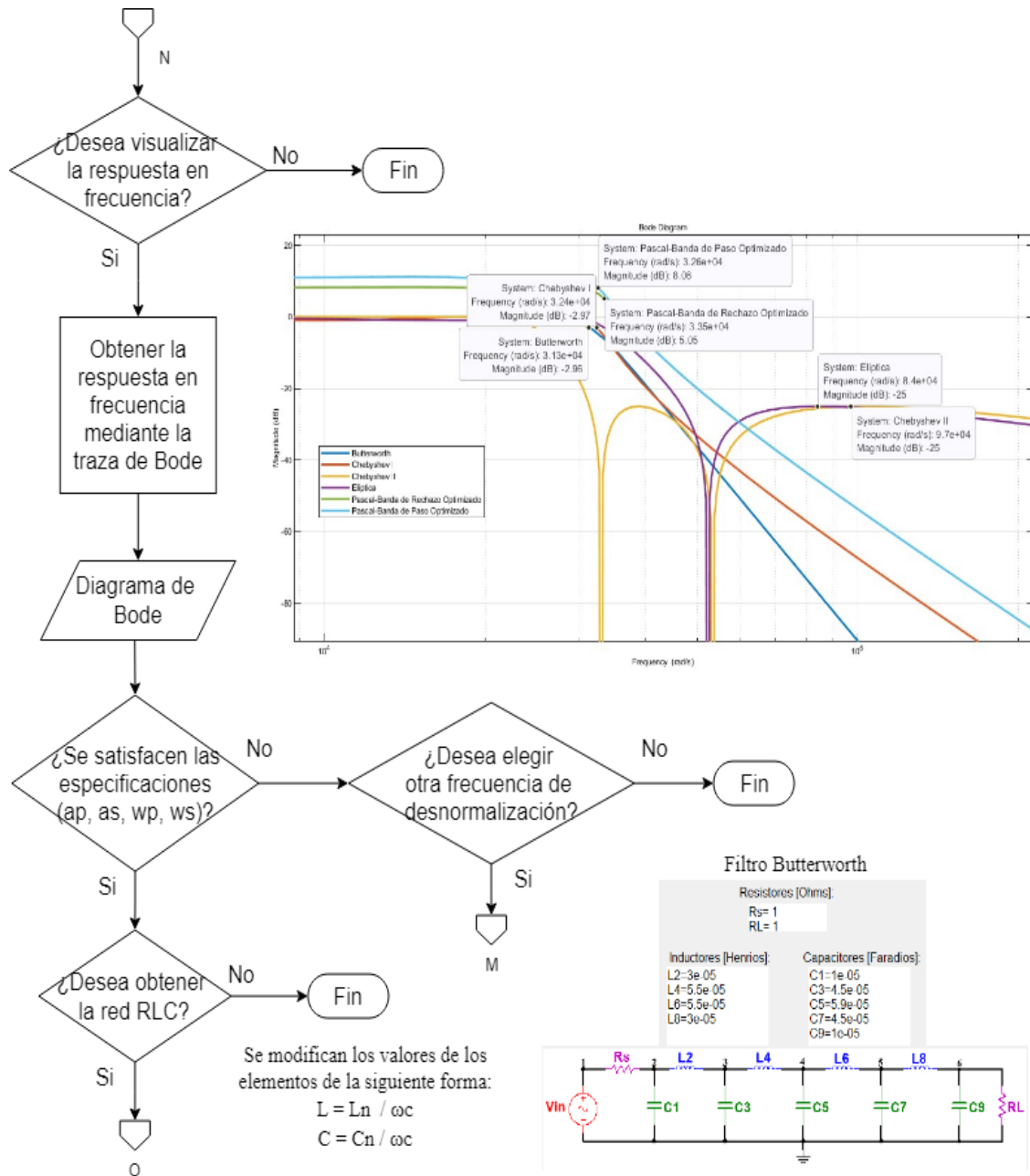


Figura 4.11: Respuesta en frecuencia de la Magnitud (desnormalización en frecuencia).

Lo mostrado en la Fig. 4.11 es la parte de la herramienta donde el usuario visualiza la respuesta en frecuencia de la Magnitud y fase de la función de transferencia anteriormente obtenida, para verificar si esta transformación realizada sigue cumpliendo con las especificaciones de diseño; en caso de no cumplirlas se puede realizar otra desnormalización con una frecuencia distinta a la utilizada, para volver a graficar la respuesta en frecuencia y validar si las especificaciones se cumplen. En caso de que si se cumplan, si el usuario lo desea, podrá obtener la red eléctrica del filtro desnormalizado en frecuencia o puede finalizar su diseño.

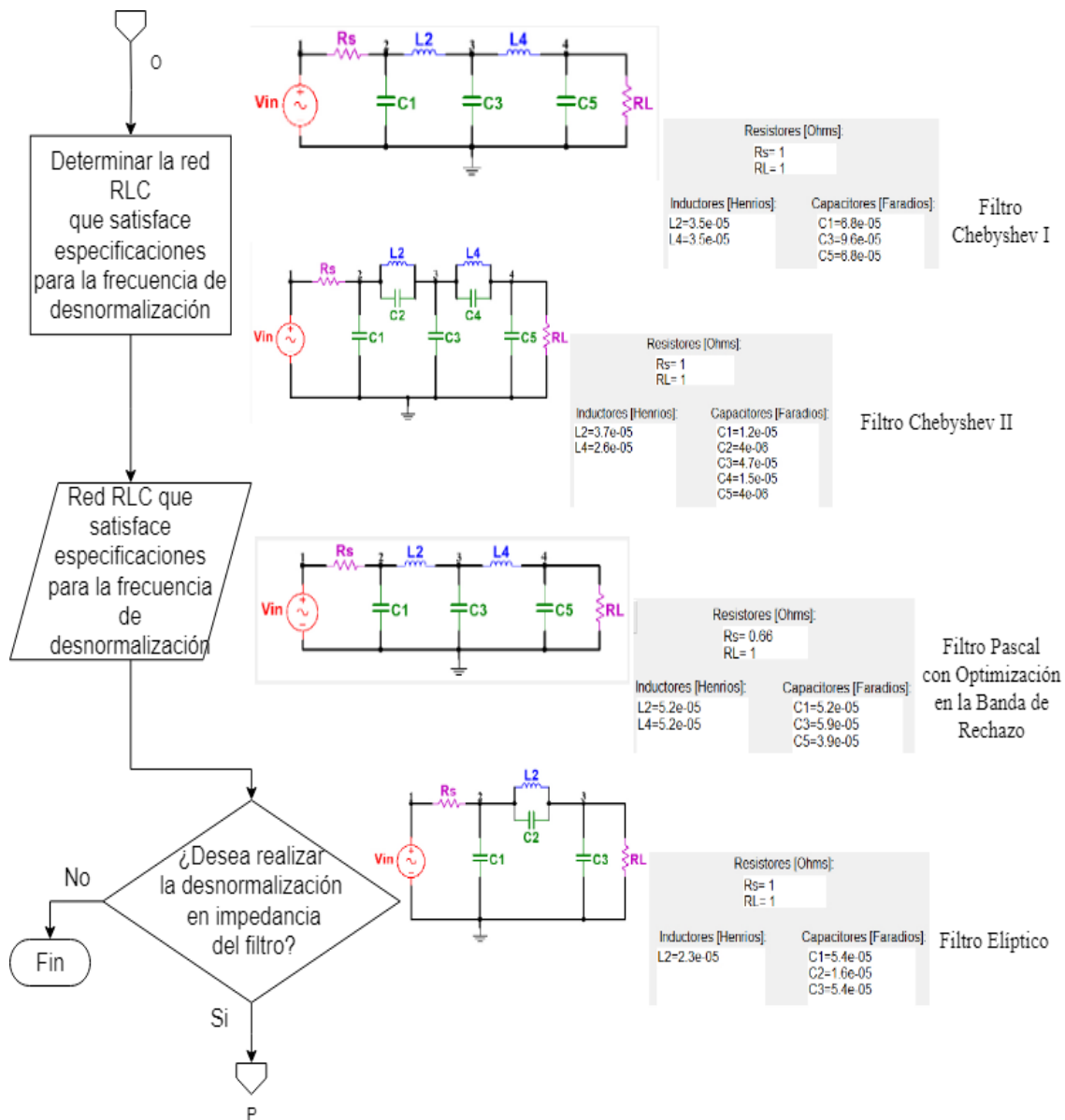


Figura 4.12: Redes eléctricas desnormalizadas en frecuencia.

La Fig. 4.12 corresponde a la parte donde el usuario una vez que eligió obtener la red eléctrica desnormalizada en frecuencia, podrá visualizarla con los nuevos valores de los elementos que la conforman. Estos valores de elementos son obtenidos sustituyendo los valores de los inductores y capacitores como se muestra en la Fig. 4.11, en la cual los elementos resultan del cociente de estos con la frecuencia de corte en rad/seg.

Una vez que el usuario obtuvo las redes eléctricas desnormalizadas en frecuencia, podrá realizar las simulaciones de la red, en algún otro software y validar la funcionalidad de estas. Posteriormente puede continuar con el diseño realizando ahora una desnormalización en impedancia o finalizar, como se indica en la Fig. 4.12.

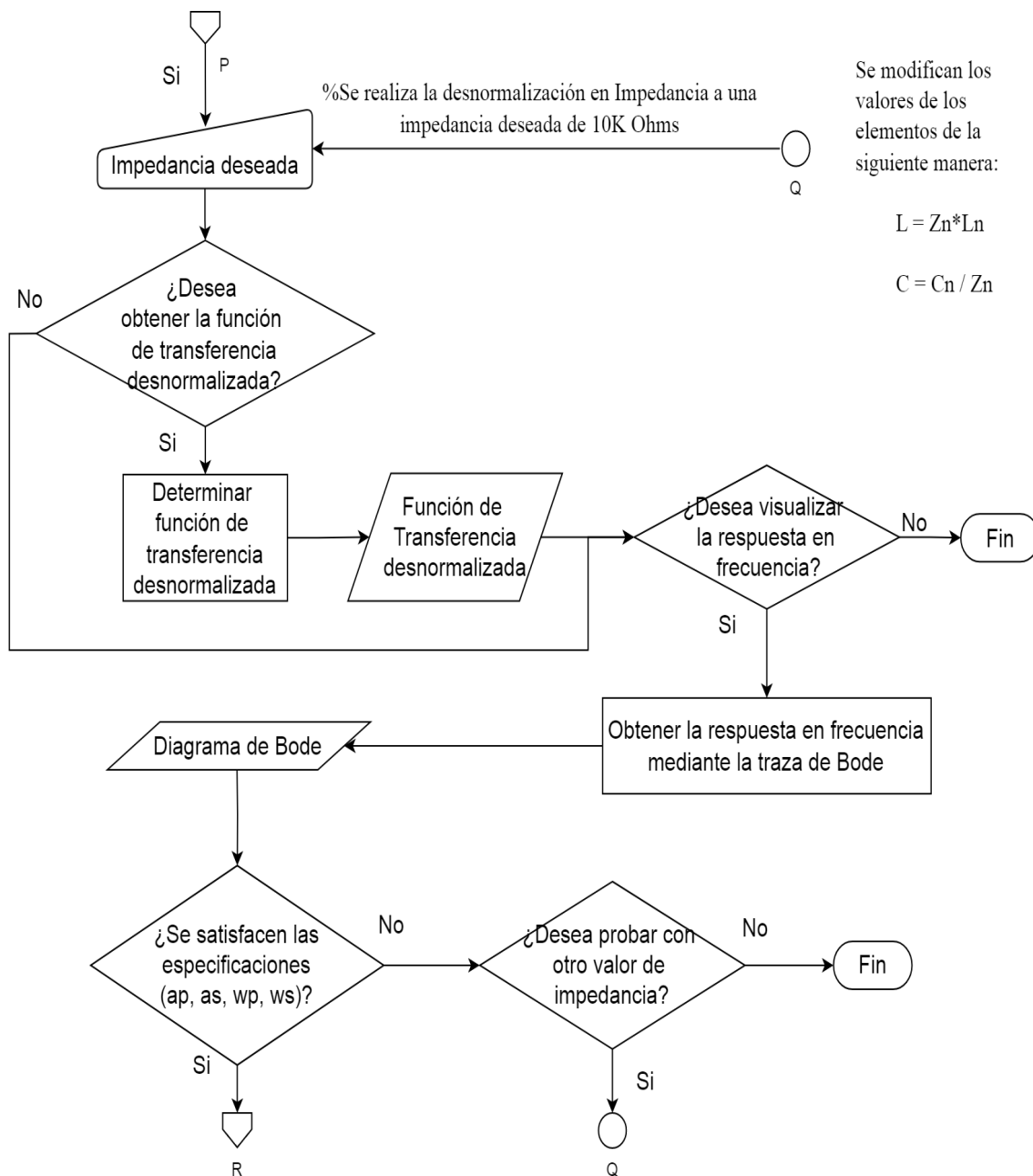


Figura 4.13: Desnormalización en Impedancia.

Para realizar la desnormalización en Impedancia el usuario debe ingresar la impedancia a la cual quiere realizar la transformación, así como se indica en la Fig. 4.13, para posteriormente obtener la función de transferencia a esa impedancia y poder generar la respuesta en frecuencia de su magnitud para determinar si cumple o no con las especificaciones; si no las cumple se podrá realizar una nueva transformación a una impedancia distinta o finalizar el proceso. En caso de que las especificaciones se cumplan el usuario puede continuar con su diseño.

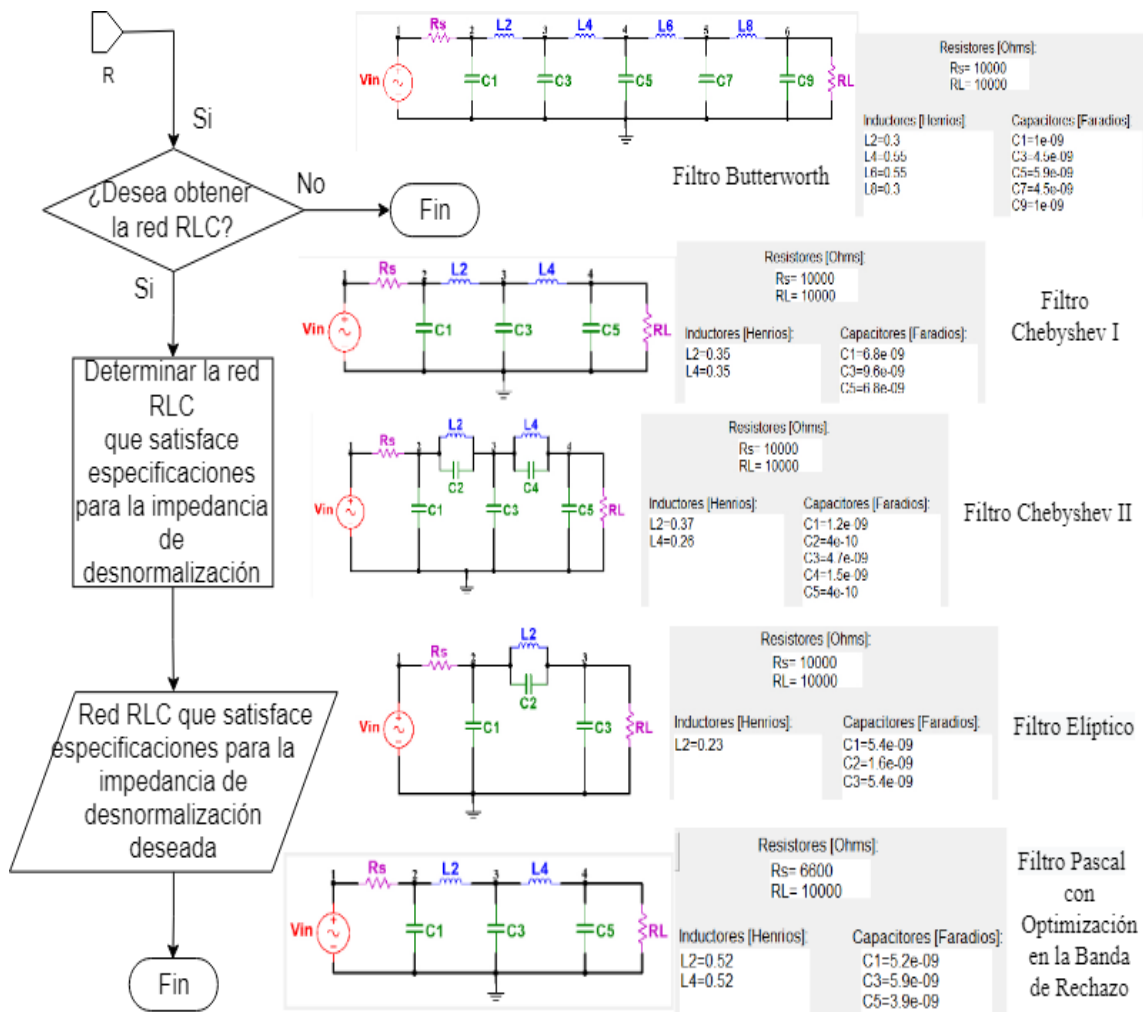


Figura 4.14: Redes eléctricas desnormalizadas en Impedancia.

El usuario puede obtener la red eléctrica de los filtros desnormalizados en impedancia si lo desea, o si no finaliza el diseño. En caso de que requiera estas redes las puede visualizar con los nuevos valores determinados de los elementos, como se muestra en la Fig. 4.14. Los nuevos valores de los elementos se obtienen como se indica en la Fig. 4.13, donde los inductores se multiplican por la impedancia de desnormalización y para los capacitores, es el cociente de estos con esa impedancia indicada por el usuario.

Una vez que el usuario obtuvo las redes eléctricas desnormalizadas en impedancia, podrá realizar las simulaciones de la red, en algún otro software y validar la funcionalidad de estas.

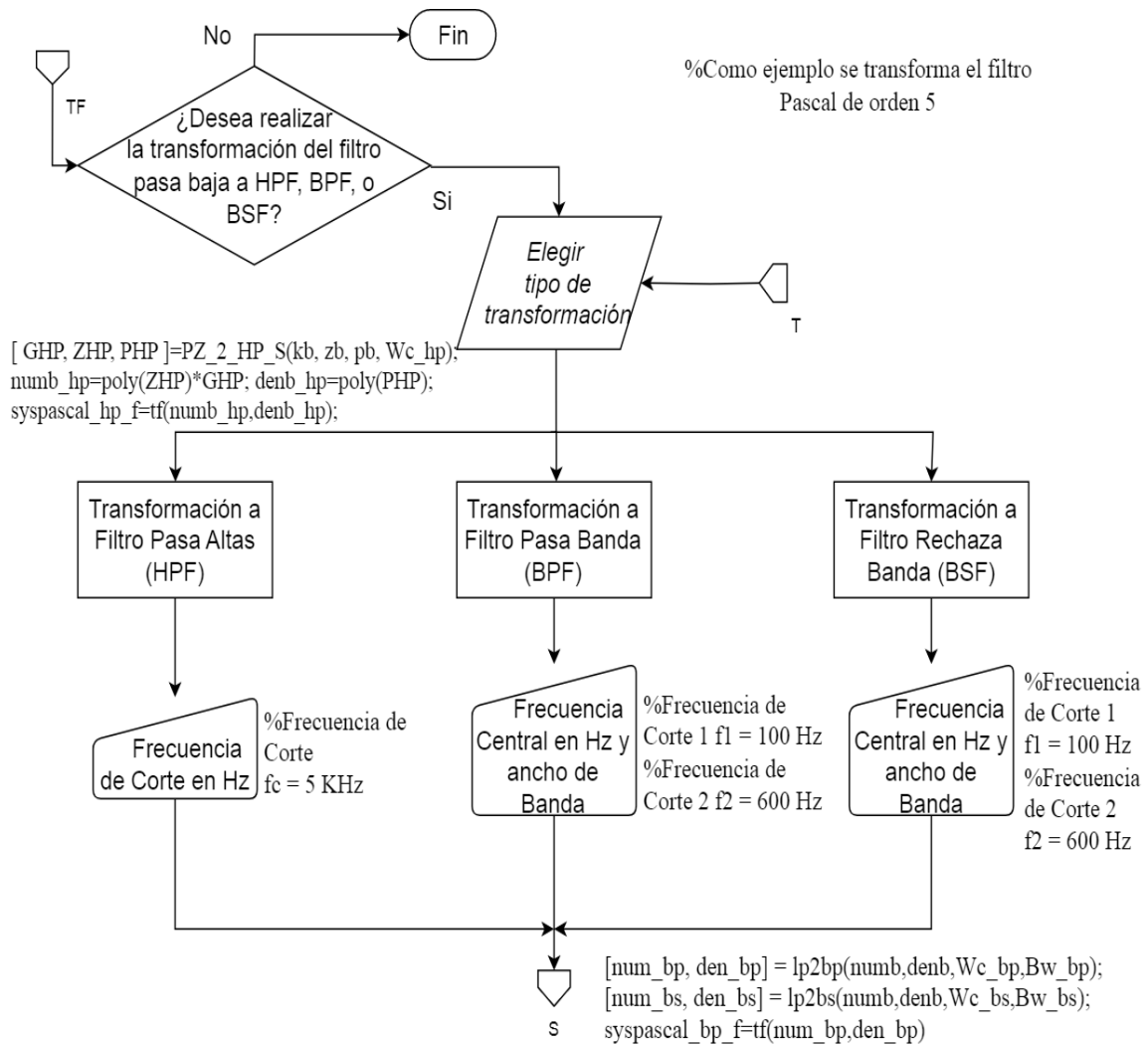


Figura 4.15: Transformación del filtro pasa bajas.

La Fig. 4.15 corresponde a la parte de la herramienta donde el usuario una vez que obtuvo la red eléctrica del filtro pasa bajas para el caso normalizado, es decir, sin realizar alguna desnormalización en frecuencia e impedancia, éste puede transformar el filtro pasa bajas a algún otro tipo de respuesta, ya sea pasa altas, pasa banda o rechaza banda.

De acuerdo con la elección que realice el usuario, la herramienta le solicita que ingrese la frecuencia de corte en caso de realizarse una transformación a filtro pasa altas, una frecuencia de corte 1 y frecuencia de corte 2 en caso de necesitar un filtro pasa banda, o rechaza banda.

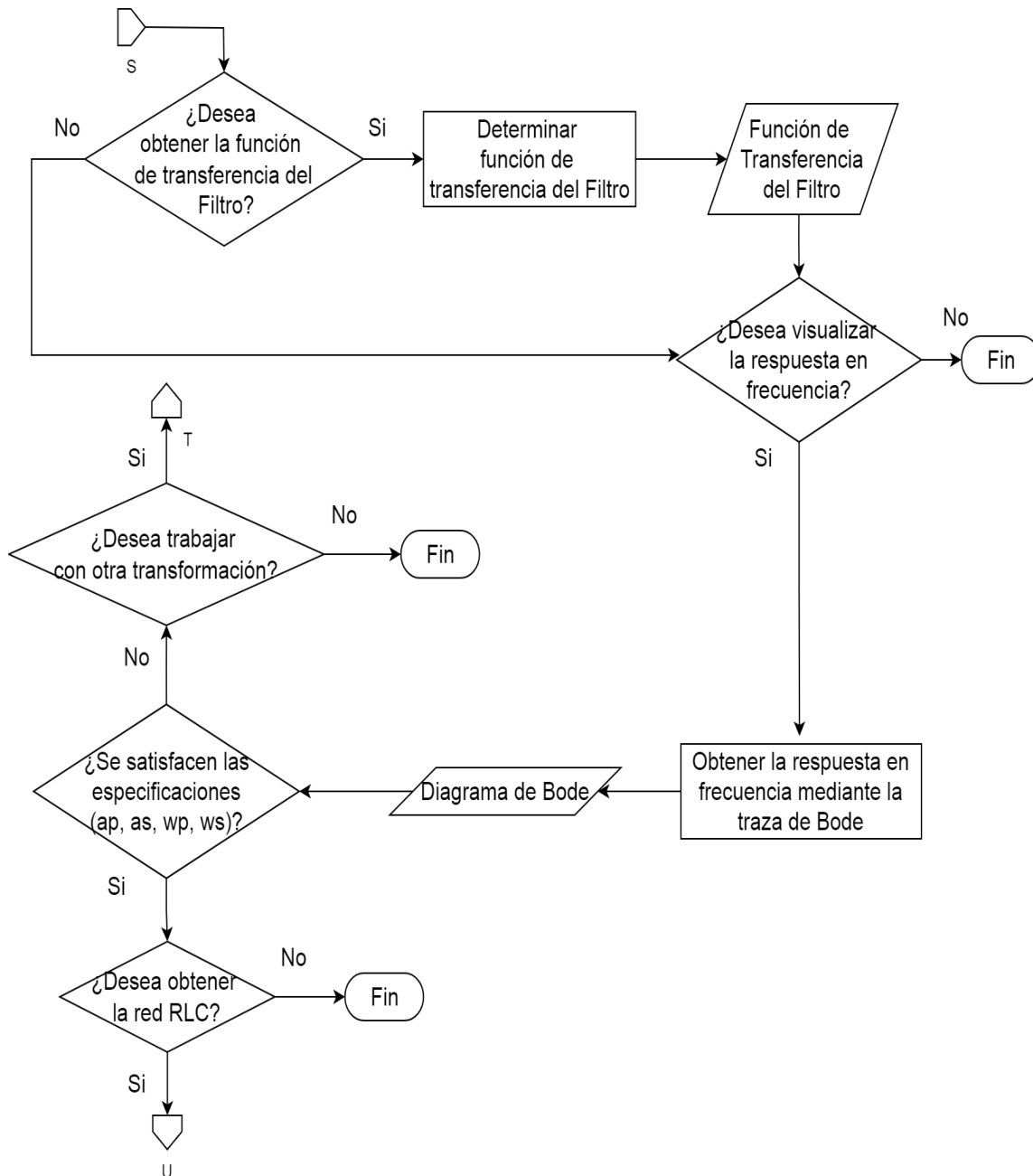


Figura 4.16: Función de transferencia del filtro transformado y su respuesta en Magnitud.

Como se puede observar en la Fig. 4.16, una vez elegida la transformación del filtro el usuario puede obtener su función de transferencia, visualizar la respuesta en frecuencia de su magnitud para poder verificar si el nuevo filtro cumple con las especificaciones de diseño. En caso de que no se cumplan las especificaciones puede realizar de nuevo la transformación a alguna otra respuesta o finalizar su diseño; pero en caso de que se cumplan las especificaciones, si lo desea podrá obtener la red eléctrica del nuevo filtro.

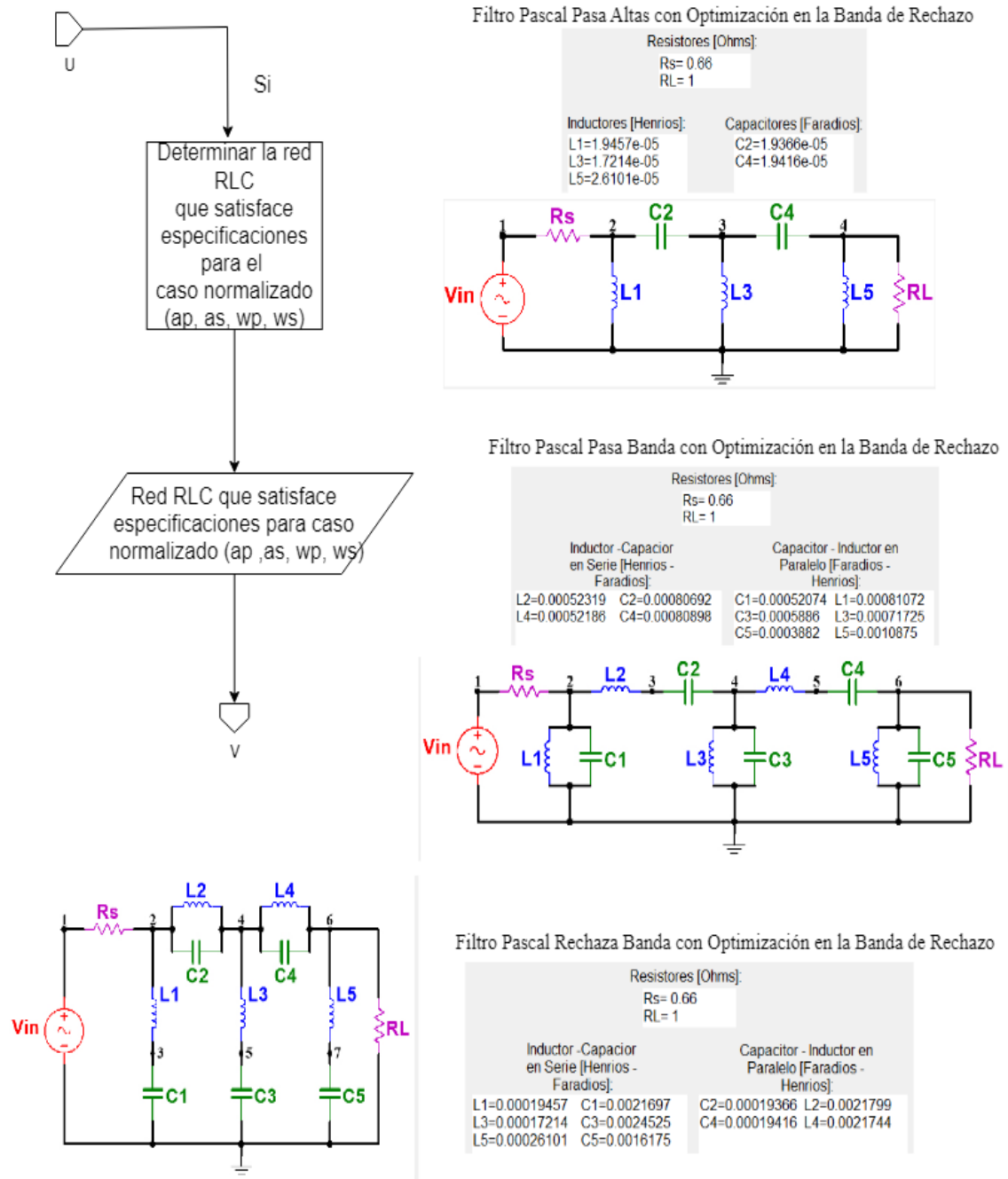


Figura 4.17: Red eléctrica del filtro transformado.

La Fig. 4.17 corresponde a la parte donde el usuario puede visualizar la red eléctrica del filtro transformado, con los valores de los elementos determinados considerando los nuevos parámetros ingresados, estos nuevos valores de elementos se obtienen modificando los de la red normalizada, con ayuda de la frecuencia de corte para el caso Pasa Altas, ancho de banda y frecuencia central para los filtros Pasa Banda y Rechaza Banda.

Una vez que el usuario obtuvo las redes eléctricas transformadas a otras respuestas, podrá realizar las simulaciones de la red, en algún otro software y validar la funcionalidad de estas. Posteriormente puede continuar con su diseño o darle fin.

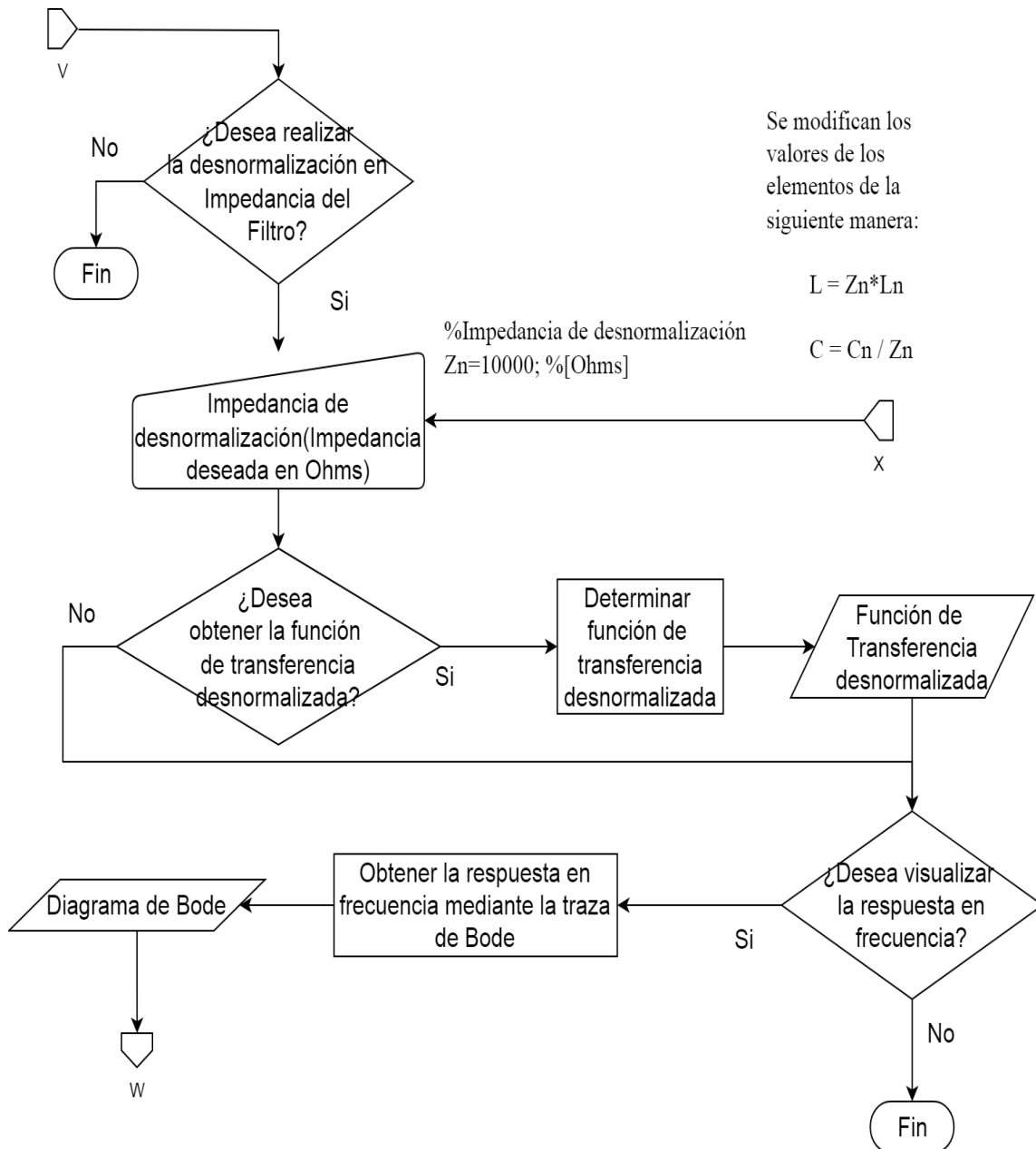


Figura 4.18: Desnormalización en Impedancia del filtro transformado.

Lo mostrado en la Fig. 4.18 es la parte de la herramienta donde el usuario puede realizar la desnormalización en Impedancia del filtro transformado, para ello debe ingresar la Impedancia de desnormalización que desee. Con esto puede determinar la nueva función de transferencia y visualizar la respuesta en frecuencia de su magnitud y fase, para verificar si esta transformación sigue cumpliendo con las especificaciones de diseño.

La Fig. 4.19 corresponde a la parte donde el usuario determina si se cumplen o no las especificaciones de diseño; en caso de no cumplirlas se puede realizar otra desnormalización con una Impedancia distinta a la utilizada, para volver a graficar la respuesta en frecuencia y validar si las especificaciones se cumplen. En caso de que se cumplan, si el usuario lo desea, puede obtener la red eléctrica del filtro desnormalizado en Impedancia o puede finalizar su diseño.

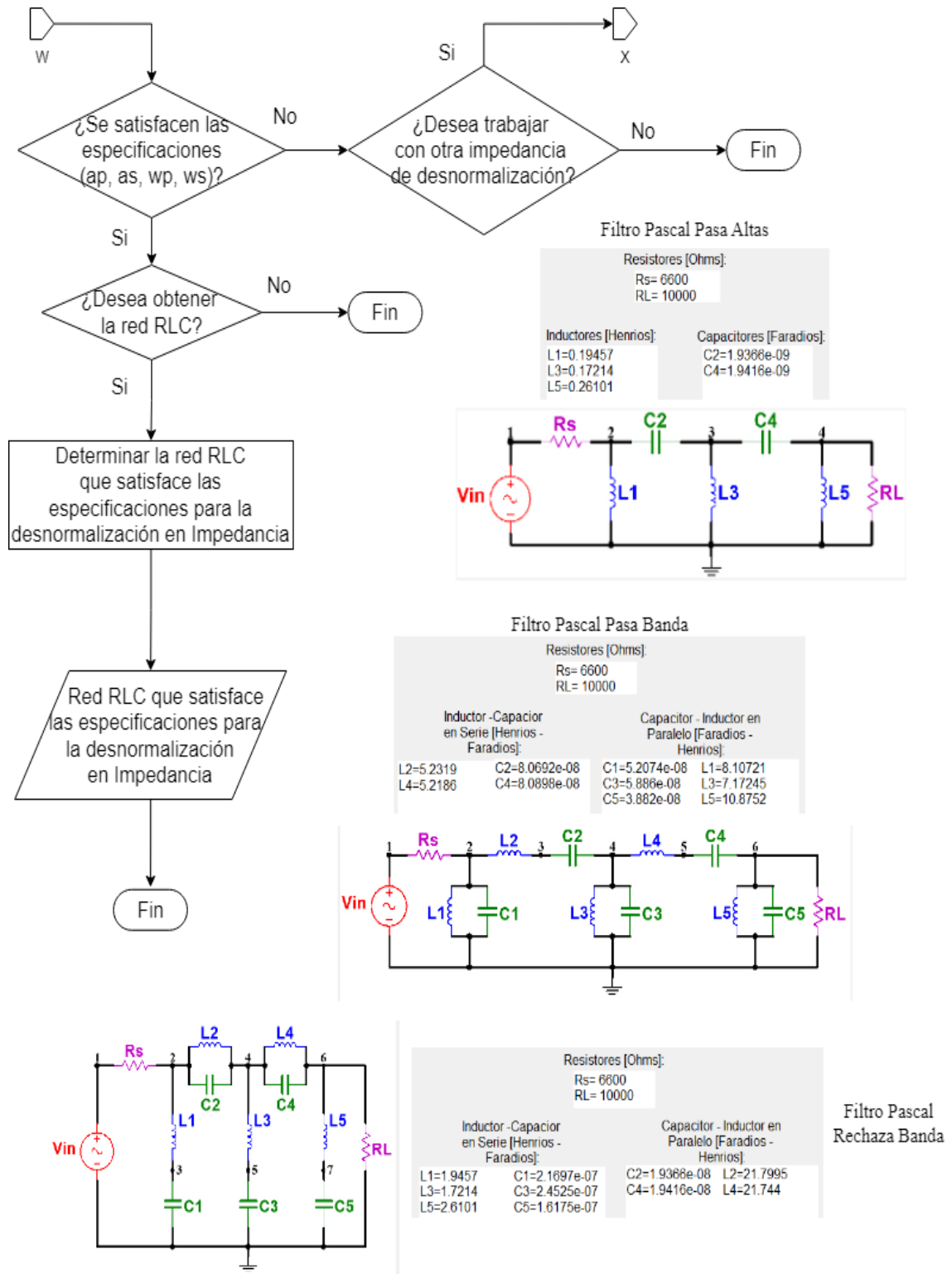


Figura 4.19: Red eléctrica del filtro transformado (desnormalizado en Impedancia).

Si el usuario requiere la red eléctrica del filtro puede visualizarla con los nuevos valores de los elementos que la conforman como se muestra en la Fig. 4.19. Una vez que el usuario obtuvo las redes eléctricas desnormalizadas en Impedancia, podrá realizar las simulaciones de la red, en algún otro software y validar la funcionalidad de estas.

## 4.2. Funciones y comandos empleados

### 4.2.1. Funciones para el Orden de los filtros

Las funciones utilizadas para determinar el orden de los filtros para cada método de aproximación se explican a continuación y se muestran en el apéndice C.1:

Iniciando con la función para Butterworth, se utiliza la fórmula de predicción de orden de `buttord`, que funciona en el dominio analógico tanto en casos analógicos como digitales. `buttord` desarrolla inicialmente un prototipo de filtro paso bajo transformando las frecuencias paso banda del filtro deseado a 1 rad/segundo (para filtros pasa bajas y pasa altas) y a  $-1$  y 1 rad/segundo (para filtros pasa banda y rechaza banda). Luego calcula el orden mínimo requerido para que un filtro pasa bajas cumpla la especificación de banda de rechazo.

La sintaxis es la siguiente:  $[n, \omega_n] = \text{buttord}(\omega_p, \omega_s, a_{max}, a_{min})$

esta función devuelve el menor orden,  $n$ , del filtro digital Butterworth con no más de  $a_{max}$  dB de rizo de banda de paso y al menos  $a_{min}$  dB de atenuación en la banda de rechazo.  $\omega_p$  y  $\omega_s$  son, respectivamente, las frecuencias de borde de banda de paso y de banda de rechazo del filtro, normalizadas desde 0 hasta 1, donde 1 corresponde a  $\pi$  rad/seg. También se devuelve el escalar (o vector) de las frecuencias de corte correspondientes,  $\omega_n$  [59].

Para el filtro Chebyshev I se utiliza la función `cheb1ord` que de igual forma realiza sus cálculos en el dominio analógico tanto en casos analógicos como digitales, desarrolla inicialmente un prototipo de filtro pasa bajas transformando las frecuencias de banda de paso del filtro deseado a 1 rad/s (para filtros pasa bajas y pasa altas) o a  $-1$  y 1 rad/s (para filtros pasa banda y rechaza banda). A continuación, calcula el orden y la frecuencia natural necesarios para que un filtro pasa bajas coincida exactamente con la especificación de la banda de paso al utilizar los valores de la función `cheby1`.

La sintaxis es la siguiente:  $[n, \omega_p] = \text{cheb1ord}(\omega_p, \omega_s, a_{max}, a_{min})$

esta función devuelve el menor orden,  $n$ , del filtro Chebyshev tipo I que no pierde más de  $a_{max}$  dB de rizo en la banda de paso y tiene al menos  $a_{min}$  dB de atenuación en la banda de rechazo. También devuelve el escalar (o vector) de las frecuencias de corte correspondientes,  $\omega_p$  [60].

En el caso del filtro Chebyshev II se usa `cheb2ord` que desarrolla un prototipo de filtro pasa bajas transformando las frecuencias de la banda de rechazo del filtro deseado a 1 rad/s (para filtros pasa bajas y pasa altas) y a  $-1$  y 1 rad/s (para filtros

de pasa banda y rechaza banda). A continuación, calcula el orden mínimo y la frecuencia natural necesarios para que un filtro de paso bajo coincida exactamente con la especificación de la banda suprimida cuando se utilizan los valores de la función cheb2.

La sintaxis es la siguiente:  $[n, \omega_s] = \text{cheb2ord}(\omega_p, \omega_s, a_{max}, a_{min})$

esta función devuelve el orden más bajo  $n$  del filtro Chebyshev Tipo II que no pierde más de  $a_{max}$  dB de rizo en la banda de paso y tiene al menos  $a_{min}$  dB de atenuación en la banda de rechazo. También devuelve el escalar (o vector) de las frecuencias de corte correspondientes  $\omega_s$  [61].

Para el filtro Elíptico se usa la función `ellipord` que desarrolla inicialmente un prototipo de filtro pasa bajas transformando las frecuencias de banda de paso del filtro pertinente a 1 rad/s (para filtros pasa bajas y pasa altas) y a  $-1$  y 1 rad/s (para filtros pasa banda y rechaza banda). Luego calcula el orden mínimo requerido para que un filtro pasa bajas cumpla la especificación de banda de rechazo.

La sintaxis es la siguiente:  $[n, \omega_n] = \text{ellipord}(\omega_p, \omega_s, a_{max}, a_{min})$

devuelve el menor orden,  $n$ , del filtro elíptico con no más de  $a_{max}$  dB de rizo de banda de paso y al menos  $a_{min}$  dB de atenuación en la banda de rechazo.  $\omega_p$  y  $\omega_s$  son, respectivamente, las frecuencias de borde de banda de paso y de banda de rechazo del filtro, normalizadas desde 0 hasta 1, donde 1 corresponde a  $\pi$  rad/muestra. También devuelve el escalar (o vector) de las frecuencias de corte correspondientes,  $\omega_n$  [62].

Para el filtro Bessel-Thomson se determina el orden a partir de la información de retardo: si  $T$  es el retardo deseado en una frecuencia dada  $\omega$  y  $A(\omega)$  es la pérdida en dB a esa frecuencia, el orden se puede evaluar desde [2].

$$n \geq \frac{5(\omega T)^2 \log e}{A(\omega)} \quad (4.1)$$

Para ello se declara esta ecuación en Matlab y se obtiene el orden.

#### 4.2.2. Función de Transferencia de los filtros

Para generar las funciones de transferencia de todos los filtros primeramente se debe determinar los ceros, polos y ganancia de estos con la ayuda del orden y las especificaciones de diseño, una vez obtenidos estos tres parámetros se utilizan para calcular los polinomios característicos; numerador y denominador con la función `poly(x)` de Matlab, al tener estos polinomios con la función `tf(num,den)` de Matlab se genera la función de transferencia del filtro correspondiente.

A continuación, se da una breve explicación acerca de las funciones utilizadas para determinar los ceros, polos y las ganancias de cada método de aproximación y se muestran en el apéndice C.3:

Comenzando con el filtro Butterworth se utiliza la función `buttap` que devuelve los polos en el vector columna  $p$  de longitud  $n$  y la ganancia en el escalar  $k$ .  $z$  es una matriz

vacía porque no hay ceros.

La sintaxis de la función es la siguiente:  $[z, p, k] = \text{butter}(n)$  y devuelve ceros, polos y ganancia ( $z, p$ , y  $k$ ) de un prototipo de filtro analógico Butterworth paso bajo de orden  $n$

```
z = [];
p = exp(sqrt(-1)*(pi*(1:2:2*n-1)/(2*n)+pi/2));
k = real(prod(-p));
```

La respuesta en magnitud en la frecuencia angular de corte  $\omega_0$  es siempre  $\sqrt{1/2}$  independientemente del orden del filtro. `butter` establece  $\omega_0$  en 1 para obtener un resultado normalizado [63].

Para chebyshev I se usa la función con la siguiente sintaxis;  $[z, p, k] = \text{cheb1ap}(n, a_{max})$ , la cual devuelve los polos y la ganancia de un prototipo de filtro pasa bajas analógico Chebyshev Tipo I de orden  $n$  con  $a_{max}$  dB de ondulación en la banda de paso [64].

En chebyshev II se hace uso de `cheb2ap` que es una modificación del algoritmo para Chebyshev I, está usa la sintaxis  $[z, p, k] = \text{cheb2ap}(n, a_{min})$  que devuelve los ceros, los polos y la ganancia de un prototipo de filtro pasa bajas analógico Chebyshev Tipo II de orden  $n$  con  $a_{min}$  dB de ondulación hacia abajo desde el valor máximo de la banda de paso en la banda de rechazo [65].

Para el filtro elíptico se utiliza  $[z, p, k] = \text{ellipap}(n, a_{max}, a_{min})$  que devuelve los ceros, los polos y la ganancia de un prototipo de filtro pasa bajas analógico elíptico de orden  $n$ , con  $a_{max}$  dB de ondulación en la banda de paso y una banda de rechazo  $a_{min}$  dB por debajo del valor máximo en la banda de paso [66].

En Bessel-Thomson no se calculan los ceros, y polos sino que directamente se determina en primera instancia la constante del numerador con la siguiente expresión;

```
numbt=(factorial(2*nbt))/(2^nbt*(factorial(0))*
(factorial(nbt)))
```

posteriormente el polinomio del denominador con un ciclo `for` de la siguiente manera;

```
for k=0:1:nbt
yn=yn+((factorial(2*nbt-k))*(s^k))/((^(nbt-k))*
(factorial(k))*(factorial(nbt-k)));
end
```

como se indica en [67], posteriormente se define la función de transferencia.

### 4.2.3. Respuesta en frecuencia de los filtros

Para graficar la respuesta en frecuencia de todos los filtros se utiliza la función `Bode(sys)` de Matlab, el cual evalúa la ganancia y la fase de la respuesta de frecuencia según los datos de ceros, polos y ganancia para cada canal de entrada/salida del sistema, donde `sys` es la función de transferencia que contiene toda esta información. Para sistemas de tiempo continuo, `Bode` evalúa la respuesta de frecuencia en el eje imaginario  $s = j\omega$  y considera solo frecuencias positivas. El gráfico muestra la magnitud (en

dB) y la fase (en grados) de la respuesta del sistema en función de la frecuencia. *Bode* determina automáticamente las frecuencias para trazar en función de la dinámica del sistema [68].

En el caso Bessel-Thomson aparte de graficar la respuesta en frecuencia de la magnitud y la fase de la función de transferencia, se grafica el retardo de grupo para validar si es máximamente plano alrededor del origen, para ello se utiliza los siguientes comandos:

```
bg_f=[numbt_lp_f]; ag_f=[denbt_lp_f];
[he_f,w_f] = freqs(bg_f,ag_f,10000);
grpdel_f = (-1)*diff(unwrap(angle(he_f)))./diff(w_f);
wx_f=-w_f; w_f=flipud(w_f);
w_f(end+1)=0; w_f=[w_f;wx_f];
grpdelx_f=grpdel_f;
grpdel_f=flipud(grpdel_f);
grpdel_f(end+1)=grpdel_f(end,end);
grpdel_f(end+1)=grpdel_f(end,end);
grpdel_f=[grpdel_f;grpdelx_f];
```

donde se utiliza la función  $[h,\omega_{out}] = \text{freqs}(b,a,n)$  que utiliza  $n$  puntos de frecuencia para calcular  $h$  y devuelve las frecuencias angulares correspondientes en  $\omega_{out}$  y con estos argumentos se determina el retardo de grupo con la función  $\text{diff}(x)$  de Matlab para determinar la primera derivada negativa de la respuesta de fase del filtro. Una vez obtenido el retardo de grupo con estas funciones y comandos se grafica con la función  $\text{semilogx}(x)$  de Matlab.

#### 4.2.4. Síntesis de la función de transferencia de los filtros

La implementación de funciones de transferencia mediante redes RLC es una de las técnicas con mayor vigencia para la realización de filtros eléctricos en diversas tecnologías. Esto es en gran medida debido a la baja sensibilidad con respecto a las variaciones de los elementos que los integran de sus respuestas tanto en magnitud como en fase.

Las redes eléctricas de los filtros pasa-bajas se pueden diseñar en dos configuraciones, la estructura de redes en escalera tipo T y tipo  $\pi$ , como se muestran en las Fig. 4.20 a 4.23:

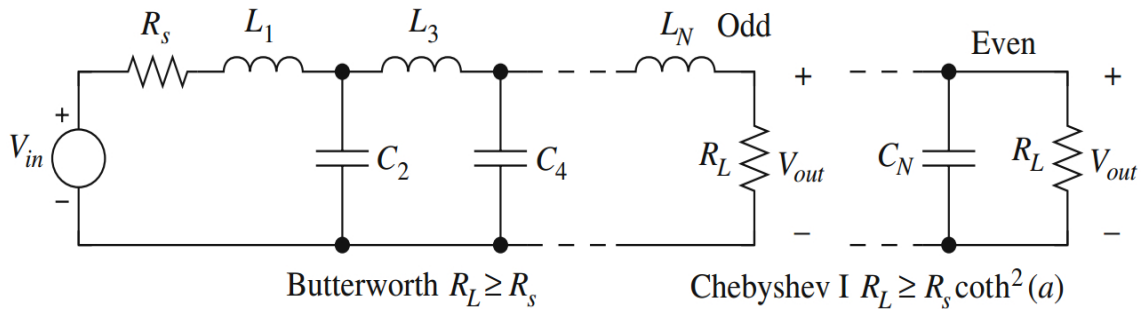


Figura 4.20: Estructura de escalera pasa-bajas tipo T con todos los ceros en  $s = \infty$ , para Butterworth, Chebyshev I, Pascal y Bessel-Thomson [15].

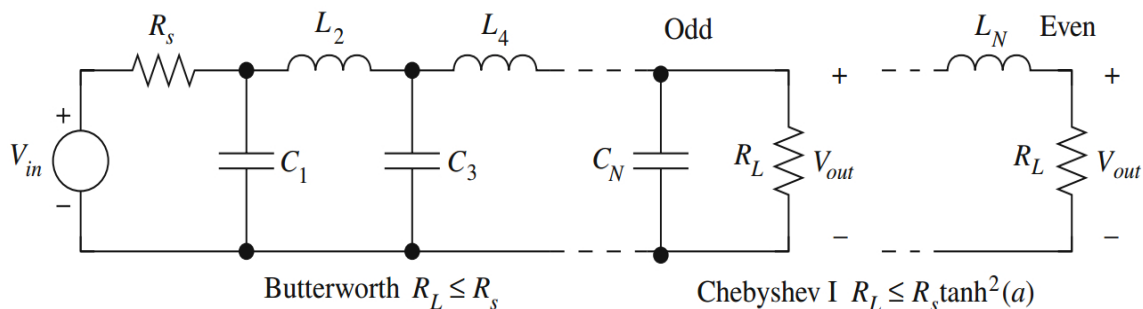


Figura 4.21: Estructura de escalera pasa-bajas tipo  $\pi$  con todos los ceros en  $s = \infty$ , para Butterworth, Chebyshev I, Pascal y Bessel-Thomson [15].

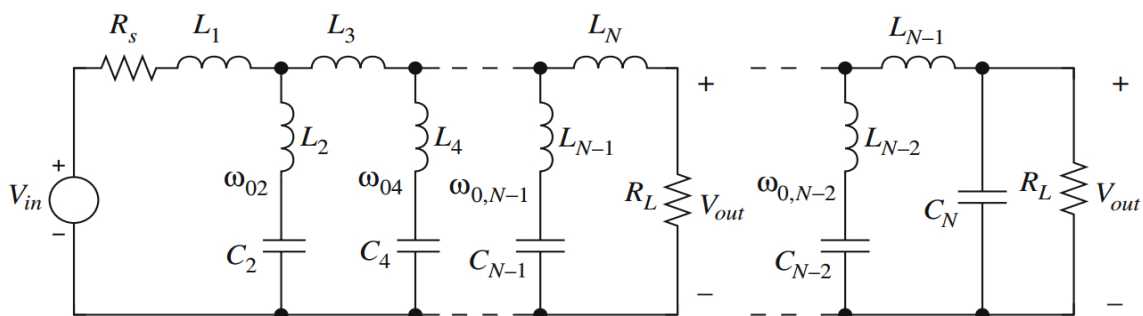


Figura 4.22: Estructura de escalera pasa-bajas tipo T con todos los ceros finitos, para Elíptica y Chebyshev II [15].

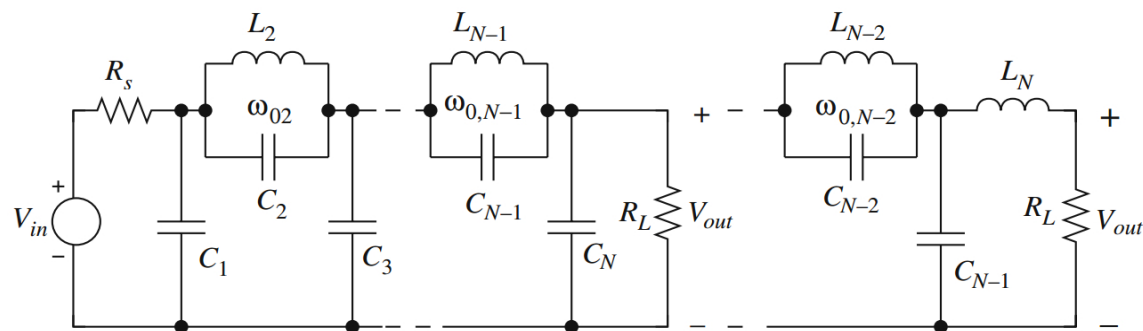


Figura 4.23: Estructura de escalera pasa-bajas tipo  $\pi$  con todos los ceros finitos, para Elíptica y Chebyshev II [15].

A continuación se describen las funciones utilizadas para determinar los valores de los elementos de las redes electricas RLC de los filtros, utilizando cada método de aproximación, teniendo como opciones dos tipos de red de diseño como se mencionó anteriormente, el uso de estas funciones también se muestran en el apéndice C6.

Para el filtro Butterworth se utilizó la función  $[Lbu, Cbu, Kbu]=BW\_LADDER(wc, ws2, amax, amin, nb, R_S, R_L, Ladderbut)$  para determinar los valores de los elementos de la red eléctrica, esta función entrega los valores de los inductores y capacitores de la red butterworth para el caso normalizado, y pide como parámetros de entrada la frecuencia de la banda de paso  $\omega_c$  normalizada, la frecuencia de la banda de rechazo  $\omega_s$ , el rizo  $a_{max}$ , la atenuación  $a_{min}$ , el orden del filtro  $nb$ , los valores de los resistores interna  $R_S$  y de carga  $R_L$ , y finalmente el tipo de Red con LadderBut, en caso de valer 1 entrega valores de elementos para una red tipo T y si vale 2 entrega valores para una red tipo  $\pi$ .

En el caso de Chebyshev I se usa  $[Lch1, Cch1, Kch1]=CH\_I\_LADDER(wc, ws2, amax, amin, nch1, R_S, R_L, Ladderchev)$ , donde entrega de igual forma los valores de inductores y capacitores de acuerdo al tipo de red indicado en LadderChev, si vale 0 entrega valores para una red tipo T y si vale 1 lo hace para una red tipo  $\pi$ .

Para chebyshev II con las funciones;  $[Gch2, Zch2, Pch2]=CH\_II\_POLES(wc, ws2, amax, amin, nch2)$  y  $[Lch2, Cch2, Kch2]=CH\_II\_LADDER(Gch2, Zch2, Pch2, wc, ws2, R_S, R_L, Ladderchev2)$ , la primera se usa para determinar la ganancia, los ceros y polos del filtro con las especificaciones de diseño y orden, después se utilizan estos resultados obtenidos en la segunda función obteniendo así los valores de los elementos de la red tipo T para LadderChev2=0 y tipo  $\pi$  para LadderChev2=1.

Los elementos del filtro elíptico se determinan con las funciones;  $[Ge, Ze, R\_ZEROSe, Pe, Wsnew]=CA\_POLES(wc, ws2, amax, amin, ne)$  y  $[Le, Ce, Rs, RL, WOei, Kei] = CA\_LADDER(Ge, Ze, R\_ZEROSe, Pe, wc, ws2, R_S, R_L, Laddere)$ , que de manera similar a la síntesis del filtro Chebyshev II primero se ejecuta la función para determinar los ceros, polos y la ganancia del filtro para usarlos como parámetros de entrada de la segunda función junto con las especificaciones de diseño y obtener valores de los elementos para una red tipo T en caso de colocar Laddere=0 y tipo  $\pi$  con Ladderre=1.

Todas estas funciones que llevan a cabo la síntesis de la función de transferencia de los filtros con excepción de Bessel-Thomson y Pascal están contenidas en el Toolbox para filtros analógicos que son detallados por Lars Wanhammar en su libro [15].

#### 4.2.5. Transformación de los filtros pasa bajas a pasa Altas, a pasa Banda y a Rechaza Banda.

La transformación de pasa bajas a pasa altas se puede efectuar utilizando el comando `lp2hp` de MATLAB, que tiene la siguiente sintaxis:

$$[numt, dent] = lp2hp(num, den, Wo)$$

donde  $num$  es el vector que contiene los coeficientes del numerador y  $den$  es el que contiene los coeficientes del denominador de la función de red pasa bajas con  $\omega_p=1$ .  $\omega_0$  es la frecuencia de corte de la respuesta pasa altas. El comando devuelve vectores de coeficientes del numerador y denominador,  $numt$  y  $dent$  respectivamente, generando una respuesta de tipo pasa altas [1].

La transformación de pasa bajas a pasa banda también se puede efectuar utilizando el comando `lp2bp` de MATLAB, que tiene la sintaxis

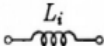
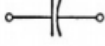
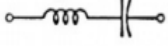
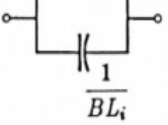
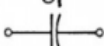

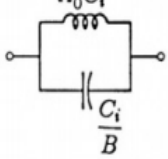
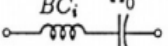
$$[\text{numt}, \text{dent}] = \text{lp2bp}(\text{num}, \text{den}, \omega_0, Bw)$$

donde *num* y *den* son los vectores de coeficiente de numerador y denominador de la función de red pasa bajas con  $\omega_p=1$ .  $\omega_0$  es la frecuencia central de banda y *Bw* es el ancho de banda de la característica pasa banda. El comando devuelve vectores de coeficiente de numerador y denominador, *numt* y *dent*, respectivamente [1]. Para determinar la frecuencia central se calcula la raíz cuadrada de la multiplicación de la frecuencia de corte 1 en rad/seg por la frecuencia de corte 2 y el ancho de banda resulta de la diferencia de estas frecuencias.

Para obtener la función de transferencia de un filtro rechaza banda a partir del pasa bajas, también podemos usar el comando de MATLAB *lp2bs*. El uso de este comando es similar al comando de transformación pasa bajas a pasa banda *lp2bp* [1].

Una vez realizadas las transformaciones y obtenidos los coeficientes de los polinomios del numerador y denominador, lo que sigue es generarlos con la función *poly(x)* de Matlab, posteriormente determinar la función de transferencia con *tf(num, den)*. La respuesta en frecuencia de estas nuevas transformaciones se obtiene a partir de la función *bodeplot(sys)*, y en relación con la síntesis de las nuevas respuestas, para obtener los valores de los elementos de las redes T o  $\pi$  simplemente se utilizan los valores de inductores y capacitores obtenidos del caso normalizado y se modifican de acuerdo con la Tabla 4.1, en el caso del filtro Bessel-Thomson estas transformaciones no se realizan debido a que afectan a la fase y respuesta de grupo del filtro.

Tabla 4.1: Sustitución de elementos en transformaciones de frecuencia [1]

Normalized lowpass filter elements	Highpass filter elements	Bandpass filter branches	Bandreject filter branches
	$\frac{1}{\Omega_0 L_i}$ 	$\frac{L_i}{B}$ $\frac{B}{\Omega_0^2 L_i}$ 	$\frac{BL_i}{\Omega_0^2}$ 
	$\frac{1}{\Omega_0 C_i}$ 	$\frac{B}{\Omega_0^2 C_i}$ 	$\frac{1}{BC_i}$ $\frac{BC_i}{\Omega_0^2}$ 

Siendo  $\Omega_0$  la frecuencia central y *B* el ancho de banda.

### 4.2.6. Desnormalización en Frecuencia e Impedancia de los filtros

La desnormalización en frecuencia de los filtros pasa bajas equivale a una transformación de pasa bajas a pasa bajas. Si se desea diseñar un filtro pasa bajas con una frecuencia de desnormalización  $\omega_c$  para la banda de paso significa que la banda de paso de estar en el rango  $-1 < \omega < 1$  a tener los límites  $-\omega_c < \omega < \omega_c$  [69]. Esto se consigue con la transformación obvia

$$s = \frac{s}{\omega_c} \quad (4.2)$$

Por lo tanto, en Matlab se evalúa este nuevo valor de  $s$  que contiene la frecuencia de corte deseada por el usuario  $\omega_c$ , en los polinomios numerador y denominador con la función `eval(num o den)`, resultando de esta forma los nuevos polinomios modificados, por ende una nueva función de transferencia y respuesta en frecuencia.

Con respecto a la red eléctrica desnormalizada, se cambian los valores de los componentes que forman la red normalizada como se indica en la Fig. 4.24, en la cual se puede observar que tanto inductores como capacitores se dividen por la frecuencia de corte  $\omega_c$  ( $\omega_n = (2\pi * \text{frecuencia deseada (Hz)}) / (\text{frecuencia normalizada (rad/seg)})$ ). Los resistores no se ven alterados ya que no hay un escalado de impedancia en una transformación en frecuencia.

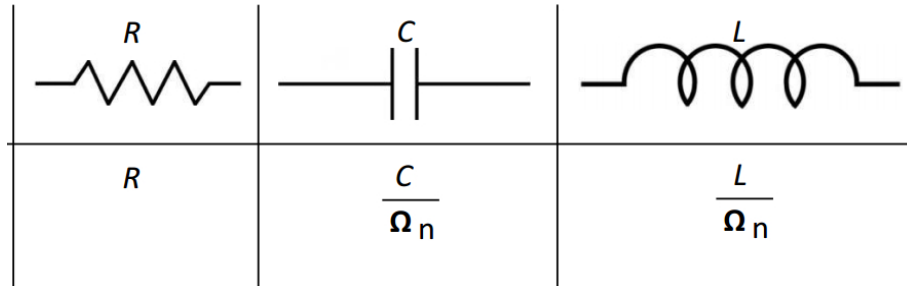


Figura 4.24: Desnormalización en Frecuencia [70].

Posteriormente se puede realizar la desnormalización en impedancia del filtro pasa bajas una vez hecha la transformación en frecuencia, del cual resultara una función de transferencia igual a la obtenida en la transformación en frecuencia, ya que la desnormalización en impedancia es simplemente un escalado de la función en cierta proporción, lo cual es equivalente y la respuesta en frecuencia de igual forma. En cuanto a la red eléctrica del filtro se modifican los valores de los elementos como se indica en la Fig. 4.25, donde  $Z_n$  es la constante de desnormalización que indica el usuario para realizar el escalado, como se puede observar los resistores e inductores se multiplican por esta contante, mientras que a los capacitores los divide.

En relación a la desnormalización en frecuencia de los filtros pasa altas, pasa banda y rechaza banda ya no se realiza, ya que se da por hecha la transformación al pasar de un filtro pasa bajas a alguna de estas tres respuestas, lo único que se aplica posterior a la transformación a otra respuesta es la desnormalización en Impedancia como se indico anteriormente, las funciones de transferencia permanecen intactas y únicamente

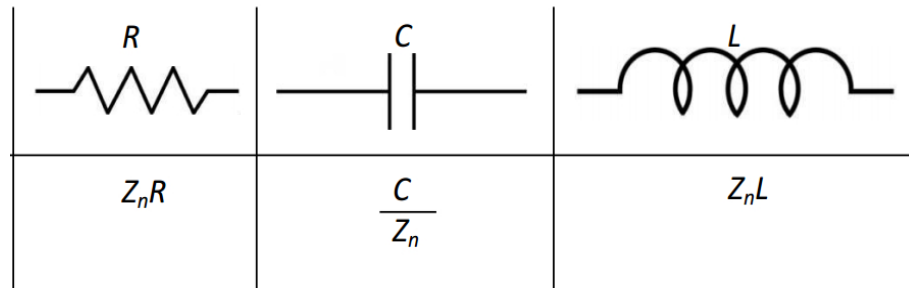


Figura 4.25: Desnormalización en Impedancia [70].

se modifican los valores de los elementos como se indicó en la Fig. 4.25. Para el caso de Bessel-Thomson solo se aplica la desnormalización en impedancia ya que la función de transferencia no se ve afectada y por lo tanto el retardo de grupo permanece intacto.

### 4.2.7. Toolbox for Analog Filters

Las técnicas de procesamiento de señales implican métodos para extraer información de varias fuentes de señal, pero también métodos para proteger, almacenar y recuperar la información en una fecha posterior. En, por ejemplo, un sistema de comunicaciones interesa transmitir información de un lugar a otro, mientras que, en otras aplicaciones, como los reproductores MP3, el interés está en el almacenamiento y recuperación eficiente de información [15]. En, por ejemplo, un sistema de radio, se necesita generar diferentes tipos de señales y se modifican para que la información pueda transmitirse a través de un canal de radio, mediante la modulación de frecuencia de una portadora de alta frecuencia. Los filtros analógicos son componentes clave en estas aplicaciones.

Para poder realizar el diseño de estos filtros de forma dinámica se utilizan distintas herramientas, como, por ejemplo, las herramientas EDA que son conocidas como simuladores porque con ellos se pueden tener una aproximación muy cercana a la realidad de la forma en como trabajaría un sistema compuesto por varios bloques, en los cuales pueden haber conectados muchos componentes para realizar una tarea específica o general. Con el uso del software se introduce la fase de simulación y verificación antes de la fabricación del dispositivo. Algunas prestaciones de las herramientas EDA son: simulación eléctrica, simulación digital, cálculo simbólico, generación de diagramas esquemáticos, soporte en lenguajes de descripción de circuitos, etc.

Para el diseño de la herramienta SAFIMAM se utilizaron funciones del Toolbox descrito en el libro [15] desarrollado y probado utilizando MATLAB Versión 5.2. El autor cree que todas las rutinas deberían ser compatibles con las versiones más recientes de MATLAB. El software se mantiene y actualiza regularmente y se puede descargar del sitio web en [http://www.es.isy.liu.se/publications/-books/Analog\\_Filters/](http://www.es.isy.liu.se/publications/-books/Analog_Filters/). La siguiente lista da los nombres de las funciones y páginas donde se mencionan en el libro.

BESSEL\_ORDER 97  
 BESSEL\_POLES  
 BESSEL\_LADDER  
 BP\_2\_LP\_SPEC

BS\_2\_LP\_SPEC  
 BW\_LADDER 149, 150  
 BW\_ORDER 61  
 BW\_POLES 61

BW\_SINGLY\_LADDER  
 CA\_B\_POLES 86  
 CA\_C\_POLES 88  
 CA\_LADDER 149, 155  
 CA\_MIN\_Q\_POLES  
 CA\_ORDER 8 2  
 CH\_I\_C\_POLES 88  
 CH\_I\_L\_LADDER 149  
 CH\_I\_POLES 68  
 CH\_I\_SINGLY\_LADDER  
 CH\_II\_B\_POLES 86  
 CH\_II\_L\_LADDER 149, 154  
 CH\_II\_POLES 77, 78  
 CH\_ORDER 66  
 CIRCULATOR\_THREE\_BP 434  
 CIRCULATOR\_THREE\_LP 434  
 COMPLETE\_ELLIPTIC\_INTEGRAL  
 EQ\_TG\_LP\_S  
 HURWITZ 185  
 HURWITZ\_POLY 58  
 HURWITZ\_ROOTS 58  
 LADDER\_2\_H 224  
 LP\_2\_HP\_LADDER  
 LP\_LADDER  
 PART\_FRACT\_EXPANSION 190  
 PLOT\_A\_TG\_S  
 PLOT\_ATTENUATION\_S  
 PLOT\_h\_s\_S 63  
 PLOT\_HP\_SPEC\_S  
 PLOT\_IMPULSE\_RESPONSE\_S  
 PLOT\_LP\_SPEC\_S  
 PLOT\_MAG\_PHASE\_S  
 PLOT\_PHASE\_S  
 PLOT\_PZ\_S 62  
 PLOT\_STEP\_RESPONSE\_S  
 PLOT\_TG\_S  
 POLE\_PLACER\_BP\_EQ\_S 92, 114  
 POLE\_PLACER\_BP\_MF\_S 92 , 114  
 POLE\_PLACER\_HP\_EQ\_S 102  
 POLE\_PLACER\_HP\_MF\_S 102  
 POLE\_PLACER\_LP\_EQ\_S 92  
 POLE\_PLACER\_LP\_MF\_S 92  
 POLY\_AT\_X  
 POLY\_PRIM  
 POLYA\_DD  
 POLYMU\_LT  
 POLYSU\_B  
 PRAXIS  
 PRB 397  
 PZ\_2\_FREQ\_S 40, 61  
 PZ\_2\_G\_SYM\_BP\_S 107  
 PZ\_2\_G\_SYM\_BS\_S  
 PZ\_2\_HP\_S 101  
 PZ\_2\_IMPULSE\_RESPONSE\_S 63  
 PZ\_2\_MAG\_S  
 PZ\_2\_PHASE\_S  
 PZ\_2\_STEP\_RESPONSE\_S 63  
 PZ\_2\_TG\_S 61  
 RICHARDS\_EQ 224  
 RICHARDS\_MF 223  
 RICHARDS\_REACTANCE 222  
 ROOTS\_2\_POLY  
 T\_LADDER\_2\_PI  
 UNIQUE\_ROOTS  
 xtick  
 ytick  
 ZIN\_LADDER

#### 4.2.8. El caso Pascal

Para determinar el orden del filtro de Pascal se utilizó la metodología planteada en [25] que se muestra en el apéndice A.1 a partir de la cual se programó la función con la siguiente sintaxis; `[np]=pasord(amax,amin,nch1,ws*10)` que utiliza como parámetros de entrada las especificaciones de diseño que son el rizo, la atenuación, el orden del filtro chebyshev I y la frecuencia en la banda de paso, el código se muestra en el apéndice C.2.

Posteriormente para calcular la función de transferencia considerando las restricciones de los filtros de orden par se utilizaron varias funciones, primero se usa `[amax,amin,np,OmegaD,pmax] = rawrsnp(amax,amin,ws,Rs,np)` que consiste en determinar si el filtro a diseñar con las especificaciones indicadas y dependiendo del valor de la resistencia interna colocada, es realizable, en caso de que no lo sea el orden del fil-

tro se incrementa o las especificaciones de diseño cambian como se menciona en [25], por ello en los argumentos de salida se tienen nuevamente las especificaciones de diseño que se usan para determinar los coeficientes del polinomio con la función `polipa=CoeficientesPascal(np,OmegaD)`, que utiliza la metodología empleada en [20], de esta forma se obtiene el polinomio del denominador junto con la ondulación máxima o mínima dependiendo del filtro a diseñar, y el polinomio del numerador se calcula utilizando el valor de las resistencias de carga e interna y las especificaciones de diseño. Una vez obtenidos los polinomios se definen las funciones de transferencia para ambos filtros; para la optimización en la Banda de Paso y la optimización en la Banda de Rechazo, todo este proceso se ejecuta dentro de la función `[sysprs,syspminrs,np,denparcial,numerador,denminparcial,numin,nump_max, denp_max,nump_min,denp_min]=tfrs(ws,amax,amin,np,RS)` que devuelve las funciones de transferencia junto con los polinomios calculados.

Para el caso ideal se utilizó la función `sysp=funpas_optbandstop(np,amax)` para obtener la función de transferencia del filtro pascal con optimización en la banda de rechazo y `[syspmin]=funpas_optbandpas(np,wsp,amin)` para la optimización en la banda de paso, en los cuales internamente se determinan las características del polinomio con la función `[OmegaD,pmax]=newdat(np)` de acuerdo al orden calculado, esta función entrega el valor del máximo del polinomio y en la frecuencia que se registra, extrayendo estos datos de la Tabla C.1 mostrada en el apéndice C.4 . Posteriormente se calculan los coeficientes para generar el polinomio del denominador junto con la ondulación máxima o mínima y también el polinomio del numerador sin considerar los valores de la resistencia interna y de carga, para finalmente obtener las funciones de transferencia.

Para realizar la síntesis de la función de transferencia se utilizó la metodología detallada en los preliminares del capítulo 7 del libro [3], con esto se diseñó la función `[indpa,capa,capa_pi,indpa_pi]=elementospascal(numerador,denparcial,RL,RS,np)` que determina los valores de los elementos para el filtro de pascal, con ambas configuraciones de red, ya sea tipo T o tipo  $\pi$ , y utiliza como parámetros de entrada el numerador, denominador, resistencia interna, de carga y orden del filtro, en caso se requirir los valores para el filtro con optimización en la banda de rechazo se utiliza la función como se indicó anteriormente. En caso de requerir los valores para la optimización en la banda de paso se sustituye simplemente en el numerador y denominador por los obtenidos del filtro con optimización en esa banda, es decir, sería colocar `numin` y `denminparcial` por `numerador` y `denparcial`. Cabe mencionar que la metodología que se encuentra en el apéndice D para determinar los valores de los elementos de la red eléctrica mediante la síntesis de la función de transferencia utilizando la matriz de transmisión, se descartó, debido a que se tenía que proponer algunos valores de los elementos para determinar los demás, por ello no se optó por seguir ese desarrollo ya que no era preciso.

En la función de síntesis internamente se calcula la función del coeficiente de reflexión, posteriormente la función de impedancia del filtro dependiendo de los valores de la resistencia interna y de carga, una vez tenida la función de impedancia se ejecutan los comandos que reproducen la síntesis de Cauer para obtener los valores de los Inductores y Capacitores para una red tipo T, en cuanto a la red tipo  $\pi$  en vez de hacer la síntesis de Cauer para la función de impedancia, se realiza con la función de admitancia.

Para el caso Bessel-Thomson se utiliza una metodología similar, que se encuentra detallada en [71] Capitulo 11, y la función que se creó a partir de esto fue `[indpa,capa,idpa_pi,capa_pi] = elementosbesselthomson(denbt,numbt,nbt,RS,RL)`.

Una vez terminado el diseño del filtro pasa bajas se realizan las transformaciones a otras respuestas que son; pasa altas, pasa banda y rechaza banda, para ello se debe partir con la función de transferencia del filtro pasa bajas normalizado, ya que utilizando sus polinomios del numerador y denominador se aplican las funciones; `[numt,dent] = lp2hp(num,den,Wo)` para hacer la transformación a una respuesta pasa altas, `[numt,dent] = lp2bp(num,den,Wo,Bw)` para obtener una respuesta pasa banda y finalmente `[numt,dent] = lp2bs(num,den,Wo,Bw)` para la respuesta rechaza banda, donde  $\omega_0$  es la frecuencia de corte en el caso de la transformación al pasa altas y la frecuencia central para las otras dos transformaciones,  $Bw$  es el ancho de banda. Con estas funciones se obtienen los nuevos polinomios numerador y denominador para determinar la nueva función de transferencia con `tf(num,den)`, graficar la respuesta en frecuencia con `bodeplot(sys)` y para determinar los valores de los elementos de la red, se transforman los valores de los elementos de la red pasa bajas normalizada como se indica en la Tabla 4.1.

Otras transformaciones importantes que se implementan son las desnormalizaciones en frecuencia e impedancia, la desnormalización en frecuencia del filtro pasa bajas normalizado se realiza sustituyendo el valor de la variable  $s$  en los polinomios del numerador y denominador de la función de transferencia por  $s = s/\omega_c$ , donde  $\omega_c$  es la frecuencia de corte deseada por el usuario en rad/seg, lo cual modifica la función de transferencia, la respuesta en frecuencia y los valores de los elementos como se indica en la Fig. 4.24. Para las transformaciones de filtro pasa bajas a las demás respuestas equivale a una transformación en frecuencia por ende ya no se realiza dos veces. Posterior a la transformación en frecuencia de los filtros se implementa la transformación en impedancia donde la función de transferencia no se ve afectada y únicamente se modifican los valores de los elementos como se muestra en la Fig. 4.25.

#### 4.2.9. GUI SAFIMAM

Las GUI (también conocidas como interfaces gráficas de usuario o interfaces de usuario) permiten un control sencillo (con uso de ratón) de las aplicaciones de software, lo cual elimina la necesidad de aprender un lenguaje y escribir comandos a fin de ejecutar una aplicación.

Las apps de MATLAB son programas autónomos de MATLAB con un frontal gráfico de usuario GUI que automatizan una tarea o un cálculo. Por lo general, la GUI incluye controles tales como menús, barras de herramientas, botones y controles deslizantes. Muchos productos de MATLAB, como Curve Fitting Toolbox, Signal Processing Toolbox y Control System Toolbox, incluyen apps con interfaces de usuario personalizadas. También es posible crear apps personalizadas propias, incluidas las interfaces de usuario correspondientes, para que otras personas las utilicen [72].

GUIDE (entorno de desarrollo de GUI) proporciona herramientas para diseñar interfaces de usuario para Apps personalizadas. Mediante el editor de diseño de GUIDE, es

posible diseñar gráficamente la interfaz de usuario. GUIDE genera entonces de manera automática el código de MATLAB para construir la interfaz, el cual se puede modificar para programar el comportamiento de la app. En este caso se realizó el diseño de la interfaz grafica de usuario de la herramienta de diseño de síntesis de filtros analógicos en Matlab mediante métodos de aproximación (SAFIMAM), utilizando como guía el manual [73] en el que se detalla con ejemplos como hacer uso de las herramientas de la interfaz, siguiendo este se diseñaron varias ventanas de la interfaz, en el cual se calculan el orden de los filtros, las funciones de transferencia, las respuestas en frecuencia, las redes eléctricas, etc., todos ellos se muestran a continuación mediante una imagen y se explica la función de cada ventana.

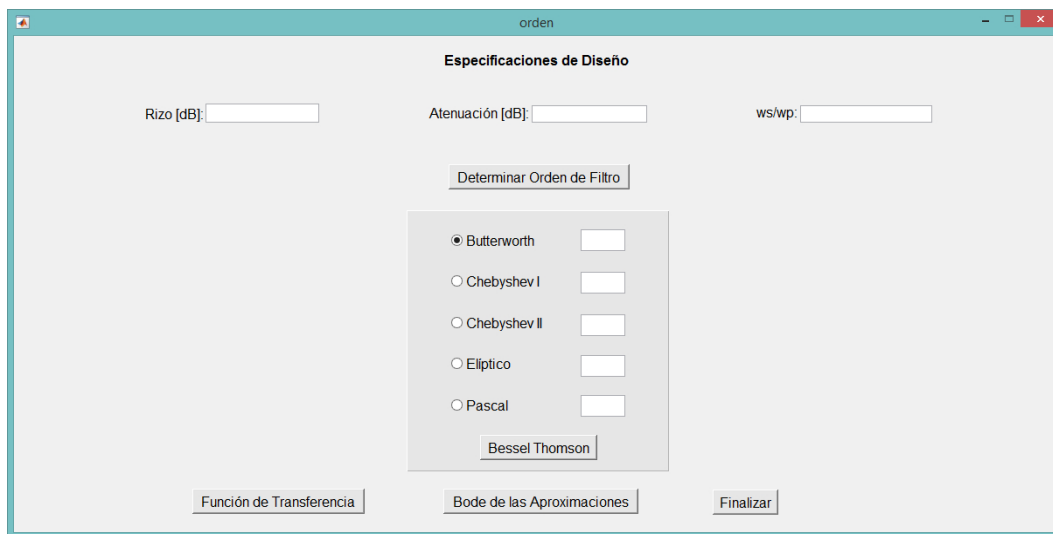


Figura 4.26: Ventana del cálculo del Orden de los Filtros.

La interfaz gráfica de SAFIMAM inicia con la ventana que se muestra en la Fig. 4.26, donde se ingresan las especificaciones de diseño y se determinan el orden de cada uno de los filtros pasa bajas, excepto para Bessel-Thomson, para ello se tiene un botón especial para determinar el orden del filtro. También se puede observar que se tiene un botón para determinar sus funciones de transferencia, visualizar las respuestas en frecuencia pasa bajas de todos los métodos de aproximación o finalizar el proceso.

En caso de que el usuario no ingrese ninguna especificación de diseño, o ingrese algún carácter tipo letra, símbolo, número imaginario o negativo, la interfaz le muestra un mensaje donde le indica que ingrese los datos necesarios para el diseño, como se muestra en la Fig. 4.27.

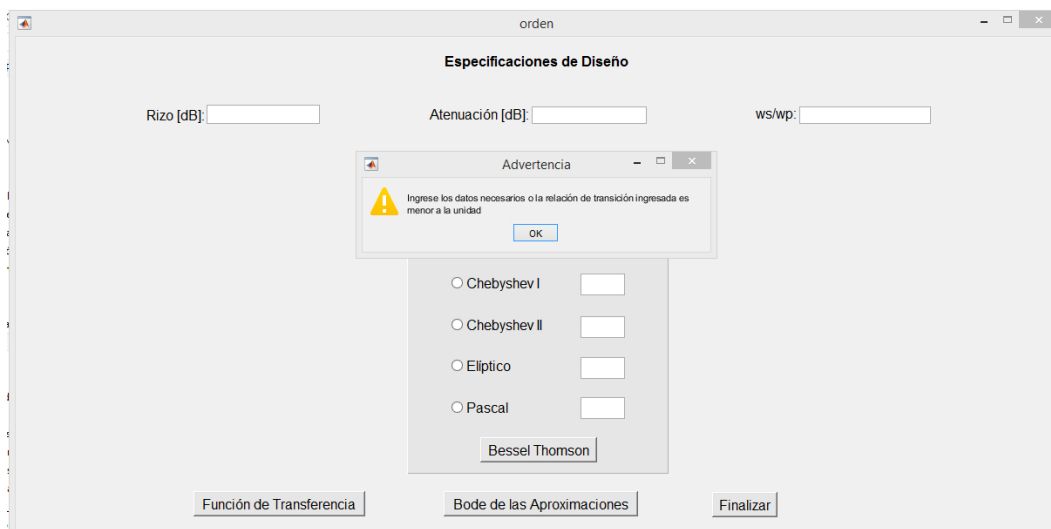


Figura 4.27: Ingresar especificaciones correctas.

Si el usuario ingresa datos combinados, es decir, números con letras o caracteres tipo símbolo, el orden de los filtros serán indefinidos, y por lo tanto se mostrarán con las letras NaN de no es un número como en la Fig. 4.28.

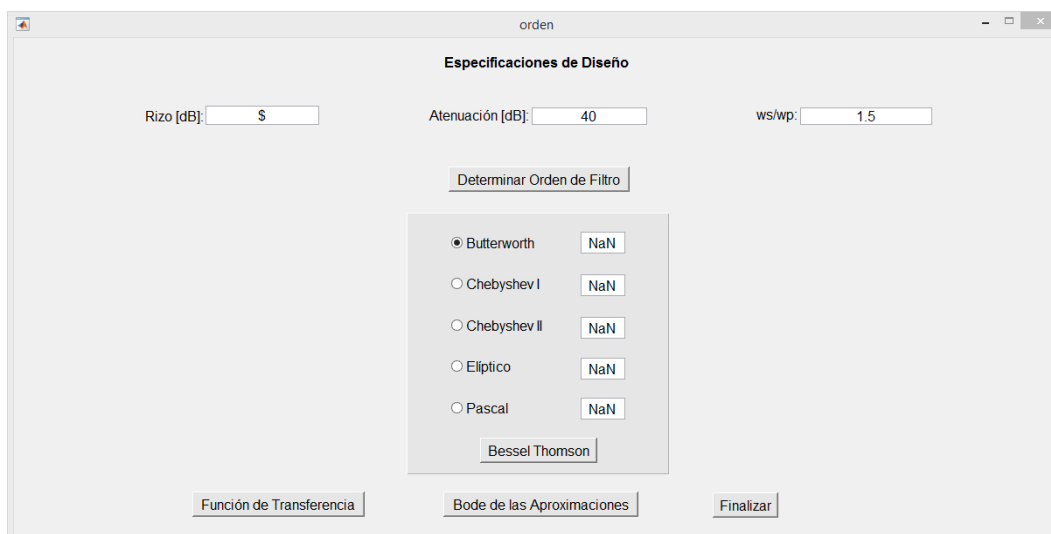


Figura 4.28: Orden de filtro no definido.

Si no se ingresaron especificaciones de diseño o se colocaron aquellos para los cuales el orden de los filtros son indeterminados o mayores a 21, la interfaz muestra el mensaje de la Fig. 4.29, donde le indica al usuario que no se puede calcular la función de transferencia pasa bajas.

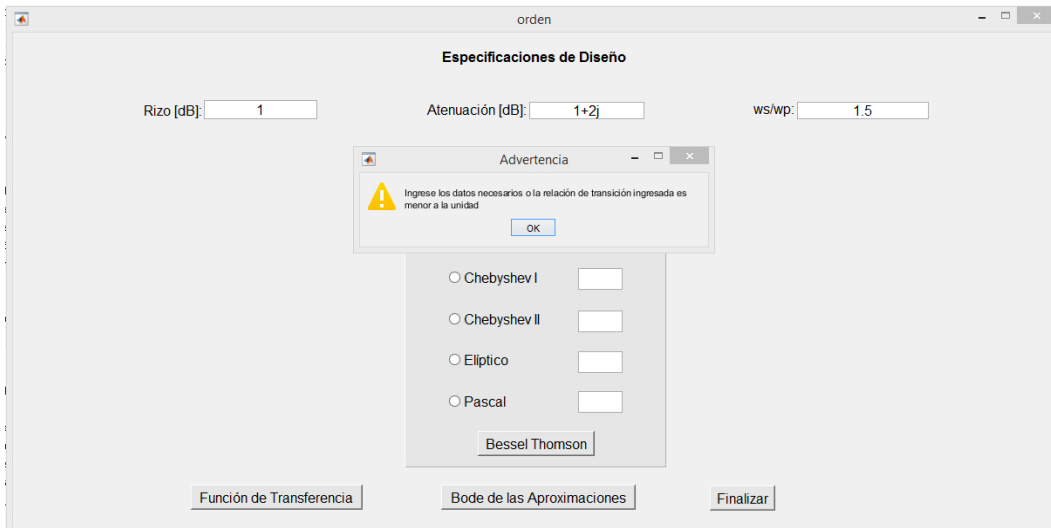


Figura 4.29: Función de Transferencia Indeterminada.

Una vez colocadas correctamente las especificaciones de diseño, se puede determinar el orden de los filtros y se muestran en los cuadros de texto en color blanco para posteriormente determinar la función de transferencia o visualizar el diagrama de Bode con respuesta pasa bajas, cabe mencionar que el orden de los filtros calculados con las especificaciones ingresadas se pueden modificar sobre los mismos cuadros de texto y realizar el diseño con el orden colocado.

Al dar clic sobre el botón "Bode de las Aproximaciones" de la Fig. 4.29 se abre la ventana de la Fig. 4.30 en la cual se pueden generar las respuestas en frecuencia de los distintos filtros, para ello solo se debe seleccionar el tipo de método de aproximación para el cual se desea determinar su respuesta, al seleccionarlo se da clic a generar y se visualiza la respuesta en frecuencia, si se selecciona una tras otra, las respuestas de los filtros se sobrepondrán de tal forma que se puede realizar una comparación.

Si la función de transferencia del filtro que se quiera graficar, su respuesta en frecuencia esta indefinida, se muestra un mensaje en el cual indica que la función de transferencia esta indeterminada como en la Fig. 4.31, por lo tanto no se podrá graficar, o si el orden del filtro es superior a 21 se muestra el mismo mensaje.

Una vez generadas y visualizadas las respuestas en frecuencia pasa bajas se puede dar clic al botón "Regresar a Menú Principal" para volver a la ventana de la Fig. 4.26.

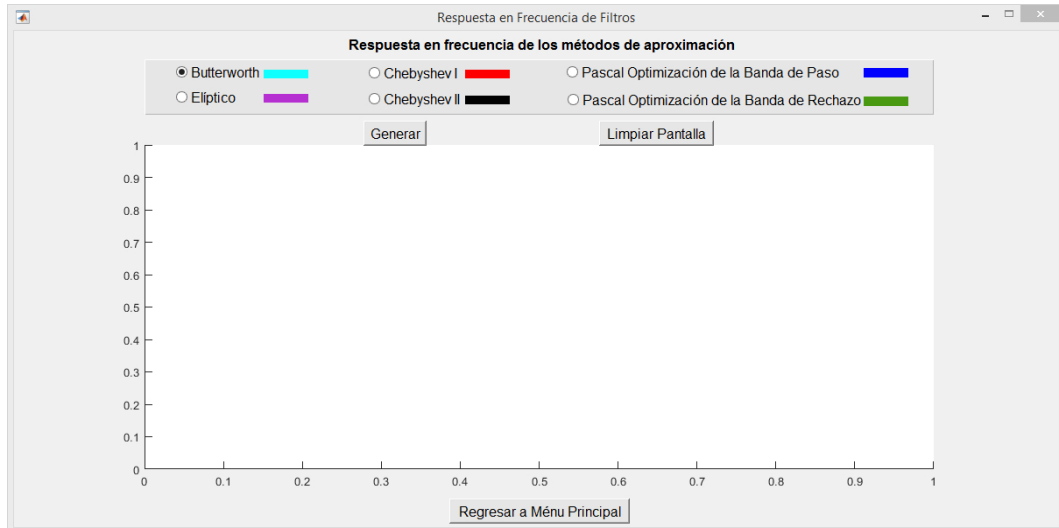


Figura 4.30: Respuesta en Frecuencia de los Filtros Pasa Bajas.

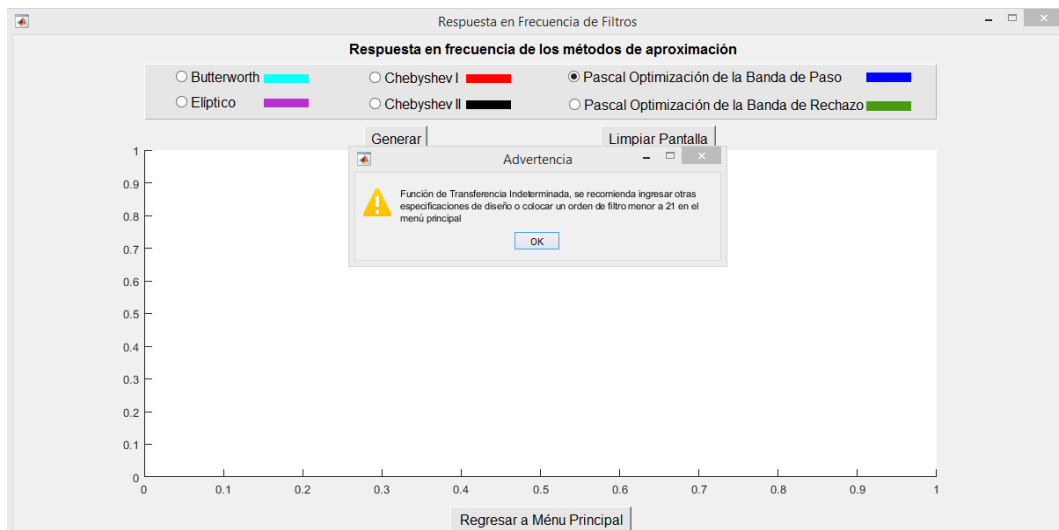


Figura 4.31: Respuesta en Frecuencia No Generada.

En la Fig. 4.26 al determinar el orden del filtro, se elige una de las 5 opciones de diseño, al dar clic en el botón "Función de Transferencia" se abre la ventana de la Fig. 4.32, en el cual se puede visualizar el resultado, para el caso de Pascal abre una ventana distinta que se explicará más adelante. Posteriormente al dar clic en "Respuesta en Frecuencia" se abre la ventana de la Fig. 4.33 con la respuesta en frecuencia del filtro, sobre el cual se pueden colocar los cursores y verificar si se cumplen las especificaciones de diseño.

En la ventana de la Fig. 4.33, se tienen dos botones, uno para regresar al menú principal para elegir realizar el diseño con algún otro método de aproximación en dado caso de que no se cumplan las especificaciones de diseño y otro botón para determinar la red eléctrica del filtro, este último abre la ventana de la Fig. 4.34.



Figura 4.32: Función de Transferencia del Filtro

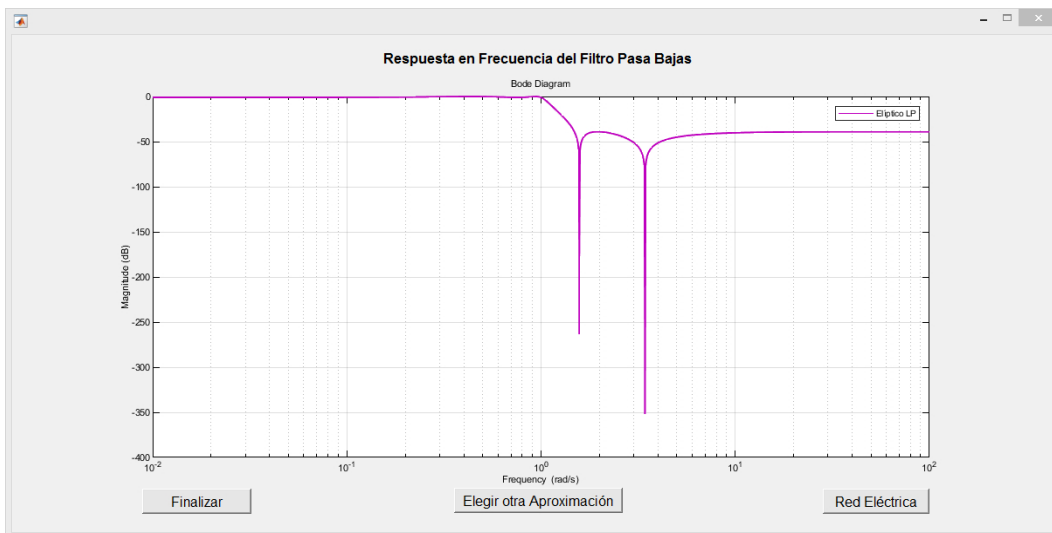


Figura 4.33: Respuesta en Frecuencia de Filtro Pasa Bajas Normalizado.

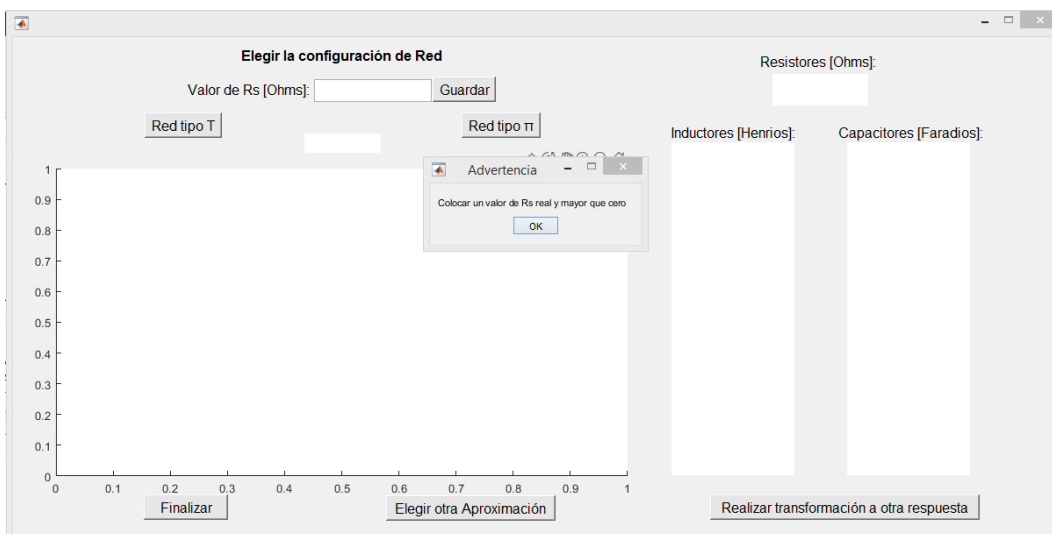


Figura 4.34: Red Eléctrica Pasa Bajas Normalizado.

Para determinar la red eléctrica del filtro en la ventana de la Fig. 4.34, se debe ingresar el valor de la resistencia interna de la red, posteriormente dar clic en guardar y de esta forma poder determinar la red eléctrica tipo T o  $\pi$ . En caso de que no se ingrese ningún valor de  $R_S$  o sea un carácter tipo letra, símbolo o número imaginario, la ventana muestra el mensaje de la Fig. 4.34 para colocar un valor numerico real y mayor que cero.

Si se desea generar la red eléctrica, sin haber dado clic antes al botón guardar al valor de  $R_S$  ingresado, la ventana pedirá guardar este valor como se muestra en la Fig. 4.35.

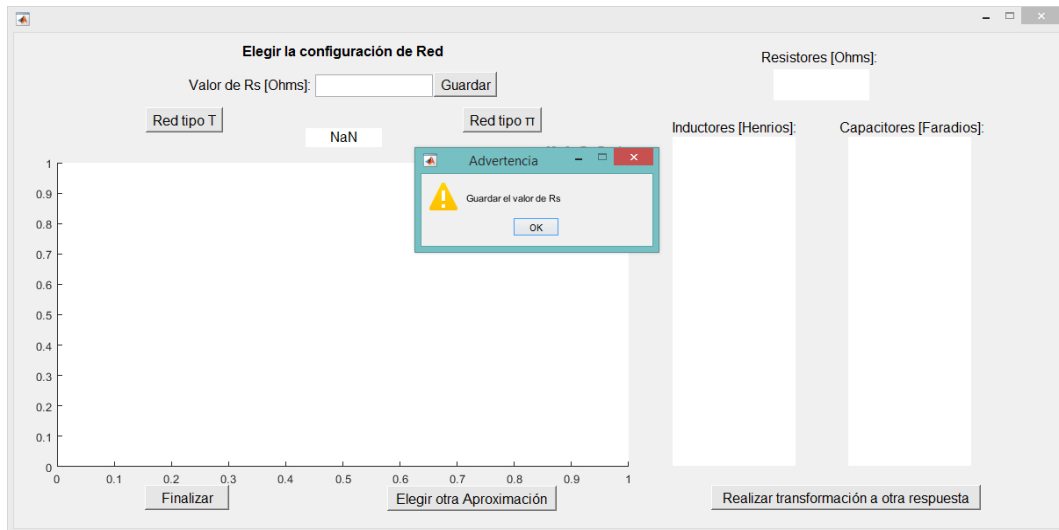


Figura 4.35: Guardar Valor de Resistencia Interna de la Red.

En caso de haber colocado y guardado el valor de  $R_S$  sin generar la red tipo T o  $\pi$ , y se desee avanzar a la transformación del filtro a otra respuesta, la ventana mostrará el mensaje de la Fig. 4.36, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de pasar a las transformaciones.

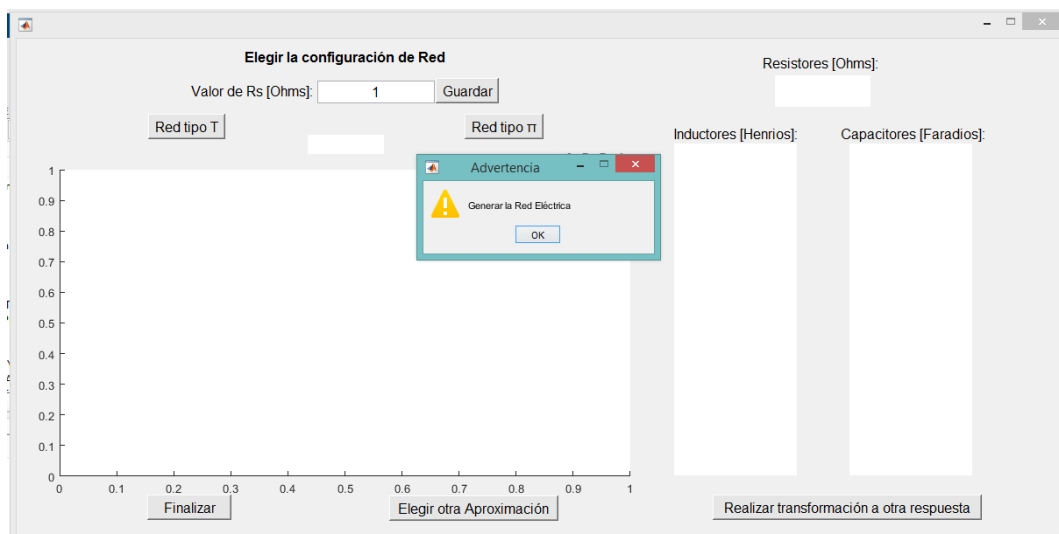


Figura 4.36: Generar Red.

Una vez colocado un valor real de  $R_S$ , guardado y generada cualquier tipo de red, se

puede proceder al siguiente paso que es la transformación de la respuesta pasa bajas del filtro a las demás, dando clic en el botón "Realizar transformación a otra respuesta", lo que mostrará la ventana de la Fig. 4.37, donde el usuario puede elegir la transformación que se desee o regresar al inicio eligiendo trabajar con otro método de aproximación.

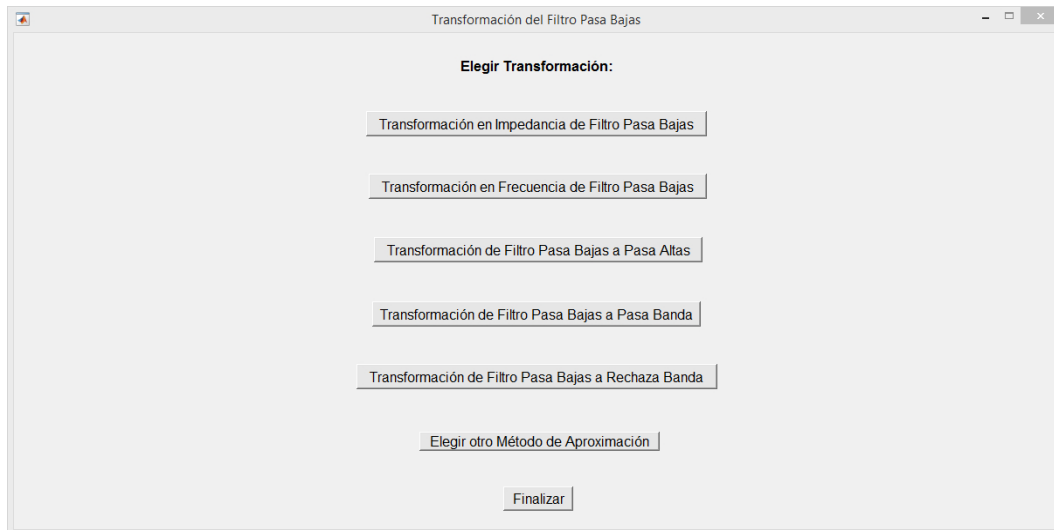


Figura 4.37: Menú de Transformación de Respuesta pasa bajas.

Al elegir la Transformación en Impedancia del Filtro Pasa Bajas, se abre la ventana de la Fig. 4.38, donde el usuario tiene que ingresar el valor de la impedancia de desnormalización, pero en caso de que no ingrese un número real, o coloque un carácter tipo letra o símbolo, le aparecerá un mensaje donde le indicará que tiene que colocar un valor real numérico. Si el usuario coloca el dato numérico mayor que cero y real, y desee visualizar la respuesta en frecuencia le mostrara el mensaje de la Fig. 4.39, donde le pedirá que genere la función de transferencia antes de dar el siguiente paso.

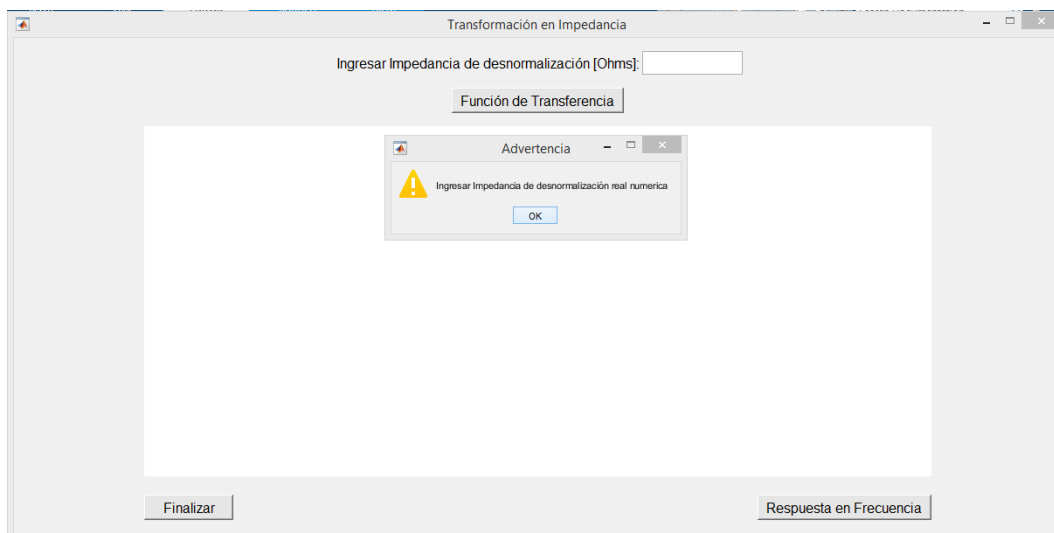


Figura 4.38: Transformación en Impedancia del Filtro Pasa Bajas.

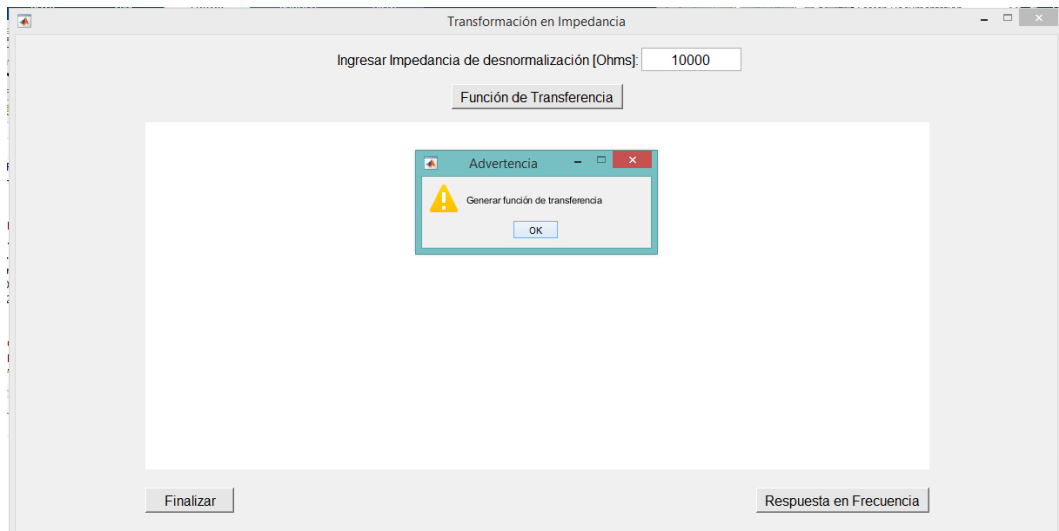


Figura 4.39: Generar Función de Transferencia LP desnormalizado en Impedancia

Si el usuario coloca el dato numérico mayor que cero y real, se mostrará la función de transferencia, para posteriormente visualizar la respuesta en frecuencia al dar clic en el botón "Respuesta en Frecuencia", misma que abrirá la ventana de la Fig. 4.40.

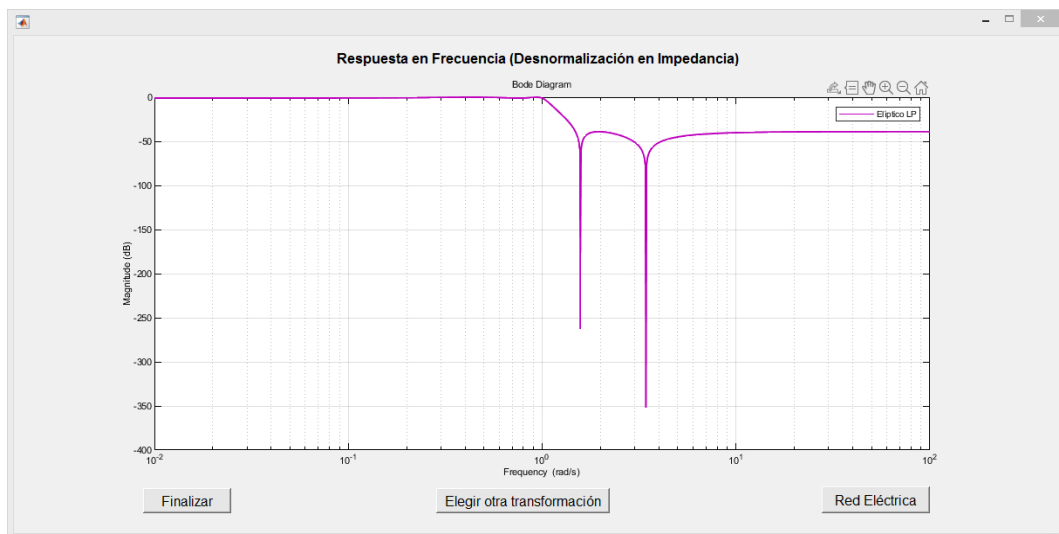


Figura 4.40: Respuesta en Frecuencia de Filtro LP con desnormalización en Impedancia.

Cuando el usuario verifique si se cumplen las especificaciones en la Fig. 4.40, puede generar la red eléctrica de la transformación dando clic en el botón "Red Eléctrica" que abrirá la ventana de la Fig. 4.41, donde se puede elegir generar dos tipos de red. Generados las redes eléctricas se puede regresar el menú de las transformaciones dando clic en "Elegir otra transformación".

Al elegir la Transformación en Frecuencia del Filtro Pasa Bajas del menú de la Fig. 4.37, se abre la ventana de la Fig. 4.42, donde se tiene que colocar un valor real numérico para la frecuencia de desnormalización, en caso de que no se coloque nada o sea un valor distinto, un carácter tipo letra o símbolo, la ventana abre el mensaje mostrado en esta figura, por lo cual no muestra la función de transferencia.

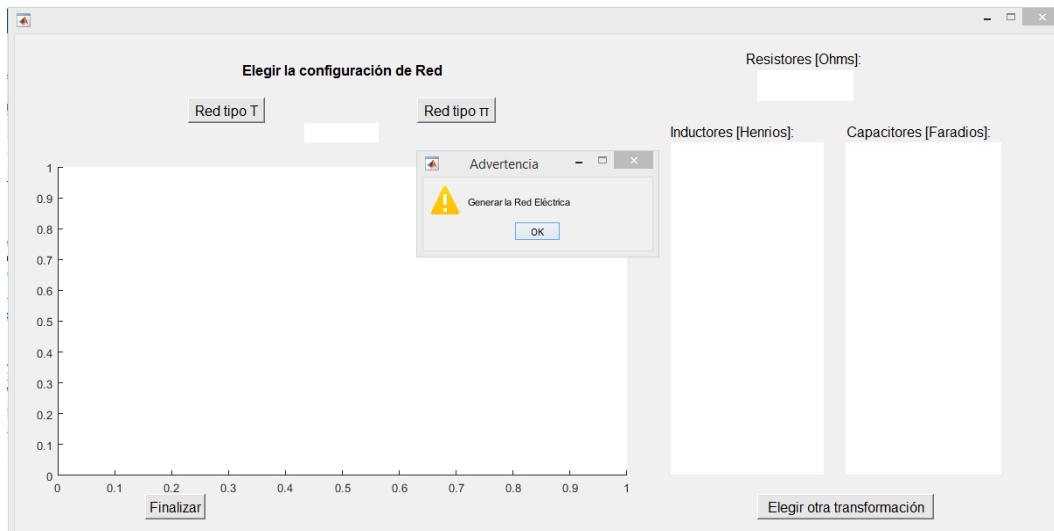


Figura 4.41: Red Eléctrica de Filtro LP desnormalizado en Impedancia.

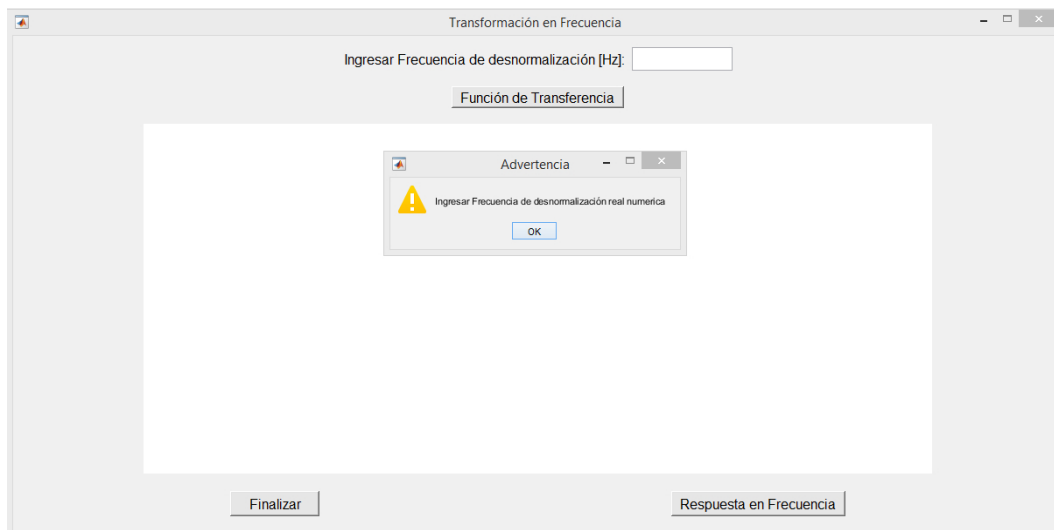


Figura 4.42: Desnormalización en Frecuencia del Filtro LP.

Si se coloca el valor numérico se puede visualizar la función de transferencia y posteriormente la respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.43, al dar clic en "Respuesta en Frecuencia".

Verificadas las especificaciones de diseño de la respuesta en frecuencia, el usuario puede dar clic en el botón "Red Eléctrica" y generar las redes eléctricas del filtro en la ventana de la Fig. 4.44, si no genera las redes y desea realizar la transformación en impedancia se le mostrará el mensaje de la figura. Una vez generadas las redes se procede a realizar la transformación en Impedancia de las mismas, donde el procedimiento es similar al descrito en la primera transformación, se debe ingresar la impedancia de desnormalización en la Fig. 4.45, teniendo las mismas advertencias de la Fig. 4.38.

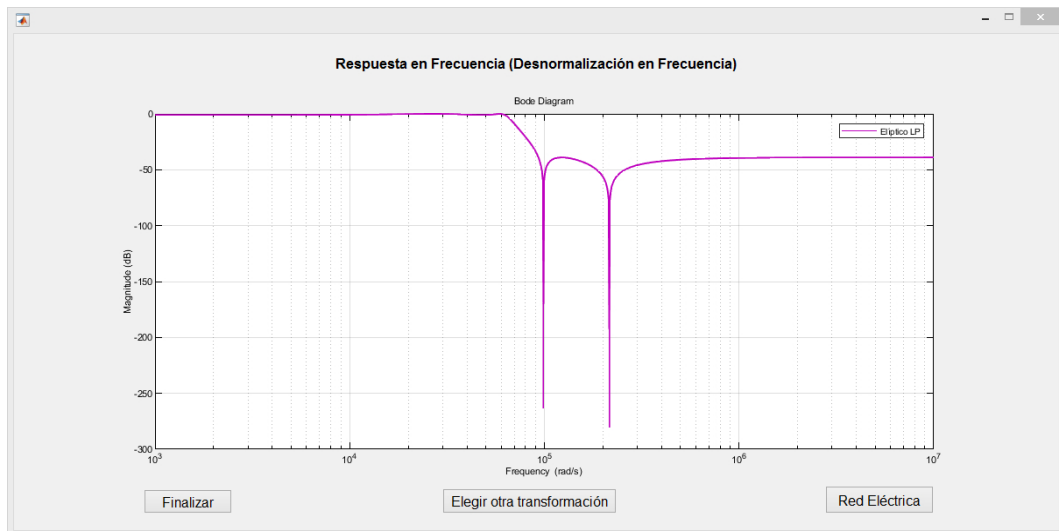


Figura 4.43: Respuesta en Frecuencia del Filtro LP desnormalizado en frecuencia.



Figura 4.44: Red Eléctrica del Filtro LP desnormalizado en frecuencia.

Posteriormente el usuario visualiza la respuesta en frecuencia de la transformación en impedancia del filtro LP desnormalizado en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.46, para luego generar las redes eléctricas en la Fig. 4.47, si no las genera y desea elegir otra transformación, se mostrará el mensaje indicado.

El usuario al elegir la transformación de Filtro Pasa Bajos a Pasa Altos del menú de la Fig. 4.37, se abre la ventana de la Fig. 4.48, donde se debe colocar un valor numérico real de frecuencia de corte, ya que si no es el caso se muestra el mensaje, una vez colocado el valor correcto se puede generar la nueva función de transferencia y proceder a visualizar su respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.49, verificar las especificaciones de diseño, para generar la red eléctrica en la ventana de la Fig. 4.50.

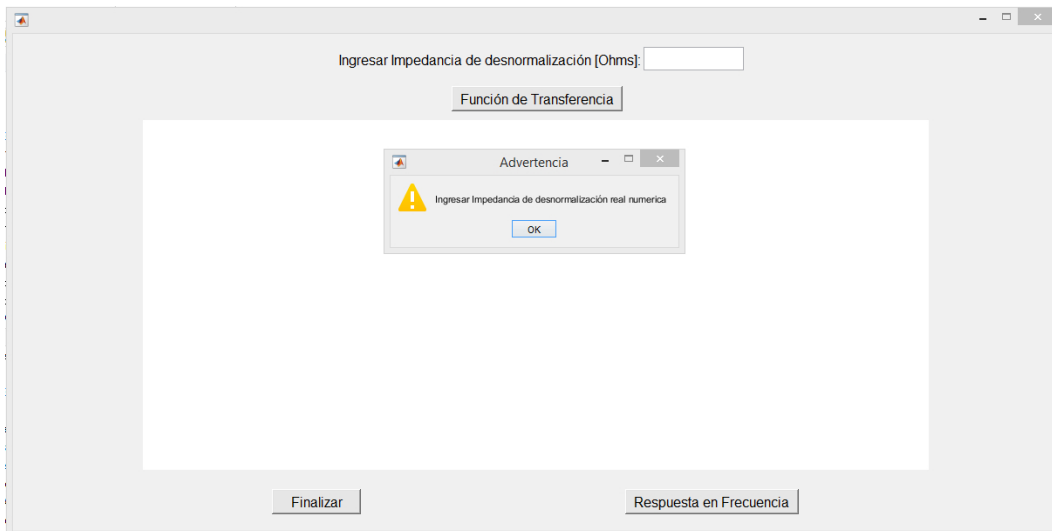


Figura 4.45: Transformación en Impedancia del Filtro LP desnormalizado en frecuencia.

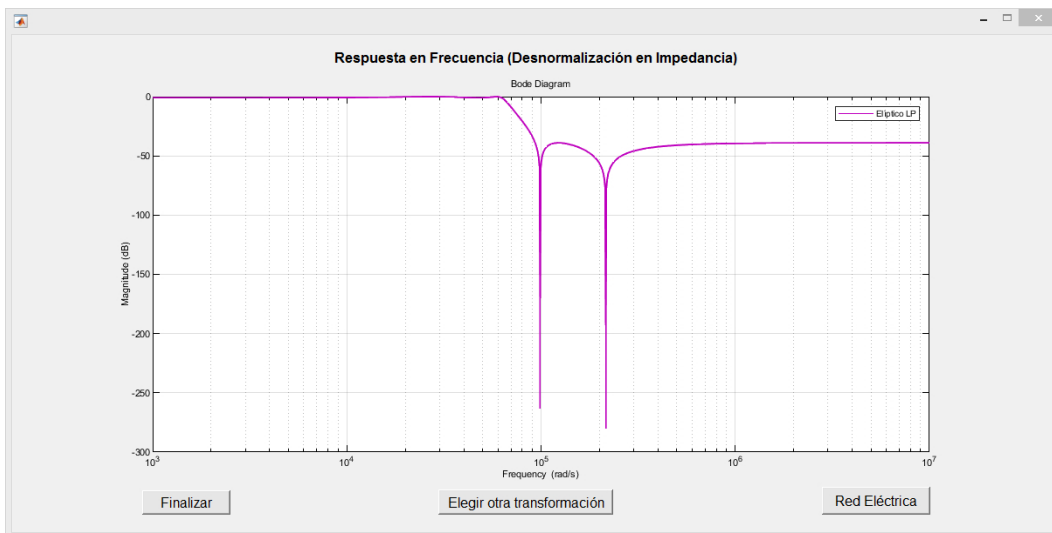


Figura 4.46: Respuesta en frecuencia.

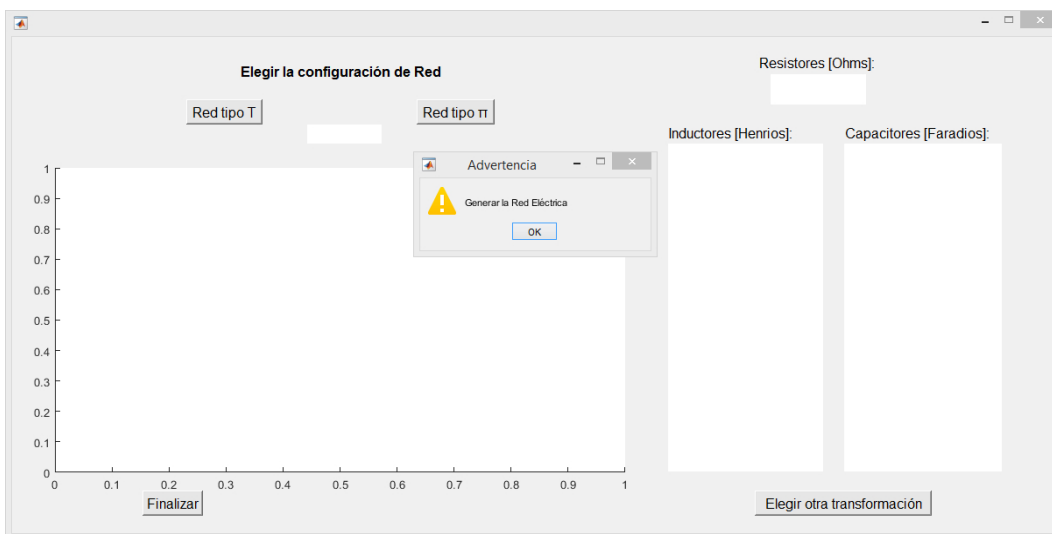


Figura 4.47: Redes Eléctrica.

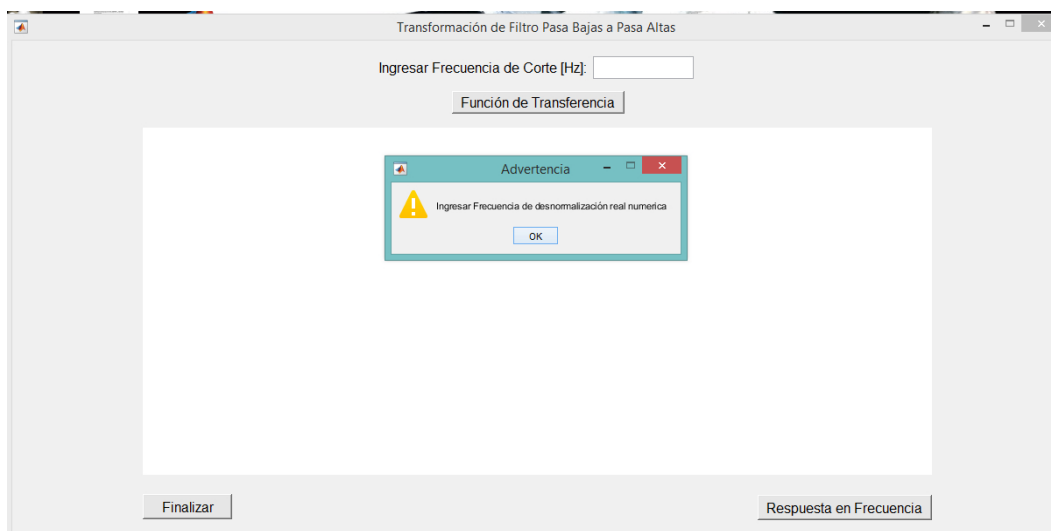


Figura 4.48: Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Altas.

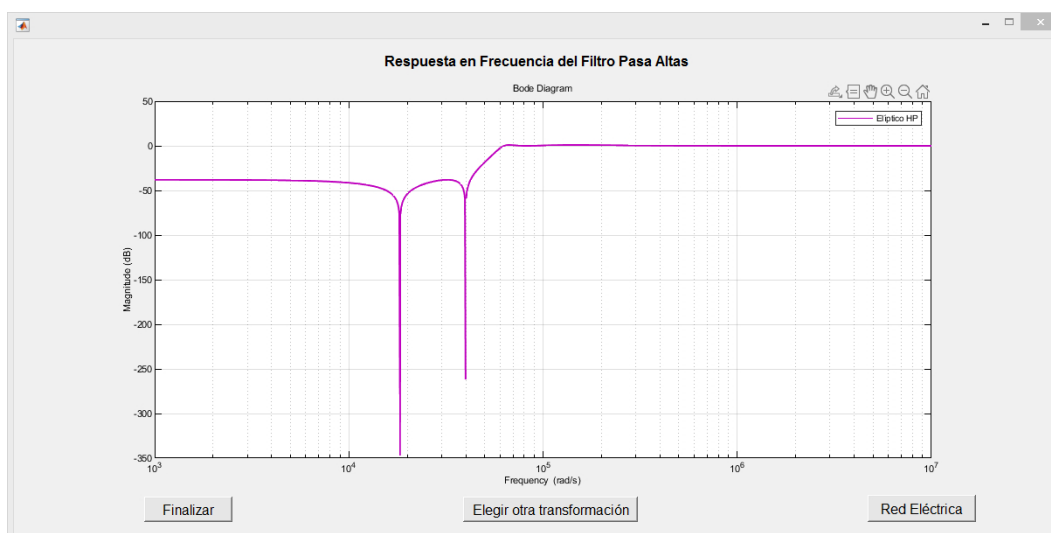


Figura 4.49: Respuesta en frecuencia de Filtro HP.

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Altas (HP) se abre la ventana de la Fig. 4.51, donde debe colocarse un valor real numérico sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto se genera la función de transferencia, se visualiza la respuesta en frecuencia en la nueva ventana de la Fig. 4.52 y se pueden obtener las redes eléctricas como se muestra en la Fig. 4.53, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de elegir realizar otra transformación.

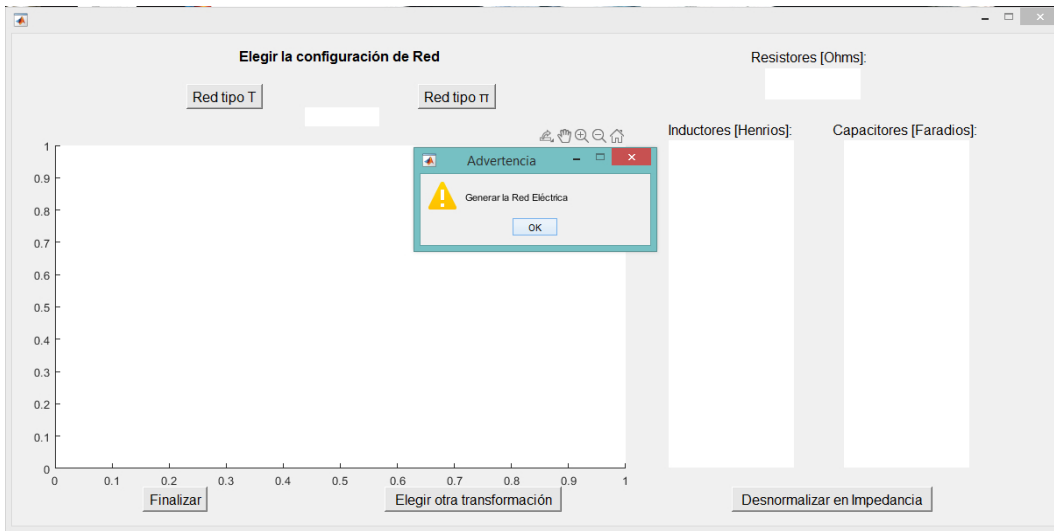


Figura 4.50: Redes Eléctricas HP.

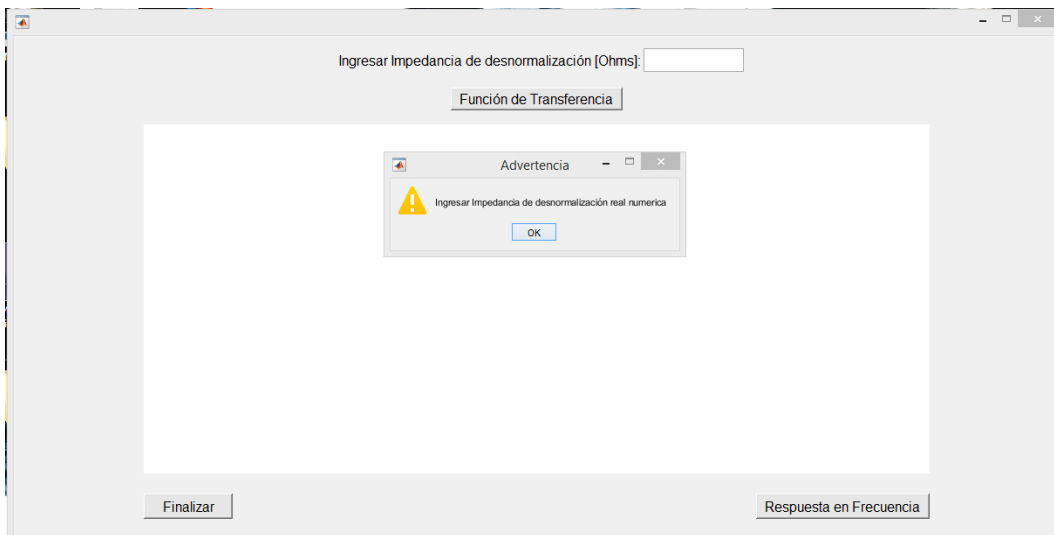


Figura 4.51: Desnormalización en Impedancia de Filtro HP.

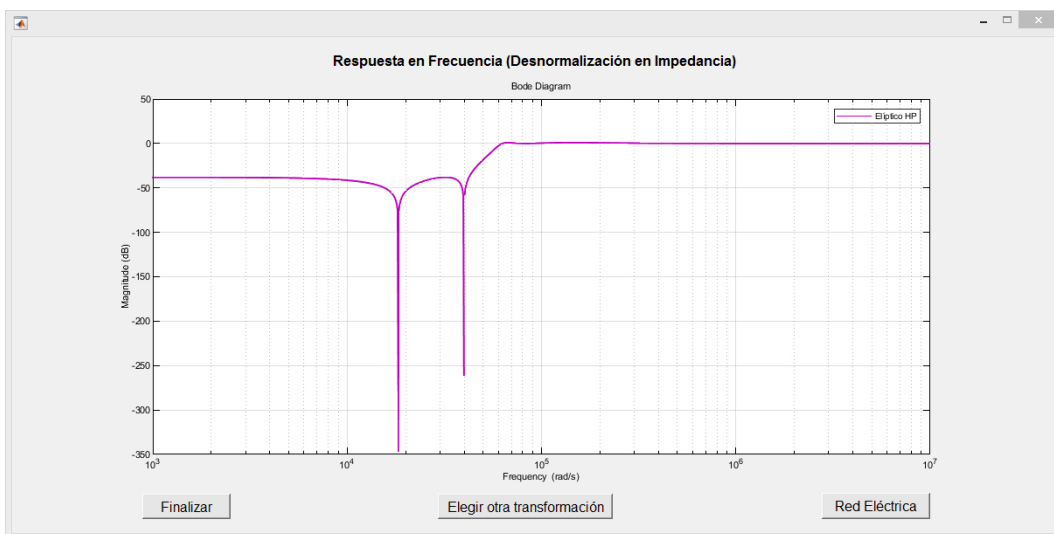


Figura 4.52: Respuesta en frecuencia HP desnormalizado en Impedancia.

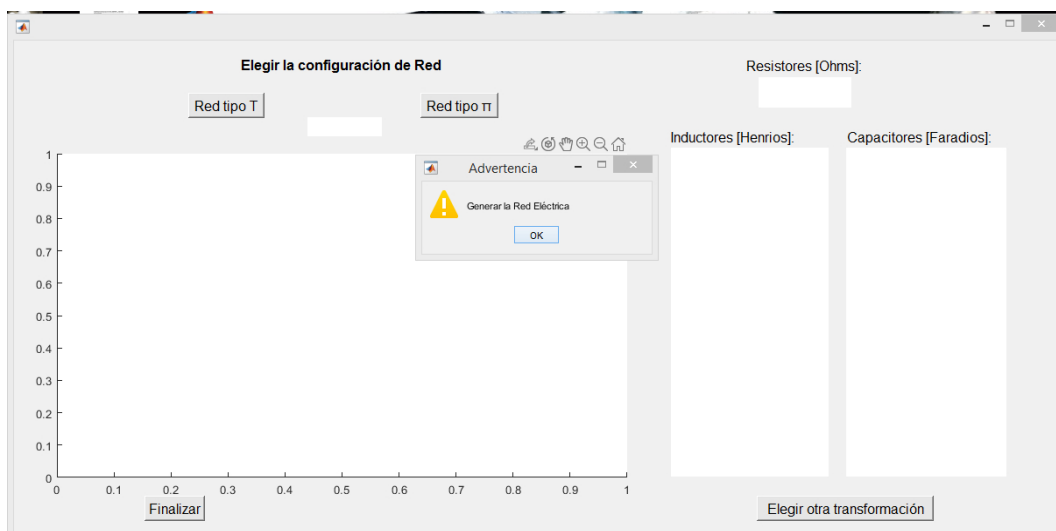


Figura 4.53: Redes Eléctricas HP desnormalizado en Impedancia.

Si el usuario elige la transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Banda del menú de la Fig. 4.37, se abre la ventana de la Fig. 4.54, donde se debe colocar un valor numérico real para las dos frecuencias de corte del filtro, ya que si no es el caso se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto de las frecuencias se puede generar la nueva función de transferencia y proceder a visualizar su respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.55, verificar las especificaciones de diseño, para generar la red eléctrica en la Fig. 4.56. Cabe mencionar que se tienen que generar las redes eléctricas antes de realizar la transformación en Impedancia del Filtro, ya que de no ser el caso la ventana indicará que se tiene que generar la red.

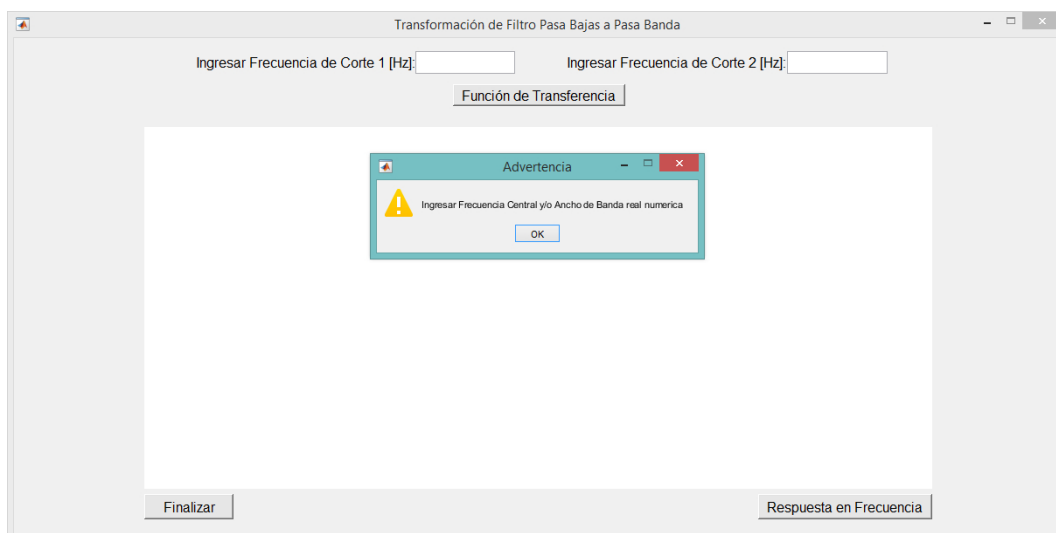


Figura 4.54: Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Banda.

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Banda (BP) se abre la ventana de la Fig. 4.57, donde debe colocarse un valor real numérico sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto se genera la función de transferencia, se visualiza la respuesta en frecuencia en la nueva ventana de la Fig. 4.58 y se pueden obtener las redes eléctricas como se muestra en la Fig. 4.59, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de elegir realizar otra transformación.

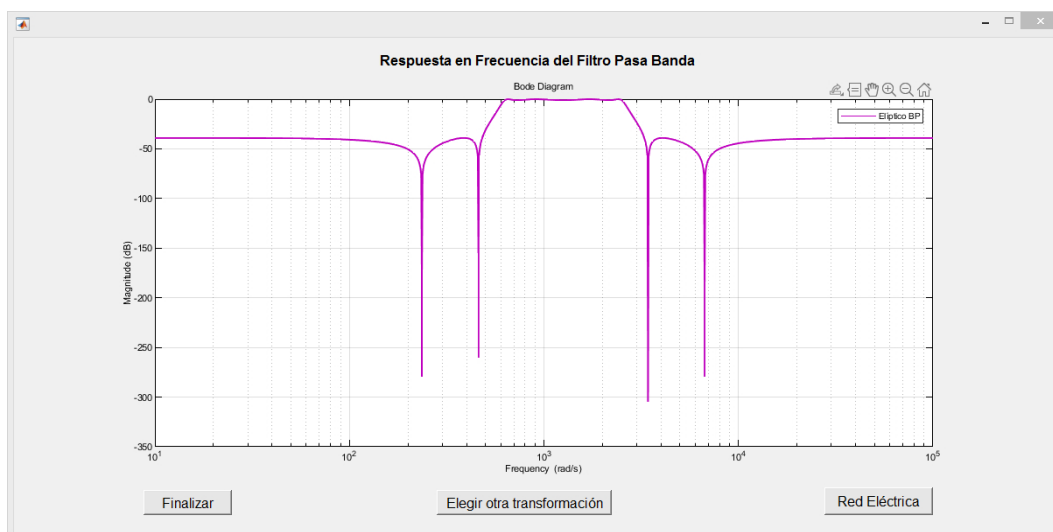


Figura 4.55: Respuesta en Frecuencia de Filtro Pasa Banda.

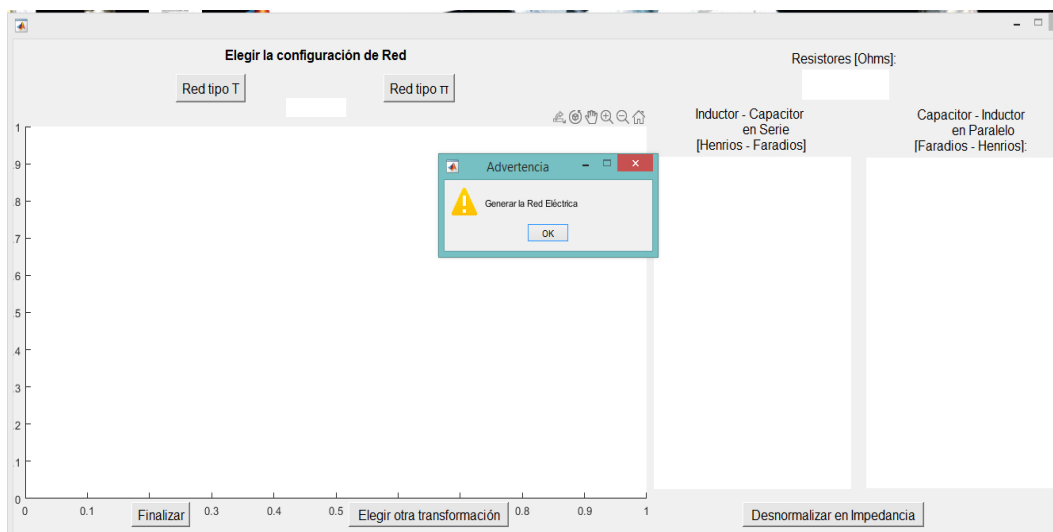


Figura 4.56: Redes Eléctricas del Filtro Pasa Banda (BP).

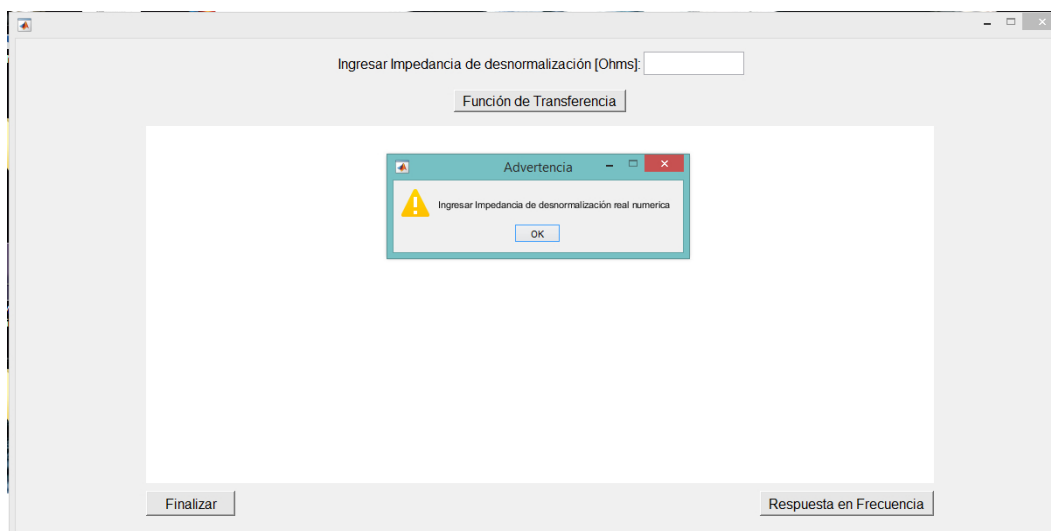


Figura 4.57: Desnormalización en Impedancia del Filtro BP.

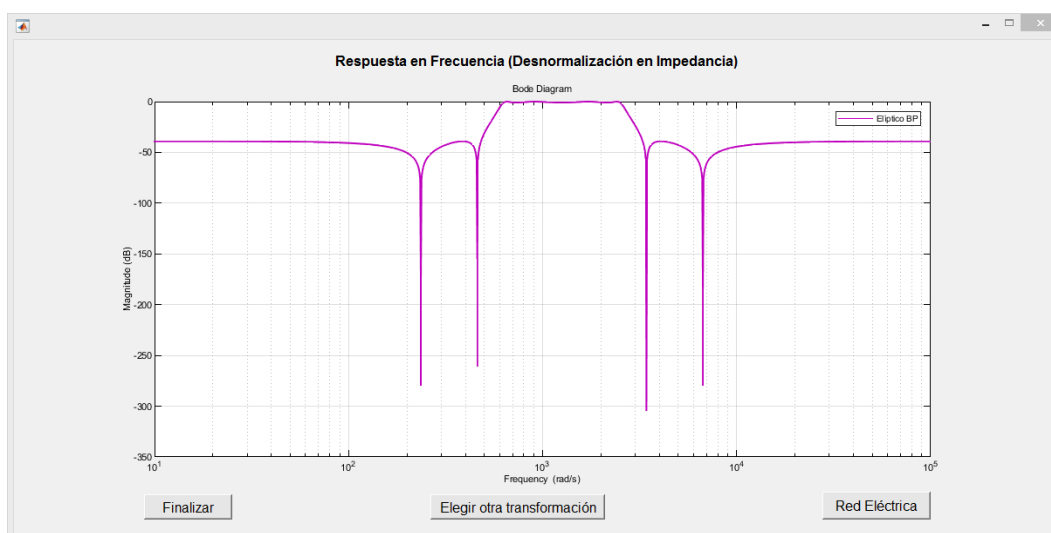


Figura 4.58: Respuesta en Frecuencia del Filtro BP desnormalizado en Impedancia.

Cuando el usuario elige la transformación de Pasa Bajas a Rechaza Banda del menú de la Fig. 4.37, se abre la ventana de la Fig. 4.60, donde se debe colocar un valor numérico real para las frecuencias de corte, sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto de las frecuencias se puede generar la nueva función de transferencia y proceder a visualizar su respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.61, verificar las especificaciones de diseño, para generar la red eléctrica en la Fig. 4.62. Cabe mencionar que se tienen que generar las redes eléctricas antes de realizar la transformación en Impedancia del Filtro, sino la ventana indicará que se tiene que generar la red.

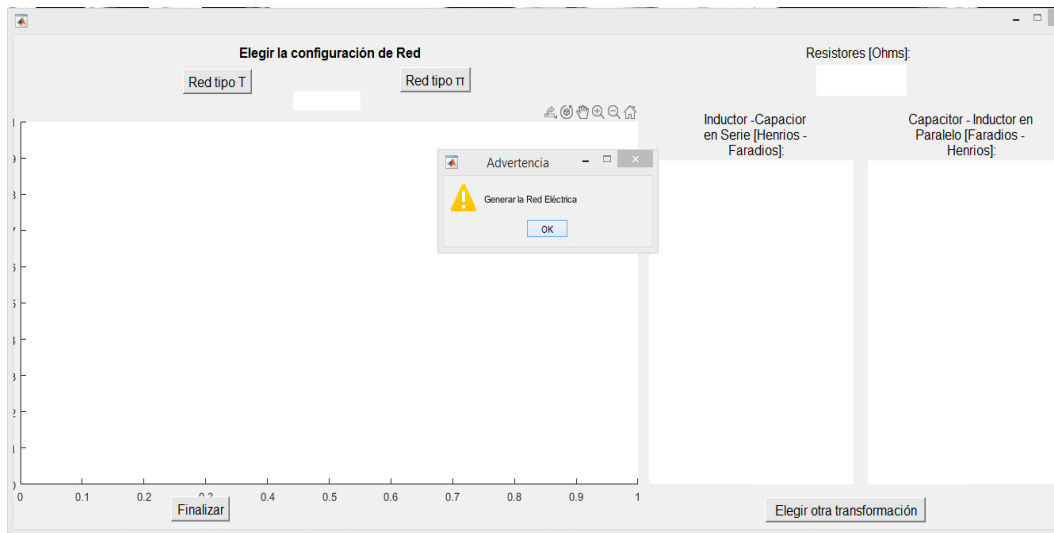


Figura 4.59: Redes Eléctricas del Filtro Pasa Banda (BP) desnormalizado en Impedancia.

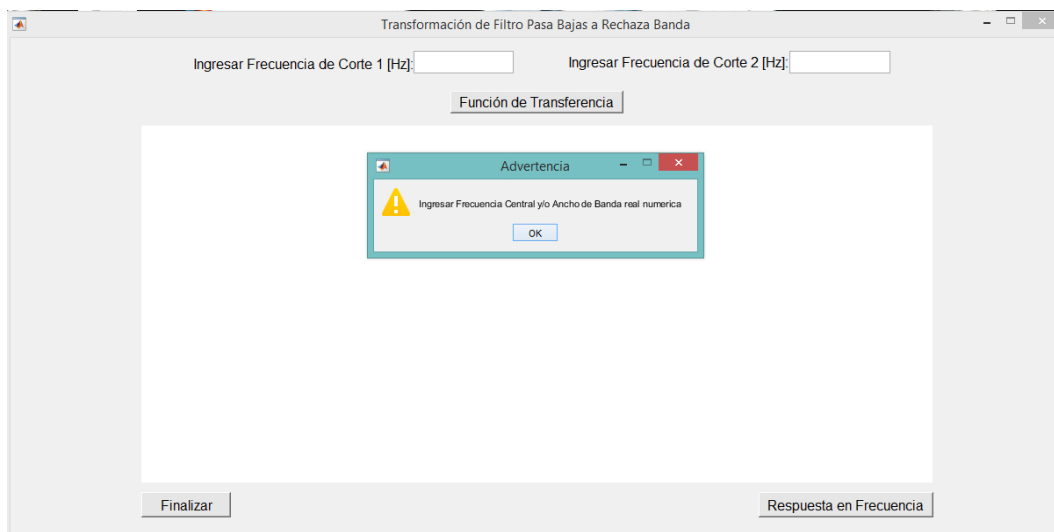


Figura 4.60: Transformación del Filtro Pasa Bajas a Rechaza Banda.

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Rechaza Banda (BS) se abre la ventana de la Fig. 4.63, donde debe colocarse un valor real numérico sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto se genera la función de transferencia, se visualiza la respuesta en frecuencia en la nueva ventana de la Fig. 4.64 y se pueden obtener las redes eléctricas como se muestra en la Fig. 4.65, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de elegir realizar otra transformación. Al elegir otra transformación y regresar al menú Fig. 4.37, se puede optar por terminar el diseño o volver al menú principal de la Fig. 4.26 donde se puede elegir trabajar con otro método de aproximación.

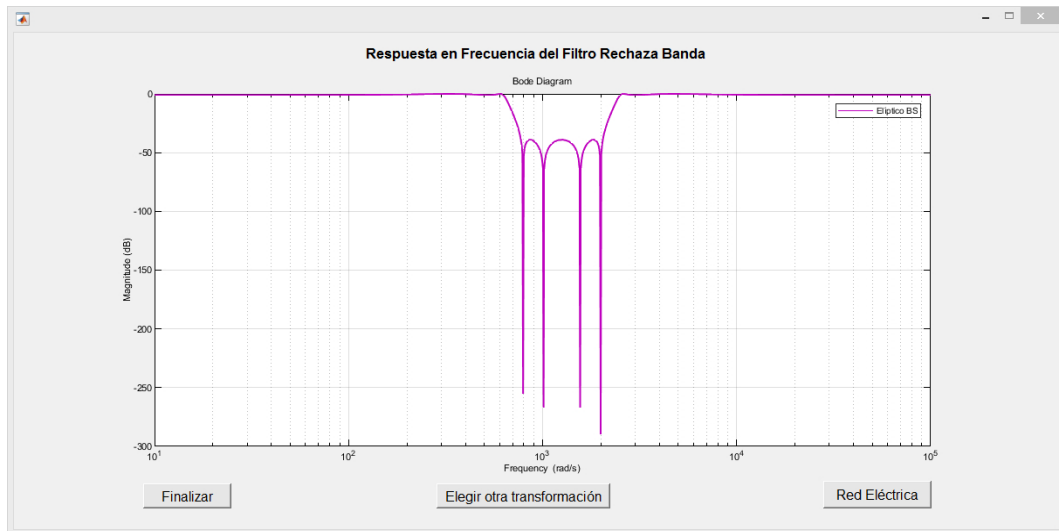


Figura 4.61: Respuesta en Frecuencia del Filtro Rechaza Banda (BS).

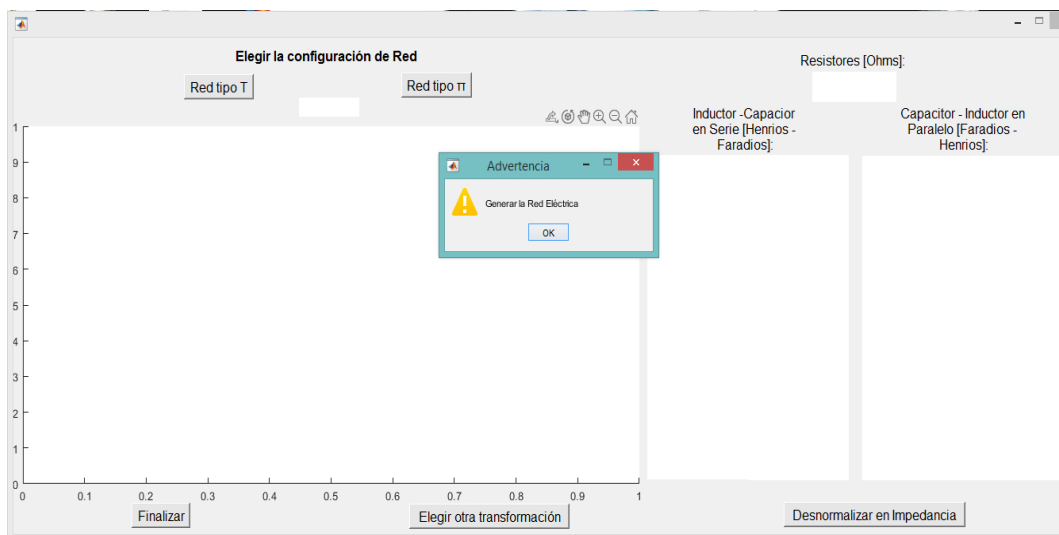


Figura 4.62: Redes Eléctricas del Filtro BS

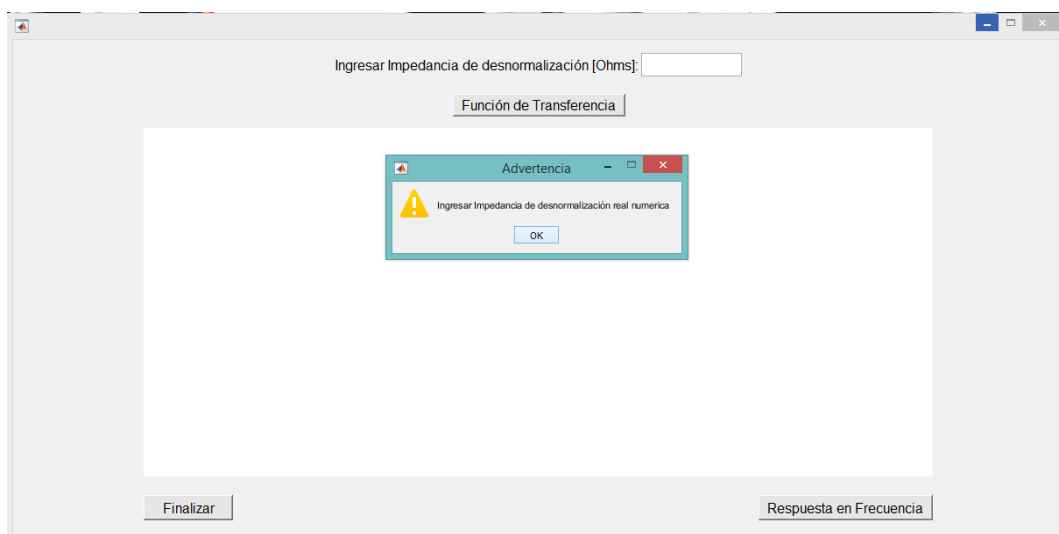


Figura 4.63: Desnormalización en Impedancia del Filtro BS

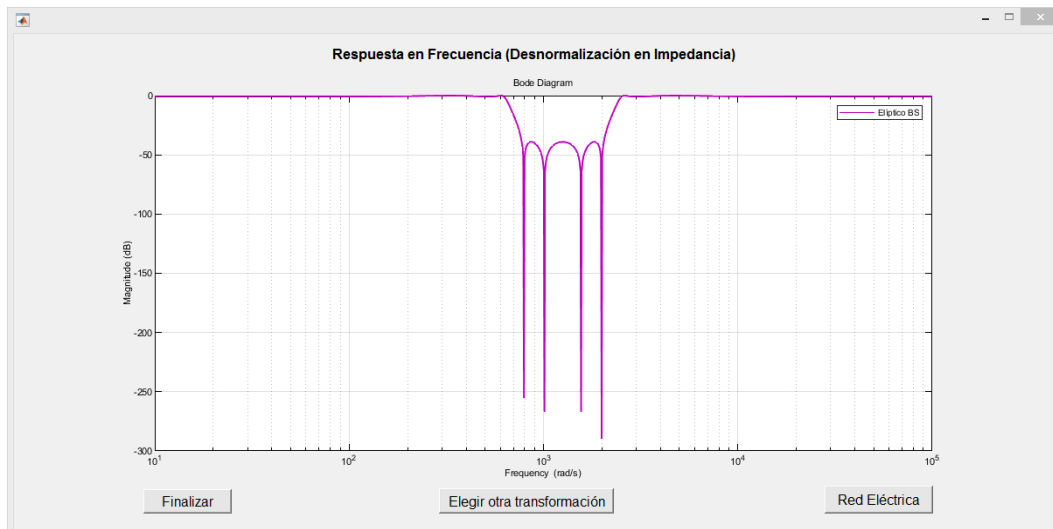


Figura 4.64: Respuesta en Frecuencia del Filtro BS desnormalizado en Impedancia

Cuando el usuario elige trabajar con el Método de Aproximación de Pascal para realizar el diseño del filtro pasa bajas en la ventana de la Fig. 4.26, selecciona la opción y al dar clic en función de transferencia, se abre la ventana de la Fig. 4.66, donde se puede observar que hay dos opciones para determinar la función de transferencia, una para el caso ideal del filtro y otra para el caso real. Al dar clic al caso Ideal se abre la ventana de la Fig. 4.67

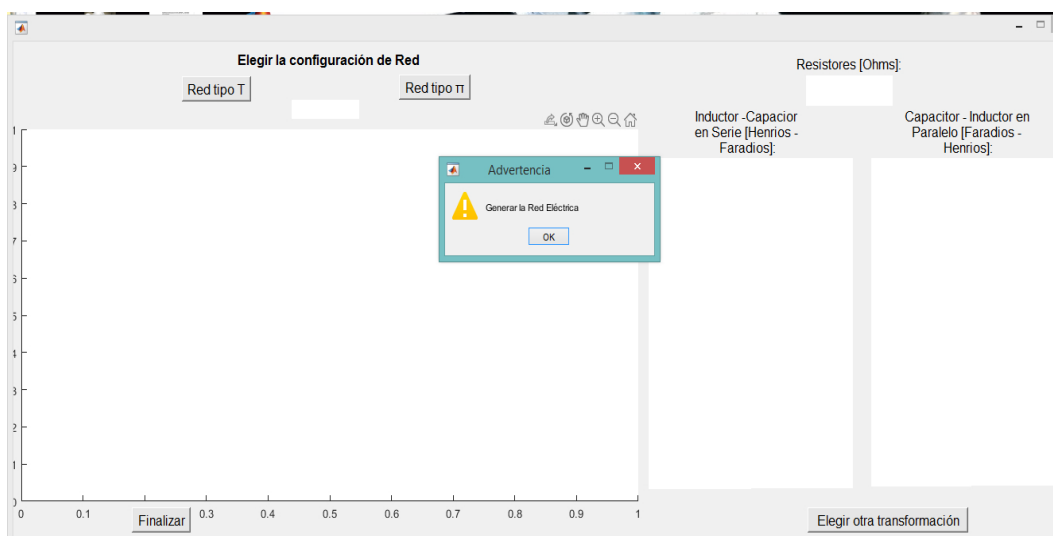


Figura 4.65: Redes Eléctricas del Filtro BS desnormalizado en Impedancia

En la Fig. 4.67 se tienen dos opciones de diseño para Pascal, una para la Optimización en la Banda de Rechazo y otra para la Optimización en la Banda de Paso, el usuario puede elegir el que desee, en caso de no elegir una y querer visualizar la respuesta en frecuencia aparecerá el mensaje de generar la función de transferencia. Cabe mencionar que para este caso Ideal no se consideran las variaciones que pueden realizarse a los valores de las resistencias interna y de carga de la red eléctrica, en este caso se toman como la unidad. Estas dos resistencias intervienen en el cálculo del polinomio del numerador de la función de transferencia.

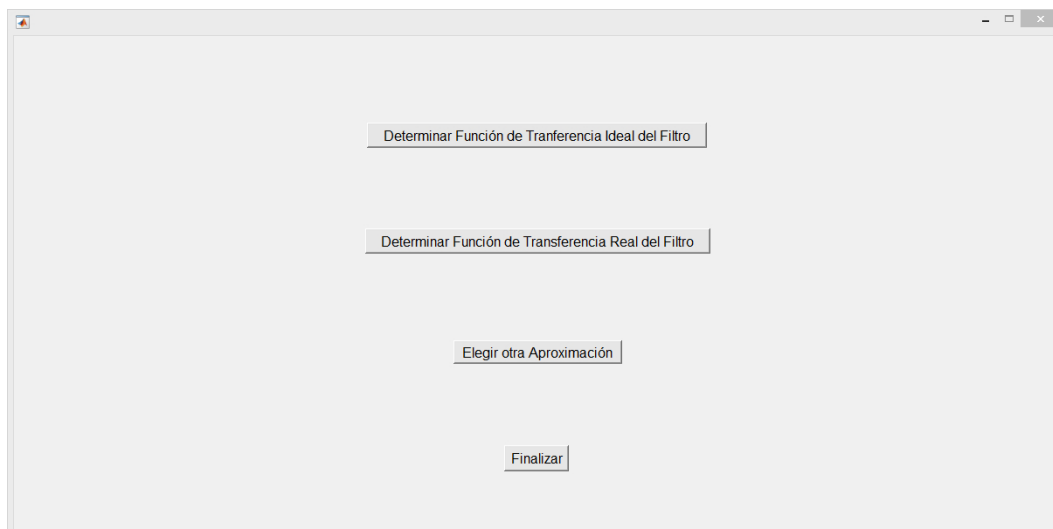


Figura 4.66: Diseño de Filtro Pascal Pasa Bajas

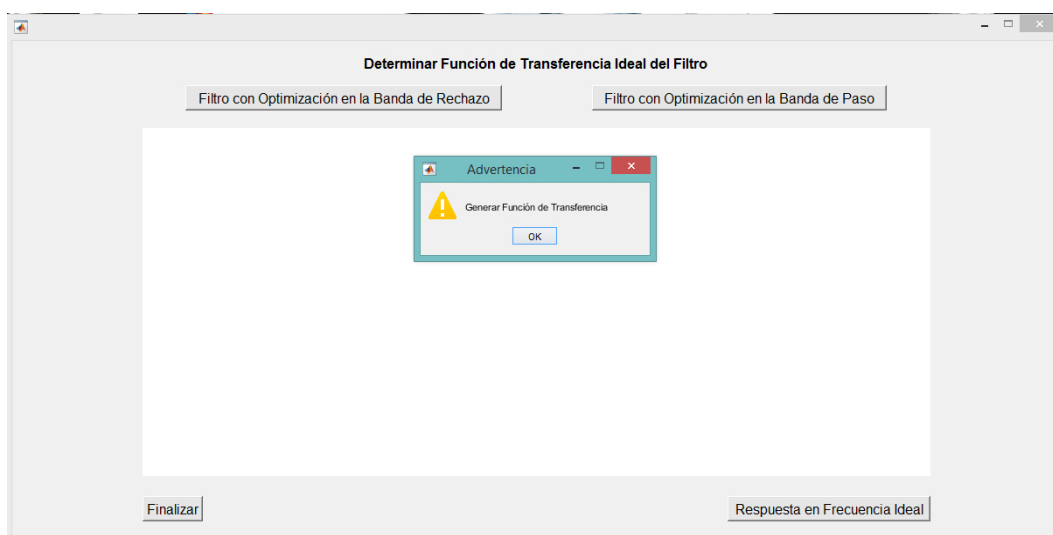


Figura 4.67: Función de Transferencia de Filtro Pascal Ideal

Para generar las respuestas en frecuencia de cada una de las variantes del filtro se abre la ventana de la Fig. 4.68, sobre la misma ventana se encuentra un botón para realizar el diseño del filtro real, al dar clic sobre este botón se abre la ventana del menú de la Fig. 4.66 donde se elige ahora determinar la función de transferencia real del filtro, que abre la ventana de la Fig. 4.69.

En la Fig. 4.69 se debe ingresar un valor de la resistencia interna  $R_S$  numérica real, o de lo contrario aparecerá el mensaje mostrado, al igual si se ingresa un carácter tipo letra o símbolo. Colocado el valor numérico de  $R_S$  se genera la función de transferencia con las dos variantes, y del lado derecho de la ventana se muestran las especificaciones ingresadas y las especificaciones modificadas en caso de que con el valor de  $R_S$  ingresado del filtro no se pueda diseñar directamente, es por ello que las especificaciones se modifican o se incrementa el orden del filtro automáticamente. Si se ingresa el valor de  $R_S$  sin generar la función de transferencia y se desea visualizar la respuesta en frecuencia, la ventana muestra un mensaje indicando que se tiene que generar primeramente.

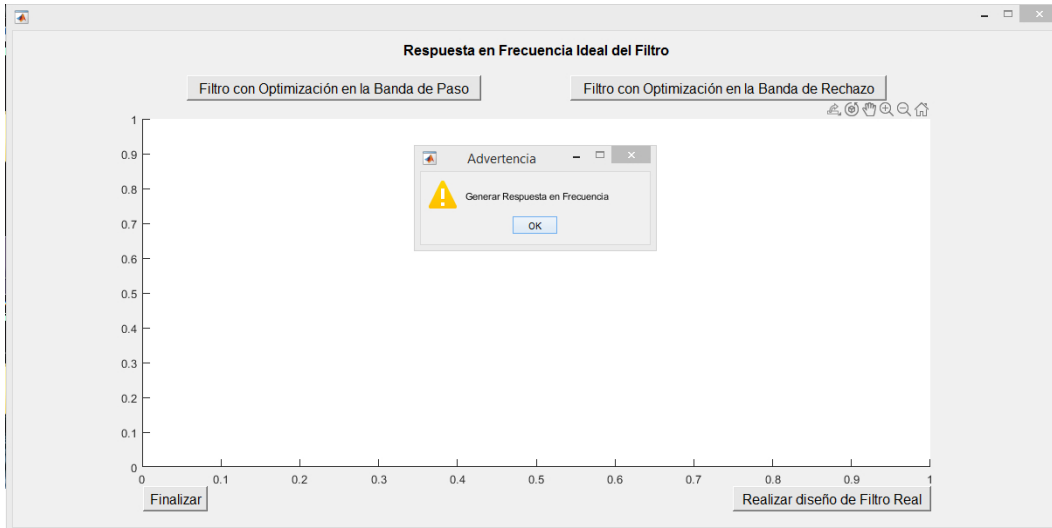


Figura 4.68: Respuesta en Frecuencia Ideal del Filtro Pascal Pasa Bajas

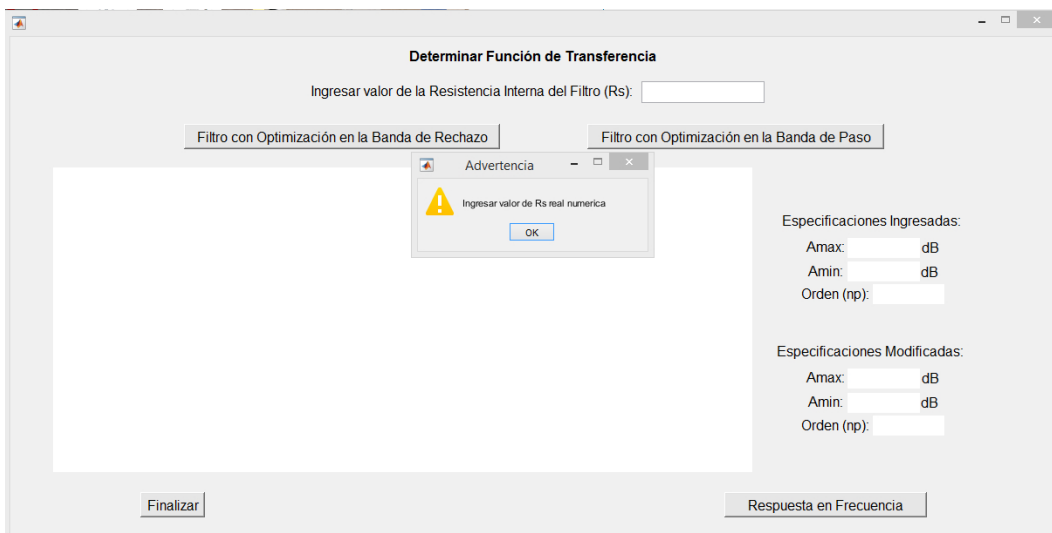


Figura 4.69: Función de Transferencia Real del Filtro Pascal

Para visualizar la respuesta en frecuencia de las dos variantes del filtro se abre la ventana de la Fig. 4.70, donde se tienen que generar las respuestas para verificar las especificaciones de diseño y posteriormente obtener las redes eléctricas.

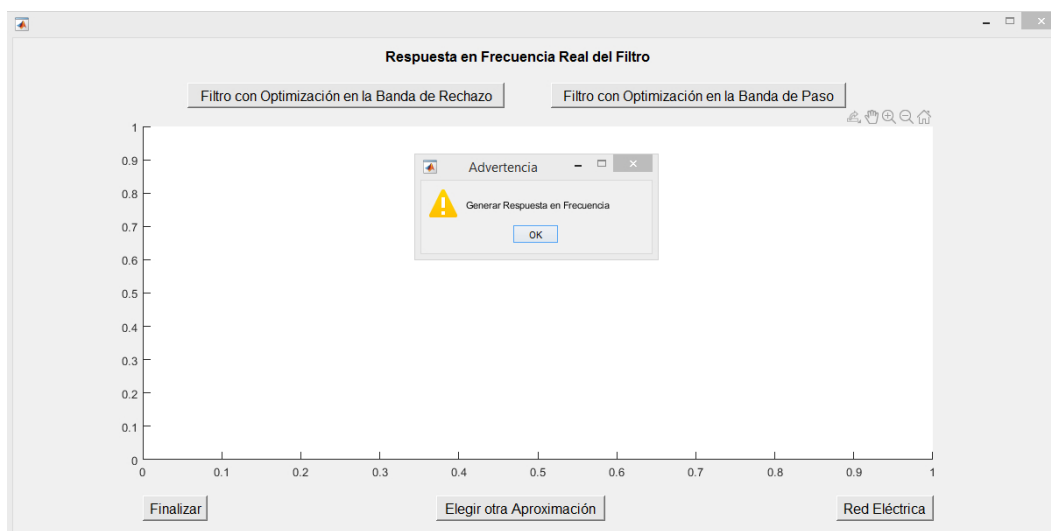


Figura 4.70: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal Pasa Bajas

La obtención de las redes eléctricas se lleva a cabo en la ventana de la Fig. 4.71, donde se puede observar que de las dos variantes del filtro, para cada una de ellas se puede determinar dos tipos de redes, la red tipo T y  $\pi$ , cabe mencionar que primeramente se tienen que generar las redes eléctricas que desee el usuario para proceder a la transformación del filtro, ya que si no se realiza de esta manera se mostrará el mensaje de la figura. En el caso de que para las especificaciones ingresadas las redes eléctricas no se puedan obtener por la síntesis de la función de transferencia, de igual forma se le indica al usuario con un mensaje, de que no se puede sintetizar la red.

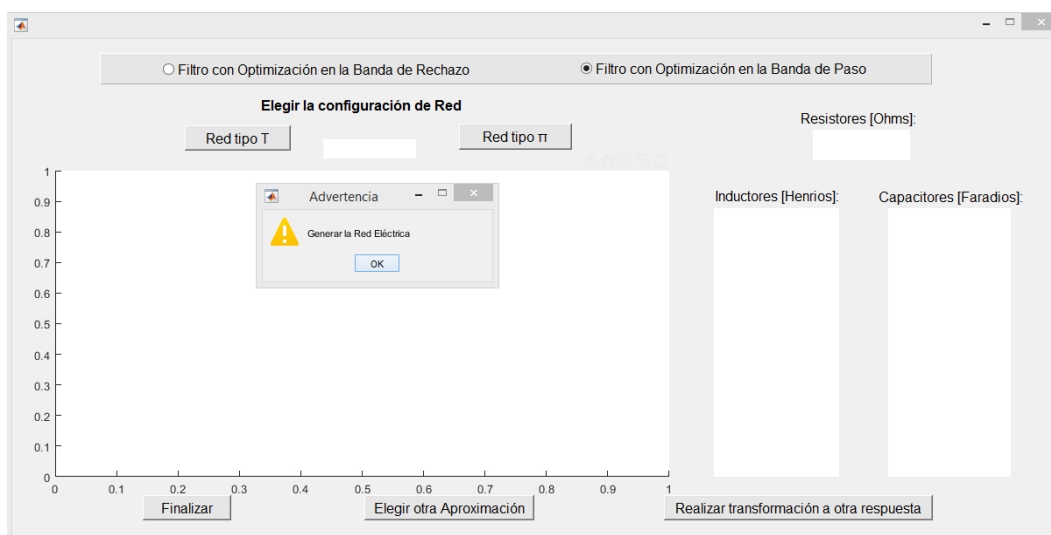


Figura 4.71: Redes Eléctricas del Filtro Pascal Pasa Bajas

Generadas las redes eléctricas pasa bajas de pascal, se realiza la transformación del filtro a otras respuestas, abriéndose de esta forma la ventana de la Fig. 4.72, que es el menú de transformaciones, en este si el usuario elige la transformación en impedancia del filtro, se abre la ventana de la Fig. 4.73, donde se tiene que ingresar un valor numérico real como impedancia de desnormalización, ya que sino mostrará el mensaje de la figura. Una vez ingresado el valor se obtienen las funciones de transferencia de las variantes de Pascal.

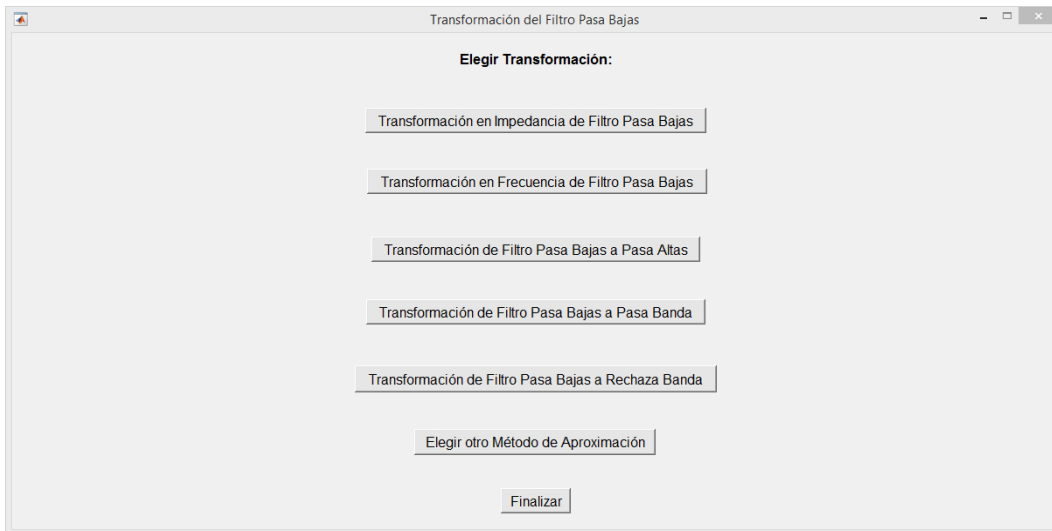


Figura 4.72: Menú de Transformaciones para el Filtro Pascal Pasa Bajas

Cabe mencionar que al ingresar el valor de la impedancia de desnormalización se tiene que generar la función de transferencia para posteriormente visualizar la respuesta en frecuencia de cada una de las variantes del filtro en la ventana de la Fig. 4.74 y de igual forma se tienen que generar las respuestas en frecuencia antes de pasar a las redes eléctricas o se mostrará el mensaje en la ventana.

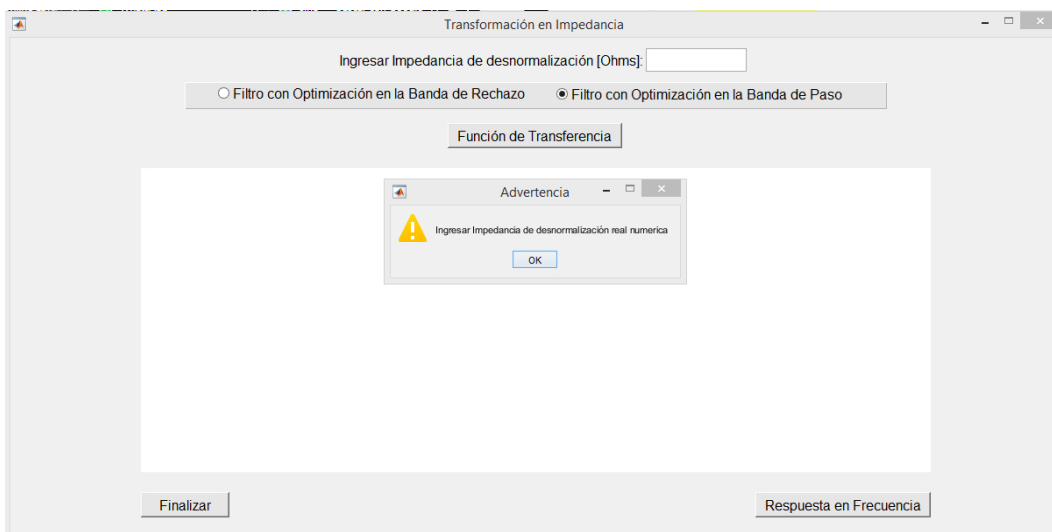


Figura 4.73: Transformación en Impedancia de Filtro Pascal Pasa Bajas (LP)

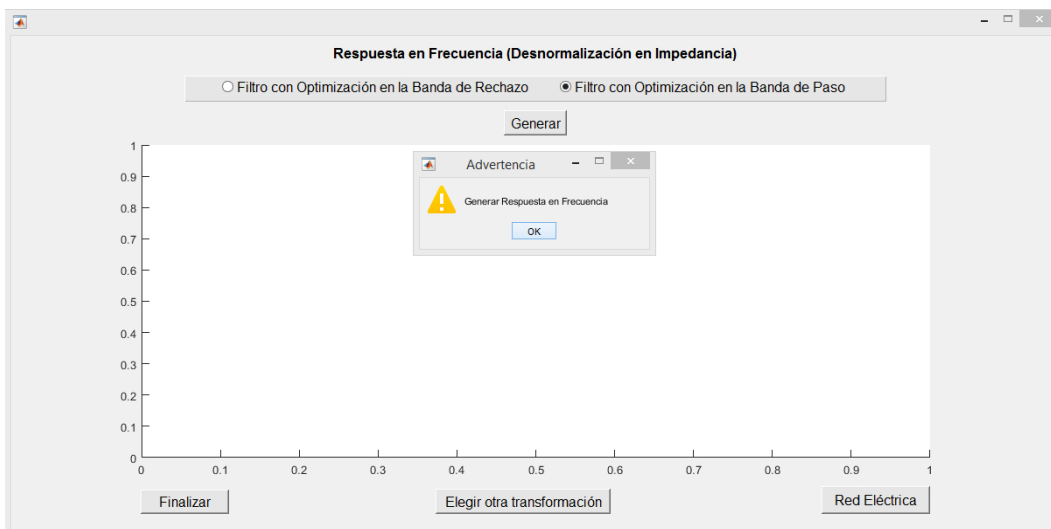


Figura 4.74: Respuesta en Frecuencia de los Filtros Pascal LP con desnormalización en Impedancia

Para generar las redes eléctricas de los filtros desnormalizados en impedancia se abre la ventana de la Fig. 4.75, donde se tienen que generar estas redes antes de realizar alguna otra transformación, o se mostrará el mensaje de advertencia.

El usuario al elegir la Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal Pasa Bajas del menú de la Fig. 4.72, se abre la ventana de la Fig. 4.76, donde se tiene que colocar un valor real numérico para la frecuencia de desnormalización, en caso de que no se coloque nada o sea un valor distinto, un carácter tipo letra o símbolo, la ventana abre el mensaje mostrado en esta figura, por lo cual no muestra la función de transferencia.

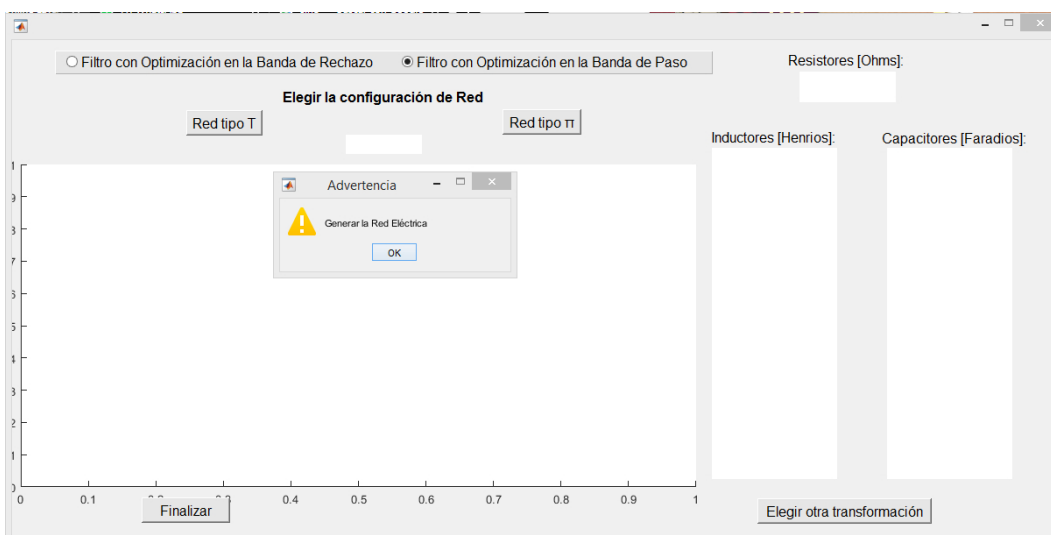


Figura 4.75: Red Eléctrica de los Filtros Pascal con desnormalización en Impedancia

Si se coloca el valor numérico se puede visualizar la función de transferencia y posteriormente la respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.77, al dar clic en "Respuesta en Frecuencia".

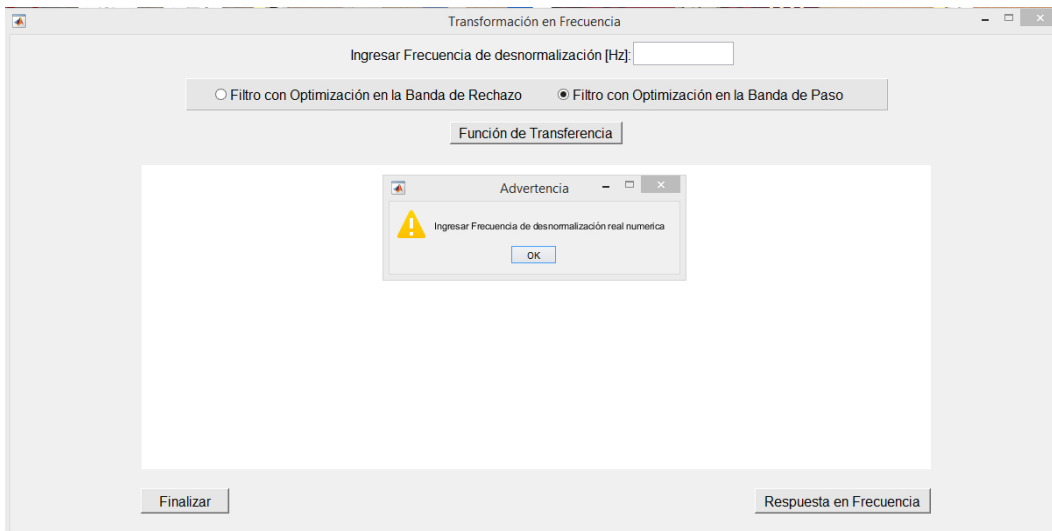


Figura 4.76: Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal

Verificadas las especificaciones de diseño de la respuesta en frecuencia, el usuario puede dar clic en el botón "Red Eléctrica" y generar las redes eléctricas del filtro en la ventana de la Fig. 4.78, si no genera las redes y desea realizar la transformación en impedancia se le mostrará el mensaje de la figura. Una vez generadas las redes se procede a realizar la transformación en Impedancia de las mismas, donde el procedimiento es similar al descrito en la primera transformación, se debe ingresar la impedancia de desnormalización en la Fig. 4.79, teniendo las mismas advertencias de la Fig. 4.73.

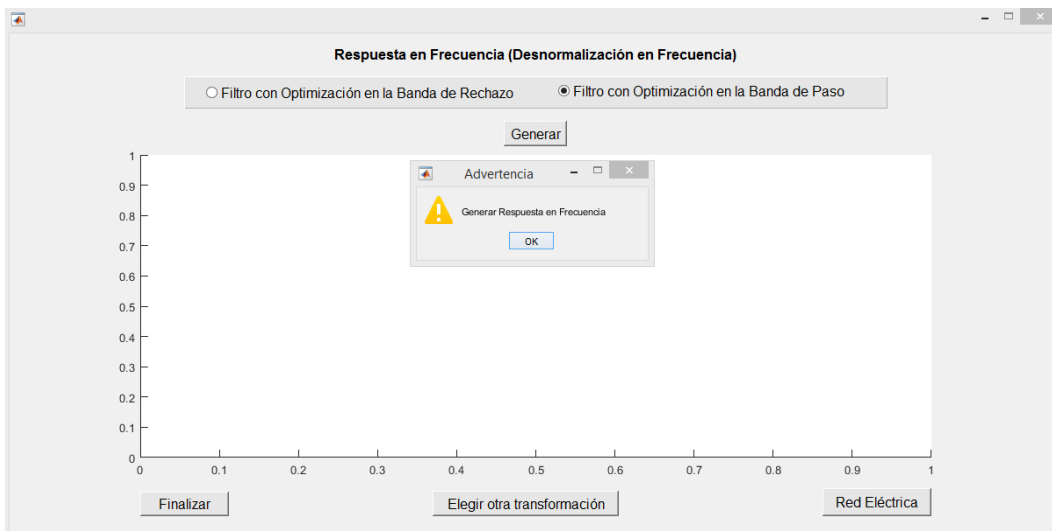


Figura 4.77: Respuesta en Frecuencia de la Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal

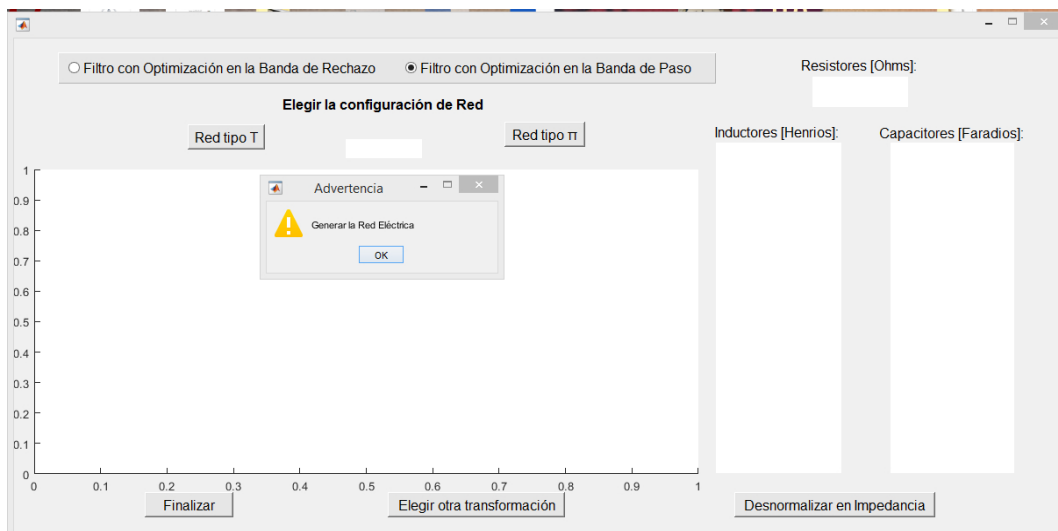


Figura 4.78: Redes Eléctricas de la Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal

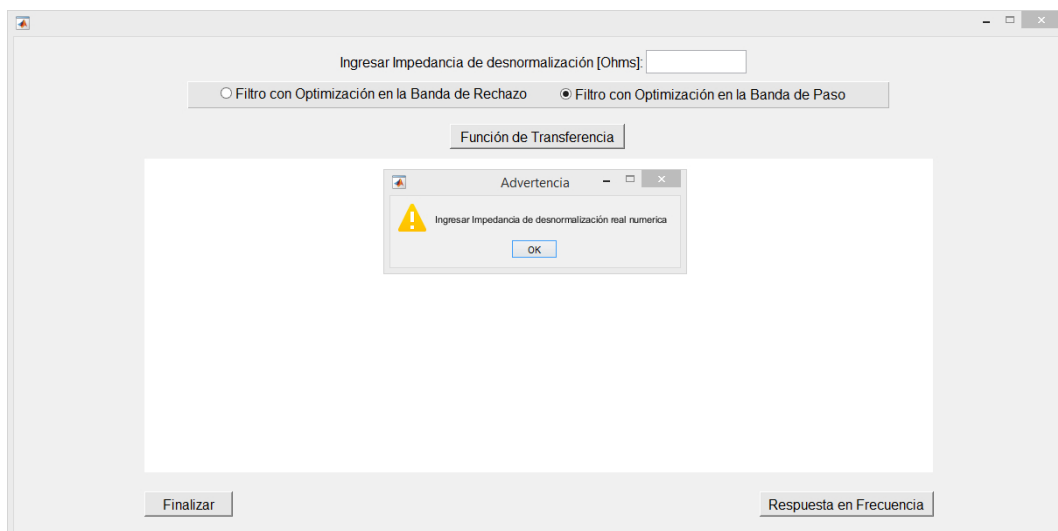


Figura 4.79: Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal Transformado en Frecuencia

Posteriormente el usuario visualiza la respuesta en frecuencia de la transformación en impedancia del Filtro Pascal LP desnormalizado en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.80, para luego generar las redes eléctricas en la Fig. 4.81, si no las genera y desea elegir otra transformación, se mostrará el mensaje indicado.

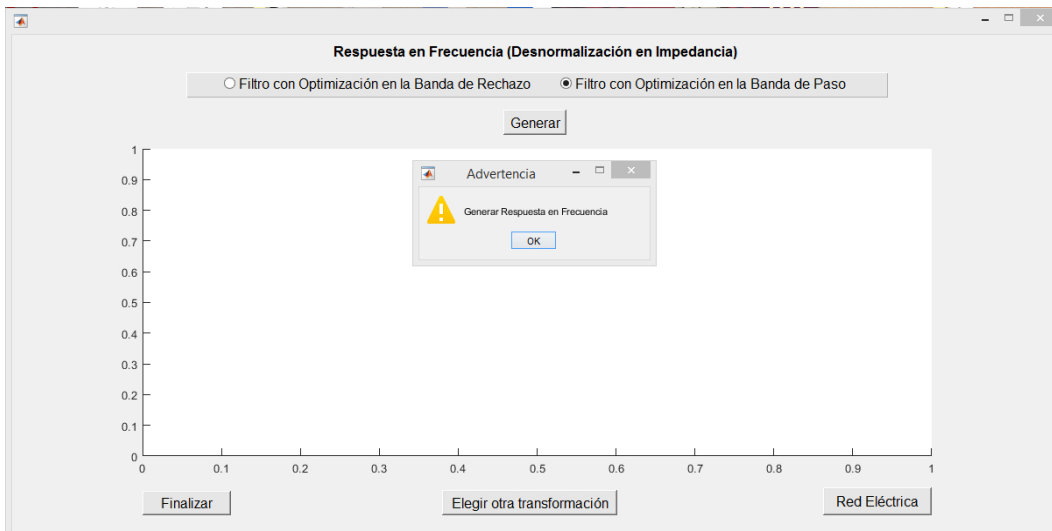


Figura 4.80: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal LP desnormalizado en Impedancia con Transformación en Frecuencia

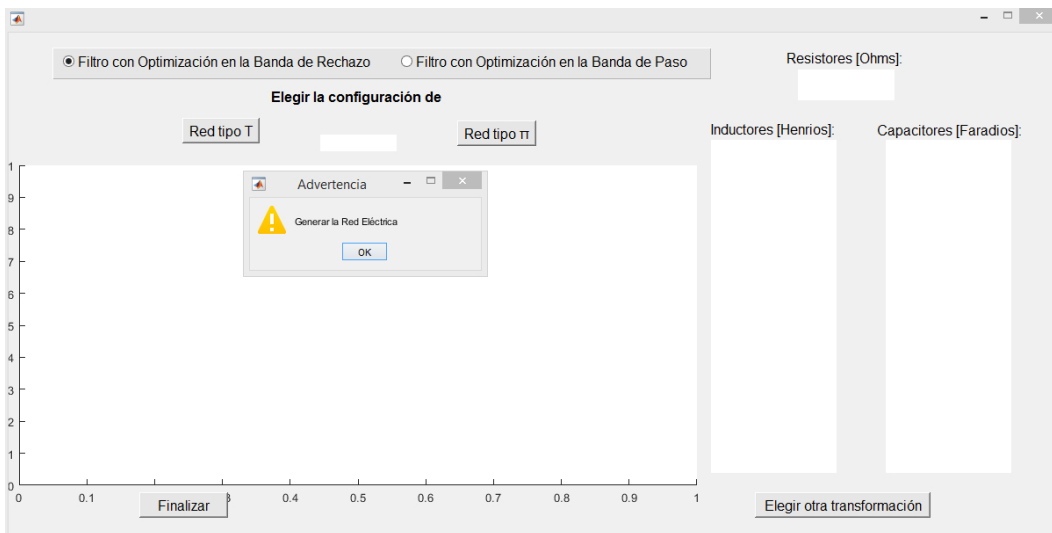


Figura 4.81: Redes Eléctricas del Filtro Pascal desnormalizado en Impedancia con Transformación en Frecuencia

El usuario al elegir la transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Altas del menú de la Fig. 4.72, se abre la ventana de la Fig. 4.82, donde se debe colocar un valor numérico real de frecuencia de corte, ya que si no es el caso se mostrará el mensaje, una vez colocado el valor correcto se puede generar la nueva función de transferencia y proceder a visualizar su respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.83.

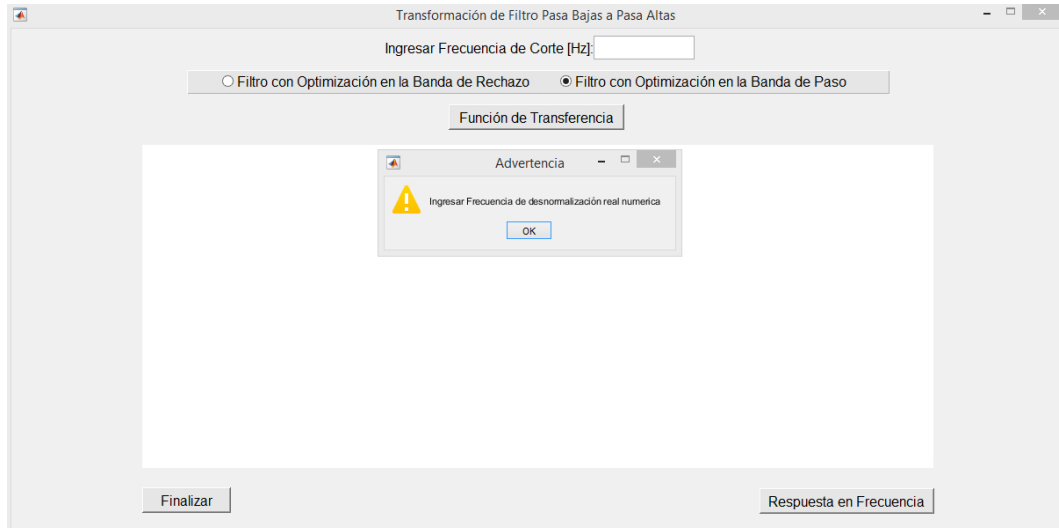


Figura 4.82: Transformación de Filtro Pasa Bajas Pascal a Pasa Altas (HP)

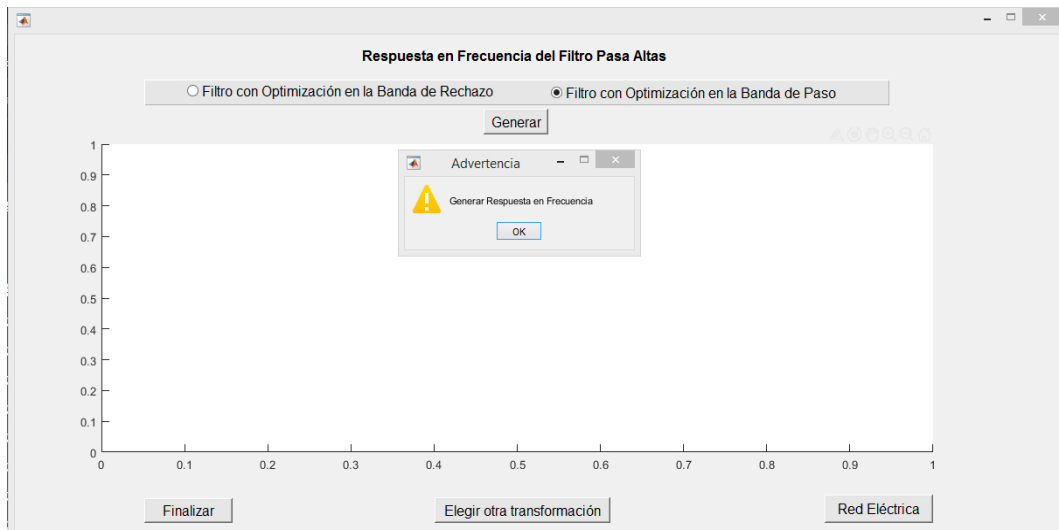


Figura 4.83: Respuesta en Frecuencia de Filtro Pascal Pasa Altas (HP)

De la respuesta en frecuencia se verifican las especificaciones de diseño, para generar la red eléctrica en la ventana de la Fig. 4.85

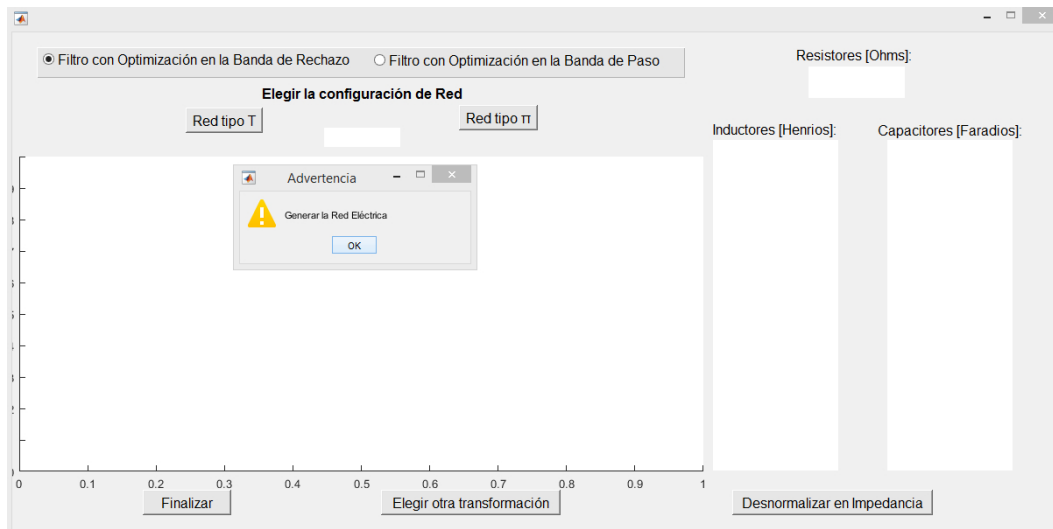


Figura 4.84: Redes Eléctricas de Filtro Pascal HP



Figura 4.85: Redes Eléctricas de Filtro Pascal HP

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Altas (HP) se abre la ventana de la Fig. 4.86, donde debe colocarse un valor real numérico sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto se genera la función de transferencia, se visualiza la respuesta en frecuencia en la nueva ventana de la Fig. 4.87 y se pueden obtener las redes eléctricas como se muestra en la Fig. 4.88, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de elegir realizar otra transformación.

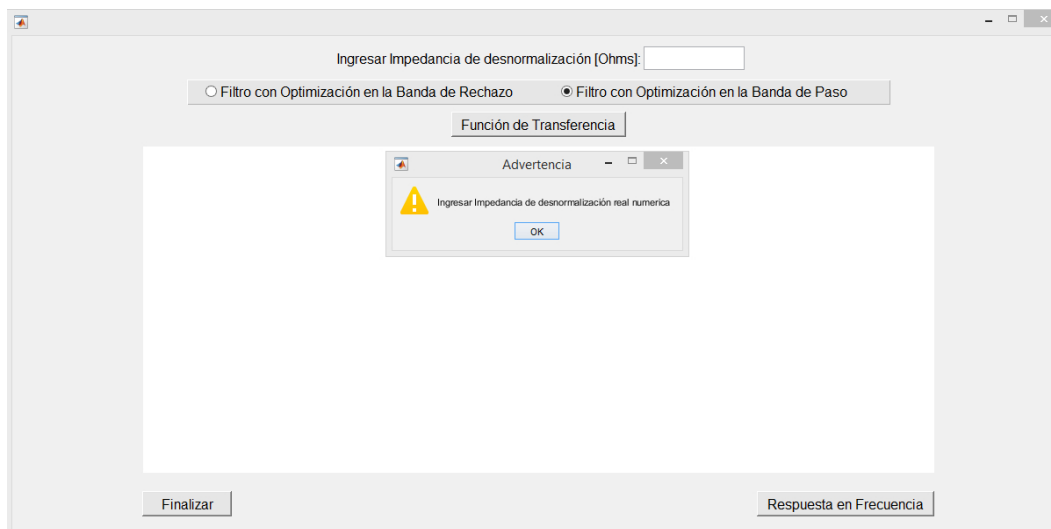


Figura 4.86: Transformación en Impedancia del Filtro Pascal HP

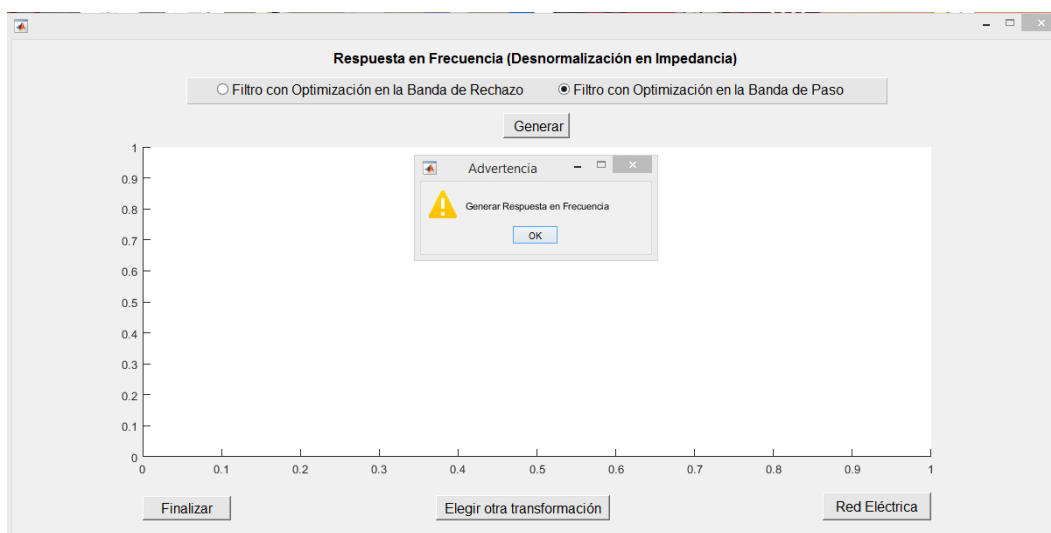


Figura 4.87: Respuesta en Frecuencia de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal HP

Si el usuario elige la transformación de Filtro Pascal Pasa Bajas a Pasa Banda del menú de la Fig. 4.72, se abre la ventana de la Fig. 4.89, donde se debe colocar un valor numérico real para las dos frecuencias de corte del filtro, ya que si no es el caso se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto de las frecuencias se puede generar la nueva función de transferencia y proceder a visualizar su respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.90, verificar las especificaciones de diseño, para generar la red eléctrica en la Fig. 4.91.

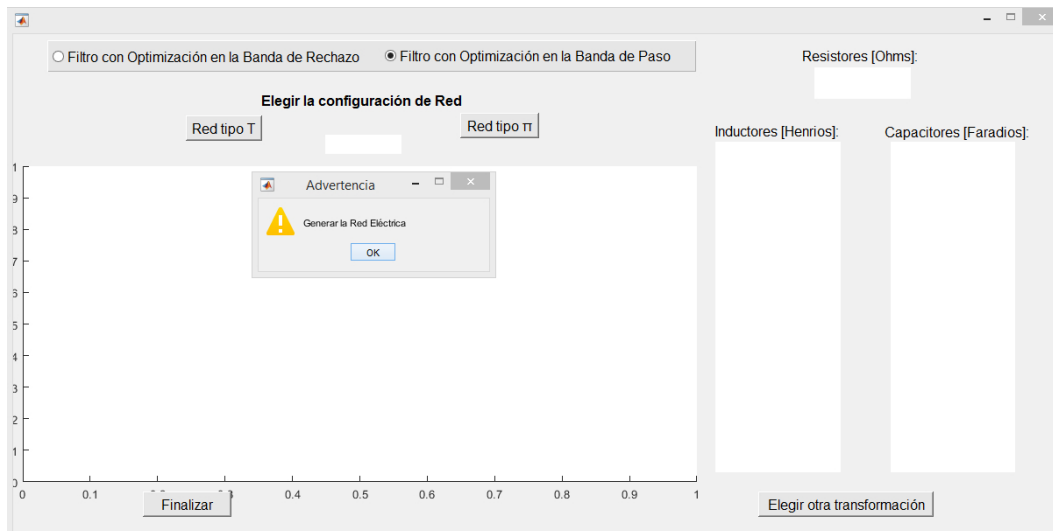


Figura 4.88: Redes Eléctricas de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal HP

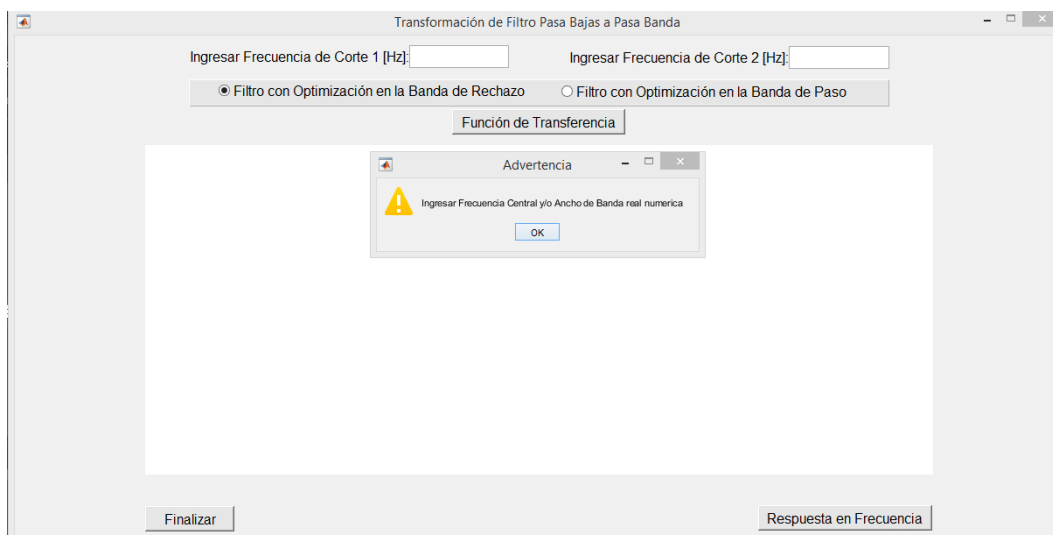


Figura 4.89: Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajas a Pasa Banda (BP)

Cabe mencionar que se tienen que generar las redes eléctricas antes de realizar la transformación en Impedancia del Filtro, ya que de no ser el caso la ventana indicará que se tiene que generar la red.



Figura 4.90: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal Pasa Banda (BP)

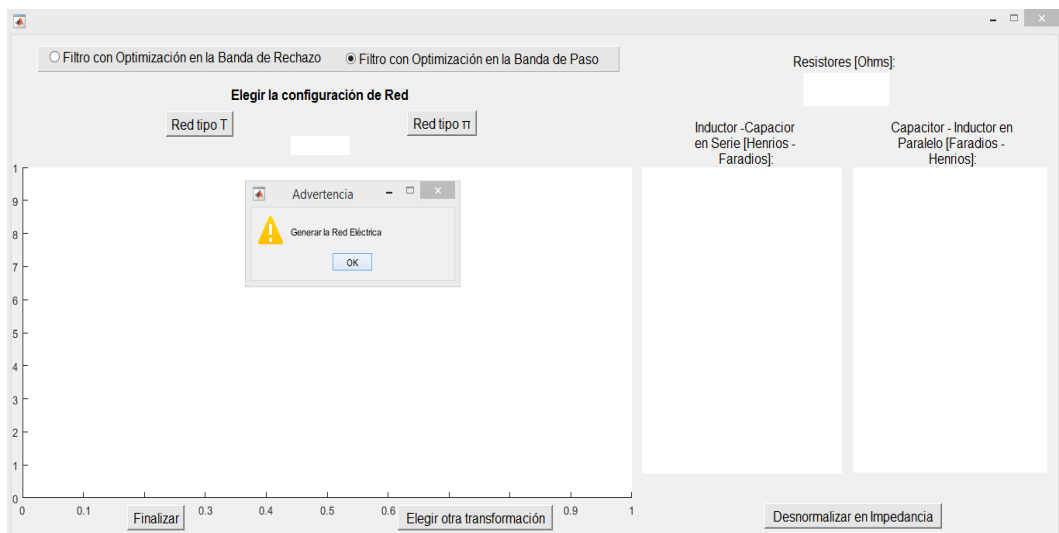


Figura 4.91: Redes Eléctricas del Filtro Pascal BP

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Banda (BP) se abre la ventana de la Fig. 4.92, donde debe colocarse un valor real numérico sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto se genera la función de transferencia, y se visualiza la respuesta en frecuencia en la nueva ventana de la Fig. 4.93.

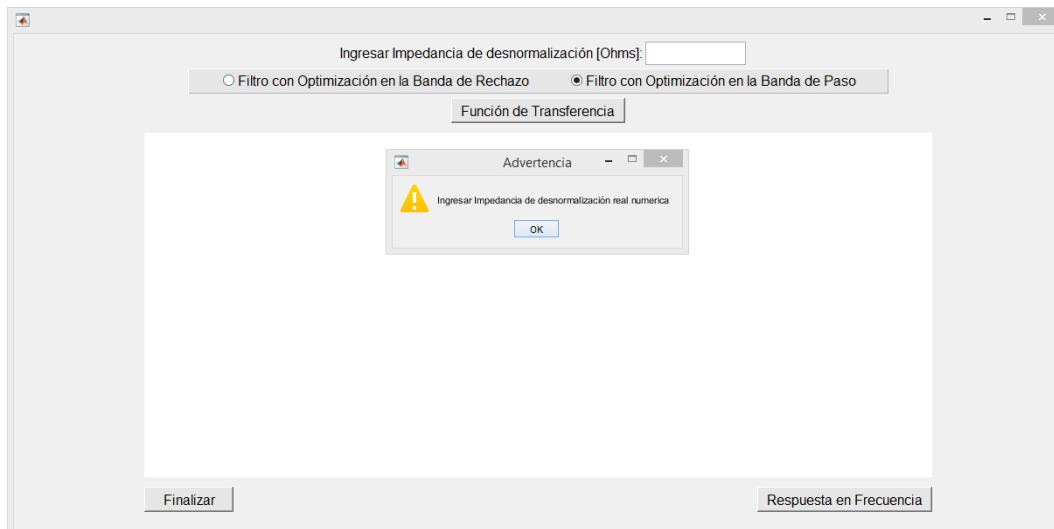


Figura 4.92: Transformación en Impedancia del Filtro Pascal BP

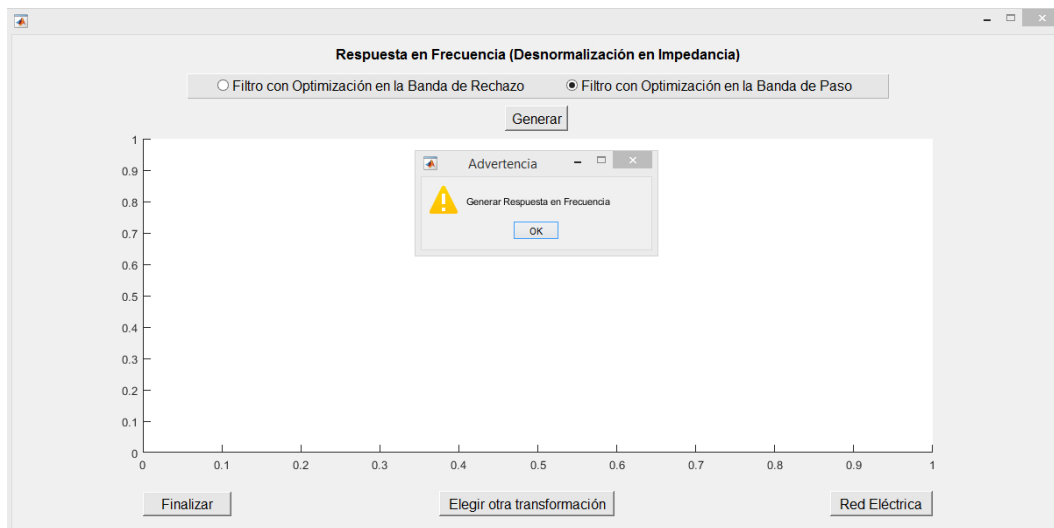


Figura 4.93: Respuesta en Frecuencia de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal BP

En la respuesta en frecuencia se validan las especificaciones de diseño y posteriormente se pueden obtener las redes eléctricas como se muestra en la Fig. 4.94, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de elegir realizar otra transformación.

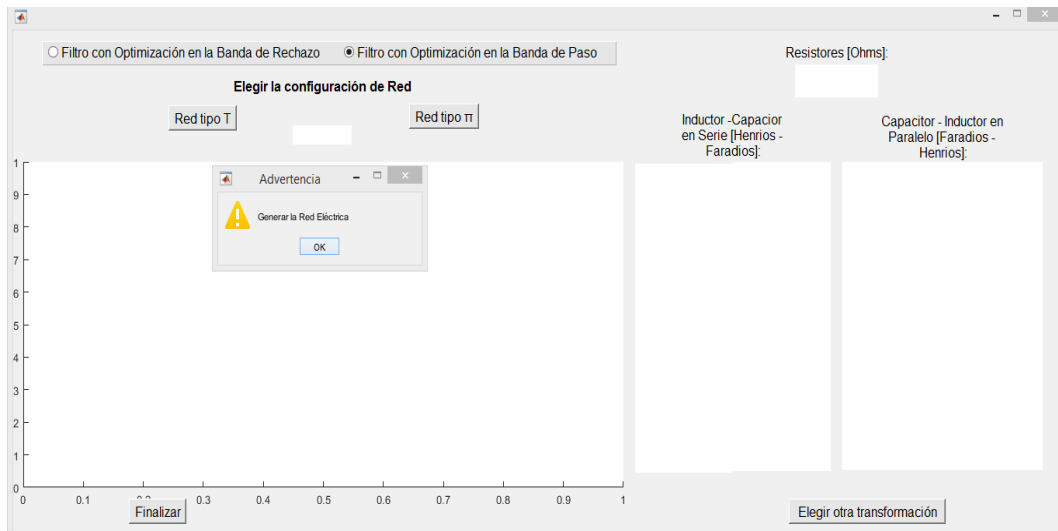


Figura 4.94: Redes Eléctricas de la Transformación en Impedancia del Filtro Pascal BP

Cuando el usuario elige la transformación de Filtro Pascal Pasa Bajas a Rechaza Banda del menú de la Fig. 4.72, se abre la ventana de la Fig. 4.95, donde se debe colocar un valor numérico real para las dos frecuencias de corte del filtro, ya que si no es el caso se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto de las frecuencias se puede generar la nueva función de transferencia y proceder a visualizar su respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.96, verificar las especificaciones de diseño, para generar la red eléctrica en la Fig. 4.97.

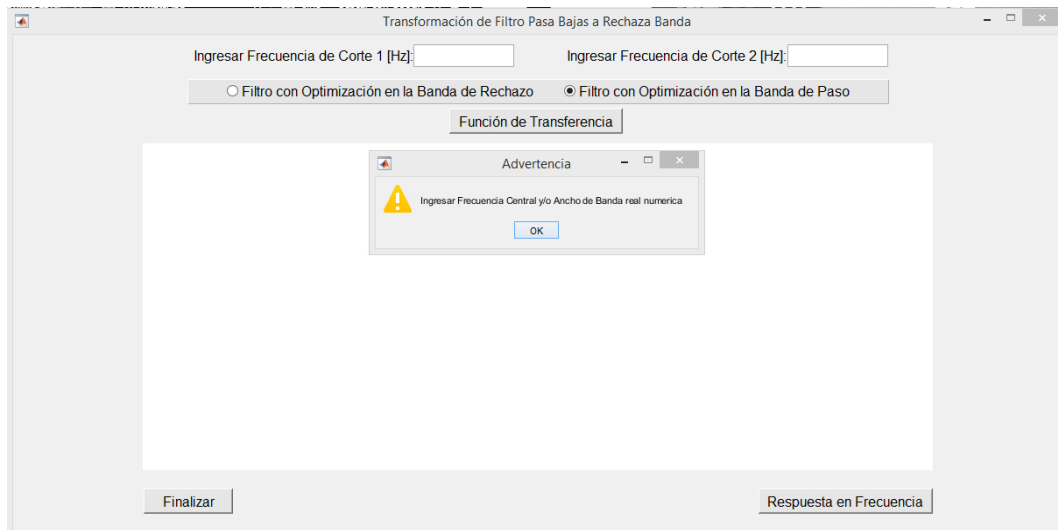


Figura 4.95: Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajas a Rechaza Banda (BS)

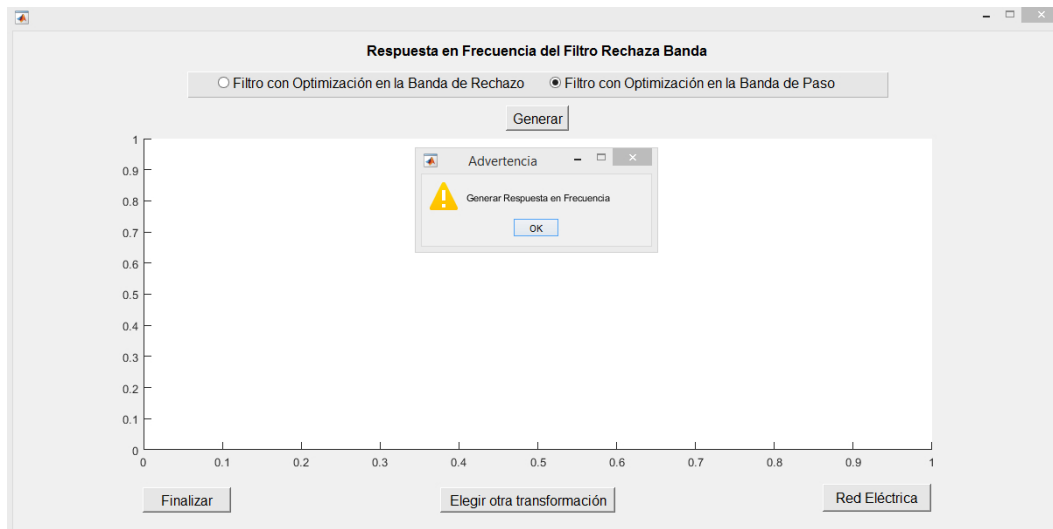


Figura 4.96: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal Rechaza Banda (BS)

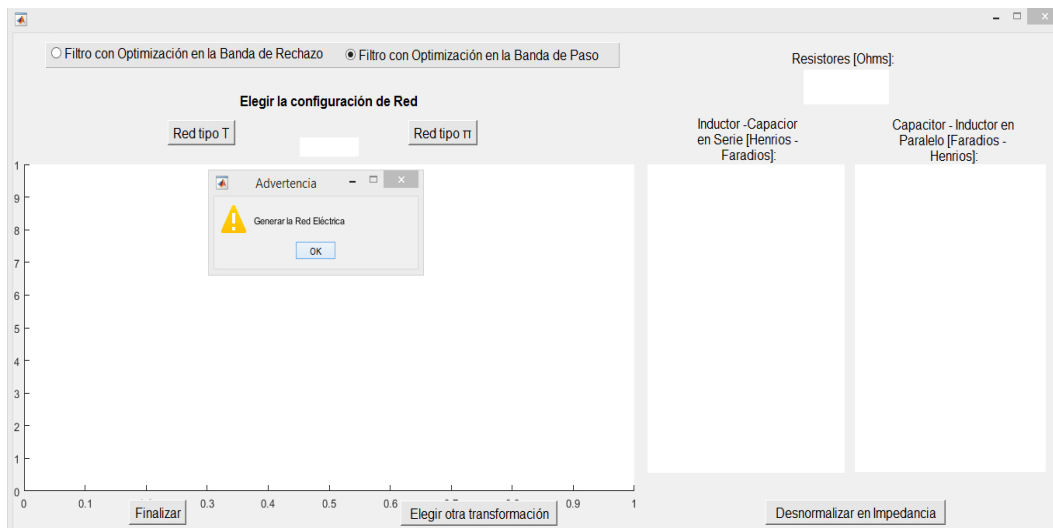


Figura 4.97: Redes Eléctricas del Filtro Pascal BS

Cabe mencionar que se tienen que generar las redes eléctricas antes de realizar la transformación en Impedancia del Filtro, ya que de no ser el caso la ventana indicará que se tiene que generar la red.

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Rechaza Banda (BS) se abre la ventana de la Fig. 4.98, donde debe colocarse un valor real numérico sino se mostrará el mensaje. Una vez colocado el valor correcto se genera la función de transferencia, se visualiza la respuesta en frecuencia en la nueva ventana de la Fig. 4.99 y se pueden obtener las redes eléctricas como se muestra en la Fig. 4.100, donde se tiene que generar la red eléctrica antes de elegir realizar otra transformación. Al elegir otra transformación y regresar al menú Fig. 4.72, se puede optar por terminar el diseño o volver al menú principal de la Fig. 4.26 donde se puede elegir trabajar con otro método de aproximación.

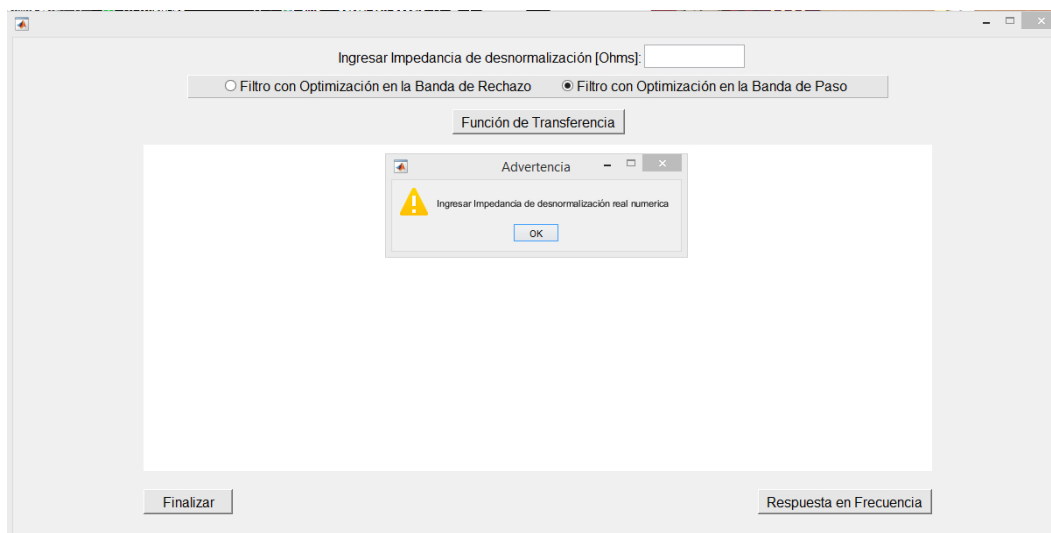


Figura 4.98: Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal BS

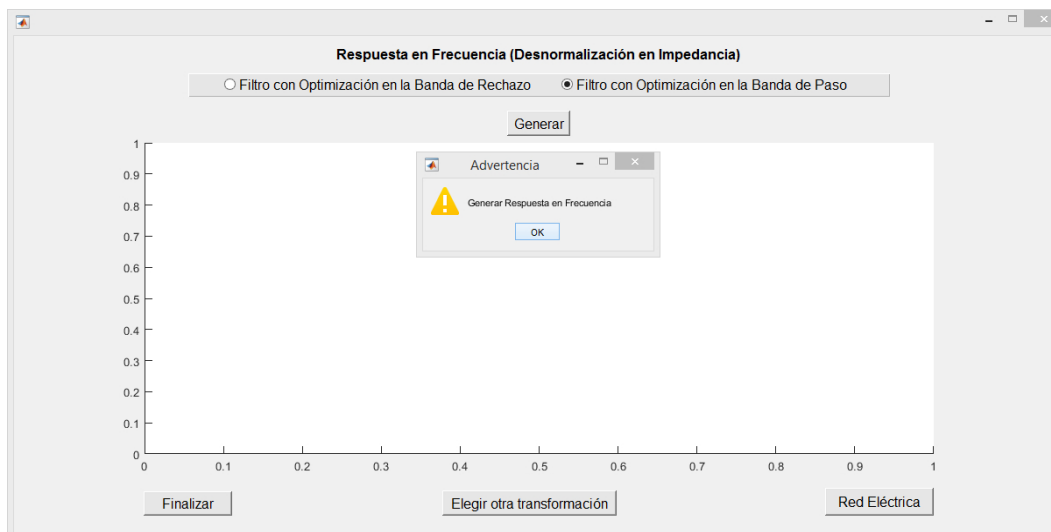


Figura 4.99: Respuesta en Frecuencia de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal BS

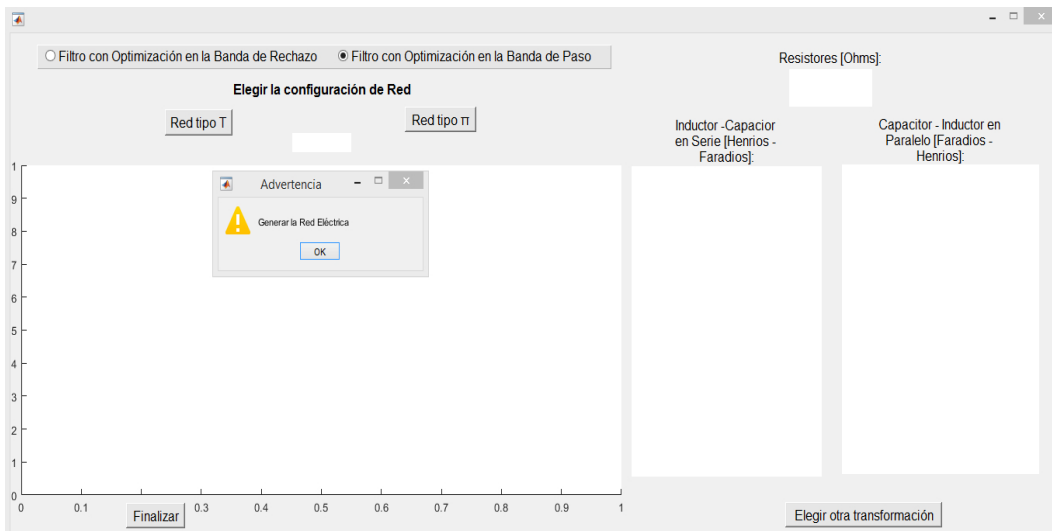


Figura 4.100: Redes Eléctricas de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Pascal BS

Al regresar al Menú principal Fig. 4.26, si el usuario desea diseñar un Filtro Bessel-Thomson, debe dar clic en el botón de Bessel-Thomson, para que se abra la ventana de la Fig. 4.101 donde debe ingresar las especificaciones de diseño para el filtro, que son en este caso, el retardo dado en segundos, la frecuencia en hertz, y la desviación en la atenuación en decibeles, colocados estos datos numéricos y no valores tipo carácter o símbolos, se determina el orden del filtro al dar clic en el botón de Orden del Filtro, en caso de que los datos ingresados en las especificaciones no sean numéricos aparecerá un mensaje de advertencia que pedirá colocar los correctos, ya que con los ingresados no se podrá determinar la función de transferencia del filtro o por otro lado se puede ingresar el orden de filtro deseado sin considerar las especificaciones de diseño.

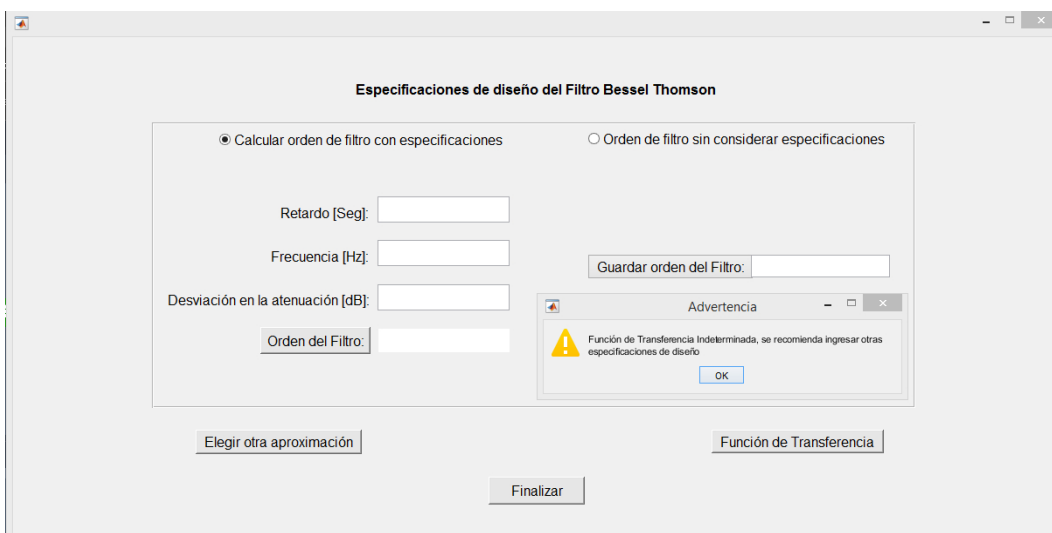


Figura 4.101: Diseño de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson

Una vez colocados los datos correctos de las especificaciones de diseño, se determina el orden del filtro y al dar clic en el botón "Función de Transferencia" se abre la ventana de la Fig. 4.102, donde se muestran las opciones que se tienen para calcular la función de transferencia ya sea considerando un retardo de grupo de 1 segundo, una

frecuencia de corte a 1 rad/seg (caso normalizado), una frecuencia de corte deseada, o con un retardo de grupo deseado. Dependiendo de la opción elegida se ingresan los datos de ser necesarios y al dar clic sobre la opción deseada se muestra la función de transferencia en la ventana de la Fig. 4.103, y en la misma ventana se puede dar clic al botón para observar la respuesta en frecuencia del filtro, que abre la ventana de la Fig. 4.104, donde se genera la respuesta de la Magnitud y Fase del filtro.

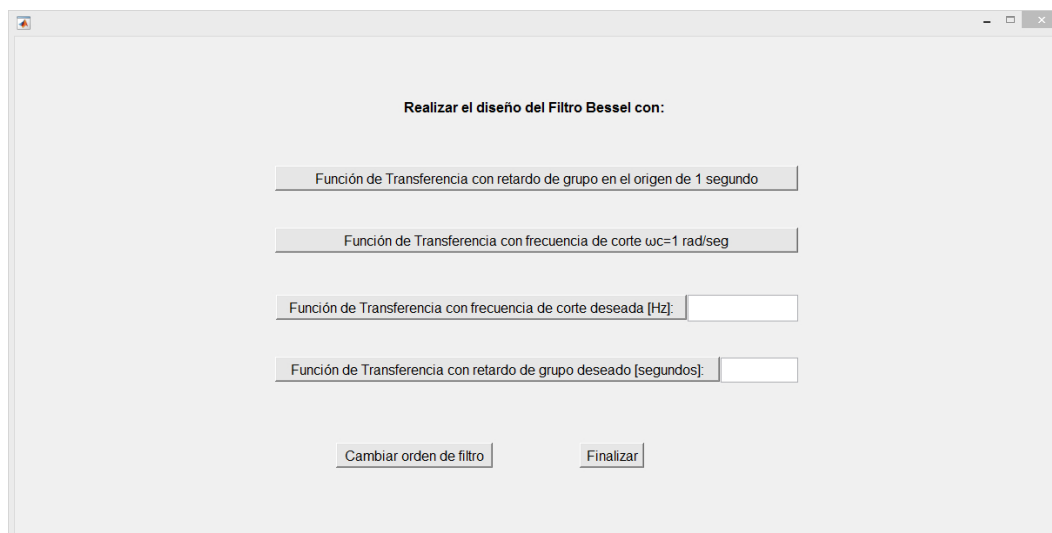


Figura 4.102: Opciones de Función de Transferencia de Bessel-Thomson

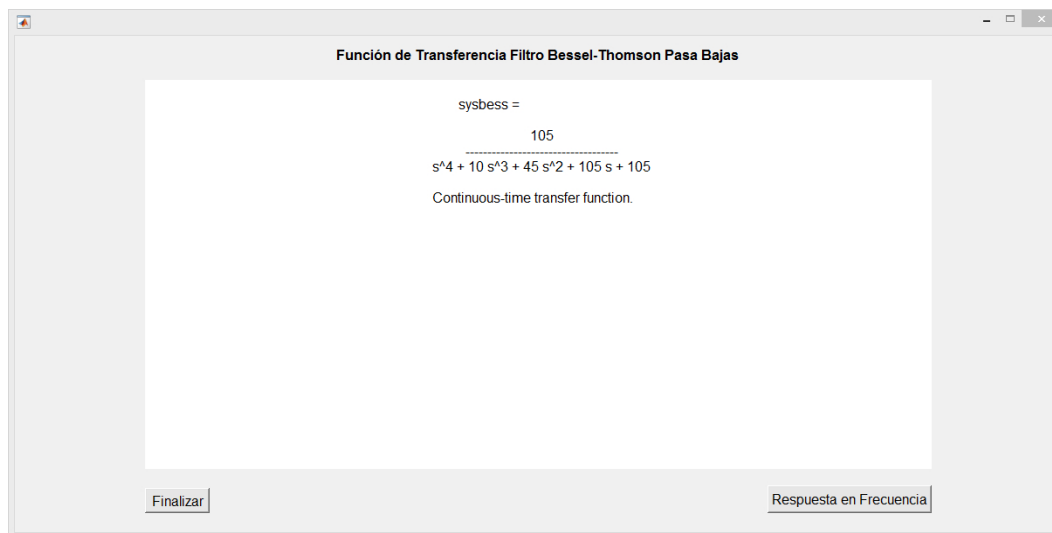


Figura 4.103: Función de Transferencia de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson

En la Fig. 4.104 se tiene el botón para obtener el gráfico del retardo de grupo del filtro, al dar clic sobre este, abre la ventana de la Fig. 4.105, donde se observa el retardo de grupo máximamente plano sobre el origen.

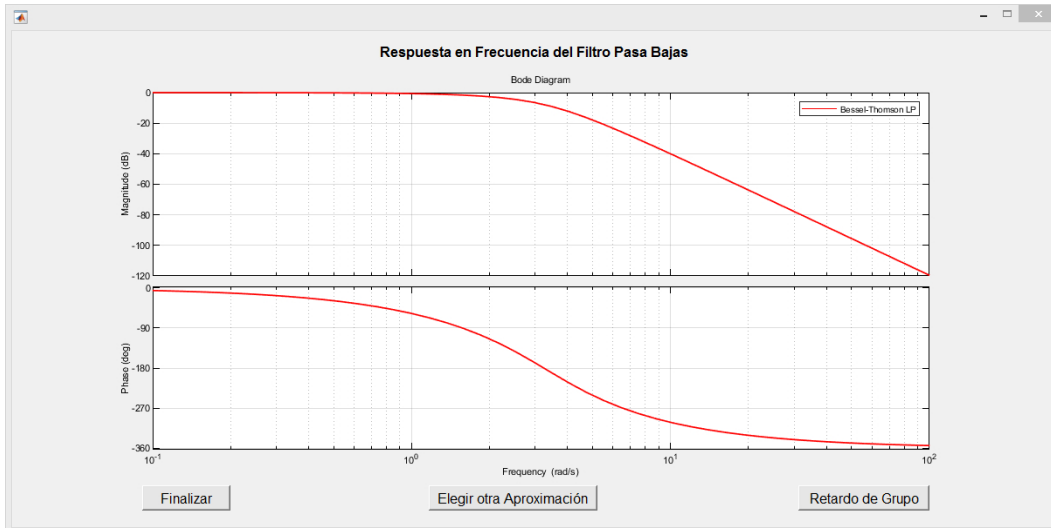


Figura 4.104: Respuesta en Frecuencia de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson

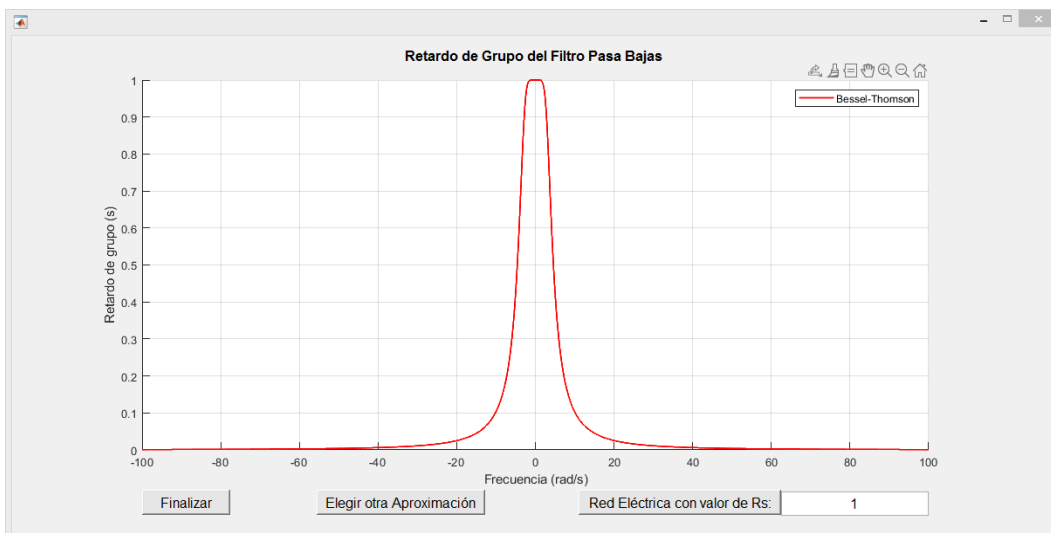


Figura 4.105: Retardo de Grupo de Bessel-Thomson

Una vez generado el retardo de grupo del filtro se puede obtener la red eléctrica definiendo en esta ventana el valor de la resistencia interna  $R_S$  que tendrá la red, colocado este valor se generan las redes en la ventana de la Fig. 4.106, al igual que para los demás métodos de aproximación se pueden obtener en dos configuraciones de red. Cabe mencionar que se tienen que generar las redes eléctricas antes de pasar a realizar la transformación en Impedancia.

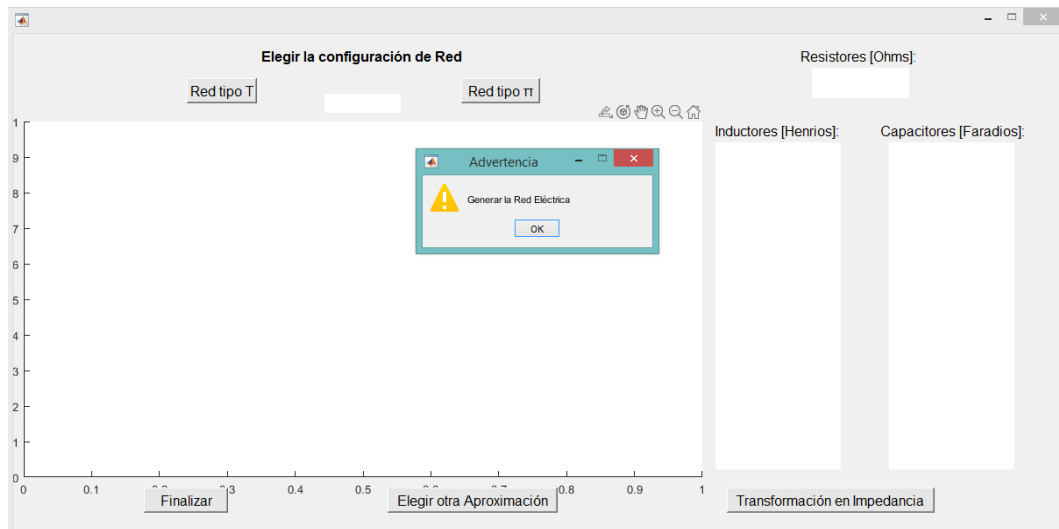


Figura 4.106: Red Eléctrica del Filtro Bessel-Thomson

La transformación en Impedancia del filtro Bessel-Thomson es posible porque simplemente es un escalado de la función de transferencia, por lo que no se ve modificada la respuesta en frecuencia, ni el retardo de grupo, por lo tanto, esta transformación se puede llevar a cabo en la ventana de la Fig. 4.107 en donde se debe ingresar una Impedancia de desnormalización real numérica, de no ser el caso se mostrará un mensaje de advertencia. Una vez colocado el dato correcto se puede generar la función de transferencia desnormalizada en impedancia que es equivalente a la función de transferencia obtenida al principio.

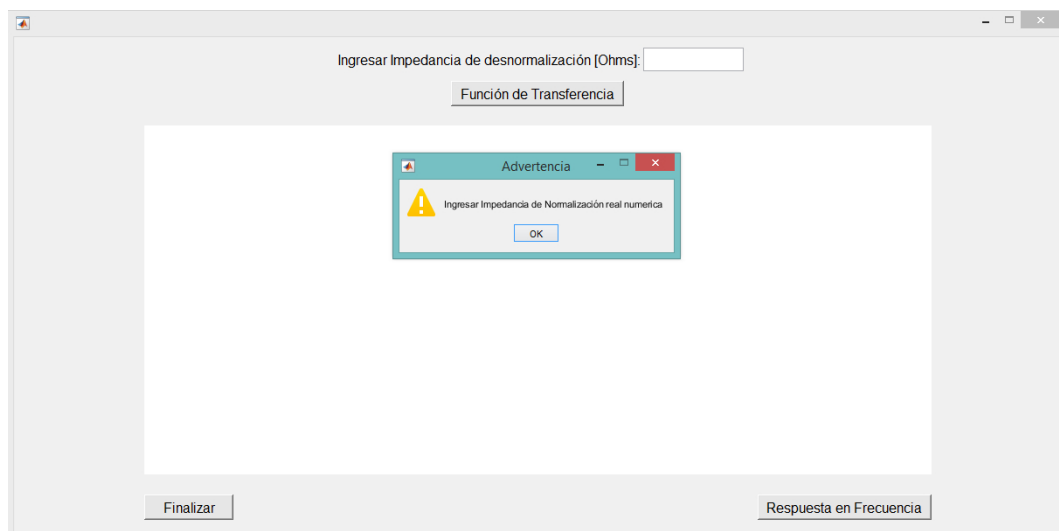


Figura 4.107: Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson

Generada la función de transferencia con desnormalización en Impedancia se puede visualizar la respuesta en frecuencia en la ventana de la Fig. 4.108.

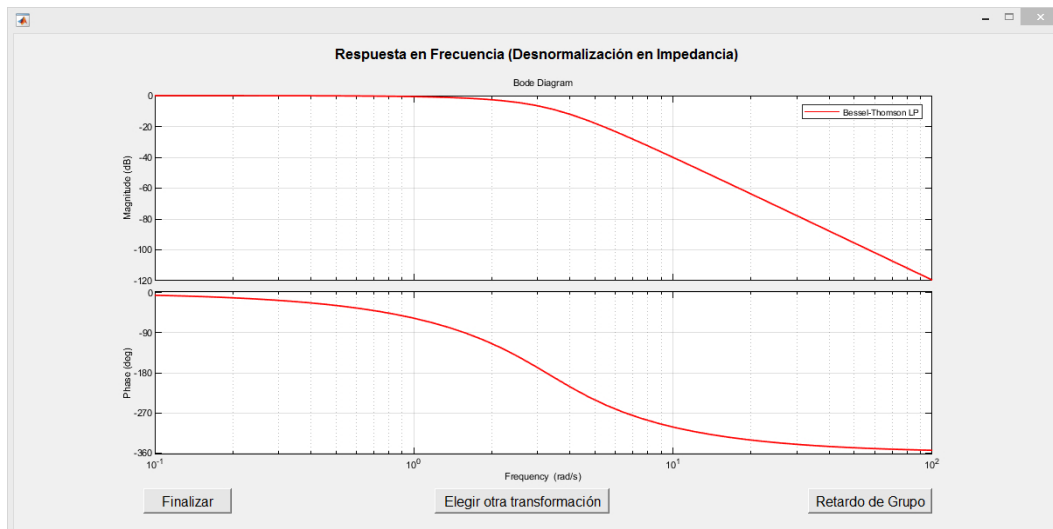


Figura 4.108: Respuesta en Frecuencia de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson

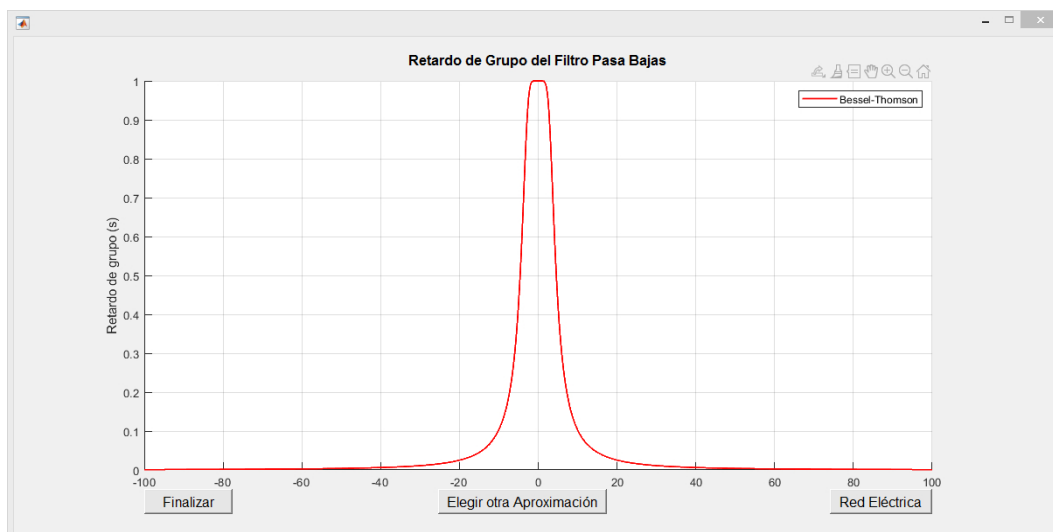


Figura 4.109: Retardo de Grupo de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson

En la respuesta en frecuencia se verifica si se cumplen las especificaciones de diseño, y se mide si el retardo de grupo es correcto en la Fig. 4.109, para posteriormente generar la red eléctrica en la ventana de la Fig. 4.110.



Figura 4.110: Redes Eléctricas de la Desnormalización en Impedancia del Filtro Bessel-Thomson

Como se pudo observar, todas las ventanas mostradas en las figuras de esta sección de GUI SAFIMAM, son las que integran la interfaz gráfica de usuario desarrollada para la Síntesis de Filtros Analógicos en Matlab Mediante Métodos de Aproximación, es una herramienta bastante interactiva, que lleva de la mano al usuario para realizar su diseño con el método de aproximación que más le convenga, si el usuario comete errores de dedo, dando clic en el botón que no corresponde la herramienta le manda mensajes de advertencia indicándole que debe corregir, al igual si el usuario realiza el diseño con especificaciones para los cuales los filtros no se pueden diseñar, la herramienta le hace saber con un mensaje. El usuario puede terminar su diseño en el momento en el que lo desee y la herramienta no se lo impedirá.

# 5

## RESULTADOS

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos en Matlab con la herramienta de diseño SAFIMAM, para el diseño de filtros analógicos mediante métodos de aproximación. En el primer caso se realiza el diseño de los Filtros Pascal basándose en el realizado en [19], tomando como punto de partida las especificaciones utilizadas en esa Tesis, mencionando que la finalidad de ella es el diseño de un Filtro Pasa Banda para frecuencias de microondas, en esta primera parte se realiza la comparación de resultados al diseñar el filtro pasa bajas con la herramienta SAFIMAM y los resultados obtenidos en la Tesis de G. Kasapoglou. También se llevan a cabo todas las transformaciones del filtro pasa bajas obtenido con las especificaciones de [19], incluyendo por supuesto la parte del Filtro Pasa Banda.

En la segunda parte del capítulo se muestran los diseños y resultados que se obtienen al momento de sintetizar los filtros pasa bajas pascal de orden par con las restricciones que traen consigo el valor de la resistencia interna  $R_S$  de la red, en cada caso se muestra que sucede y como se soluciona el problema.

La tercera parte consiste en el diseño de tres filtros considerando especificaciones reportadas en la literatura; un filtro Pasa Banda que puede ser utilizado para el Procesado de Señales Electromiográficas, un filtro Pasa Bajas para el procesado de una Señal de Video, y finalmente un filtro Pasa Banda para aplicaciones de super altas frecuencias, se muestran tanto resultados de Simulación como resultados Experimentales.

### 5.1. Resultados de simulación

#### 5.1.1. Diseño de Filtros Pascal en SAFIMAM

##### Filtros Pasa Bajas Pascal

Como se indica en [19] las especificaciones de diseño del filtro pasa bajas son: rizo de 3 dB, atenuación de 40 dB y una relación de transición de  $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 1,5$ , estas especificaciones son ingresadas a la interfaz SAFIMAM como se muestra en la Fig. 5.1, con ayuda de estas se determina el orden de los filtros resultando un orden de filtro 6 para el caso Pascal, se selecciona este método de aproximación y se da clic en Bode de las Aproximaciones para visualizar las respuestas en frecuencia de todos los filtros pasa bajas.

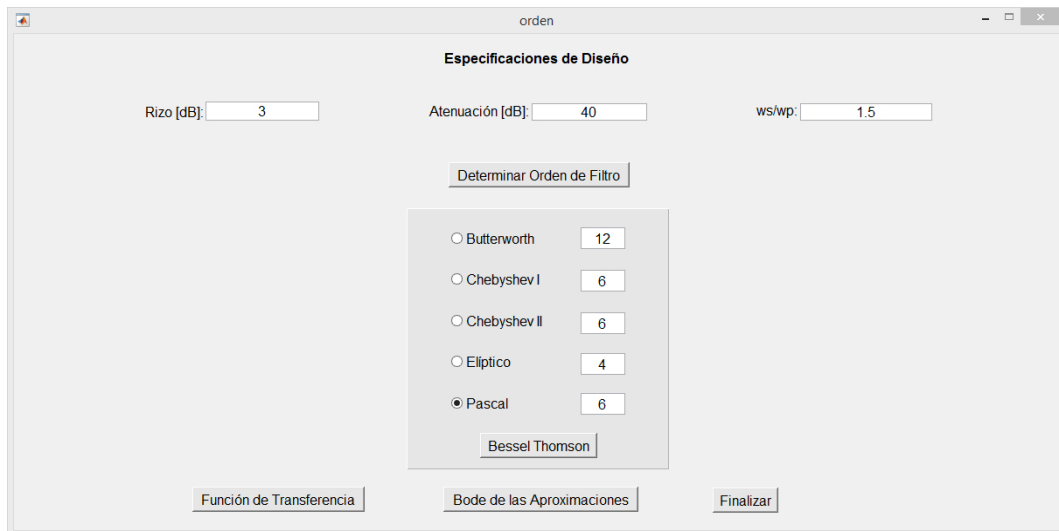


Figura 5.1: Determinando Orden de Filtros

Se abre la ventana de la Fig. 5.2 donde se realiza la comparación de las respuestas en frecuencia de la Magnitud de todos los filtros, se colocan cursores en la caída de 3 dB, donde se registran a 1 rad/seg por ser el caso normalizado, y cursores en 40 dB de atenuación a una frecuencia de 1.5 rad/seg de la relación de transición, de igual forma se colocan cursores para demostrar el rizo de 1 dB. Esto con la finalidad de observar las figuras de mérito de los filtros y decidir cual conviene diseñar.

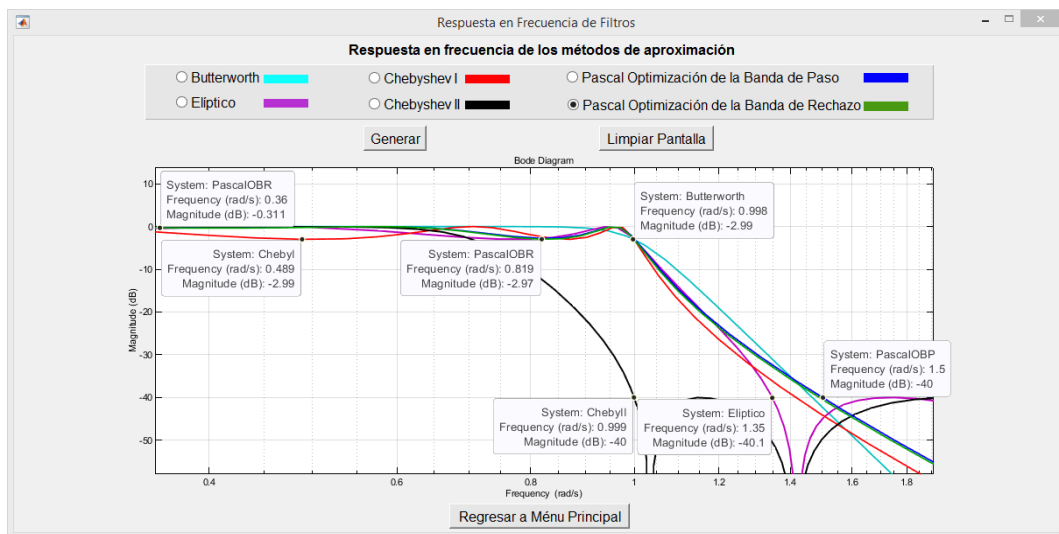


Figura 5.2: Respuesta en Frecuencia de los Filtros

En la misma ventana de las respuestas en frecuencia, se pueden borrar las respuestas dando clic al botón limpiar, y realizar la comparación de las respuestas deseadas, en la Fig. 5.3 se muestra la comparación de la respuesta pasa bajas de Chebyshev I con las dos variantes del filtro de Pascal.

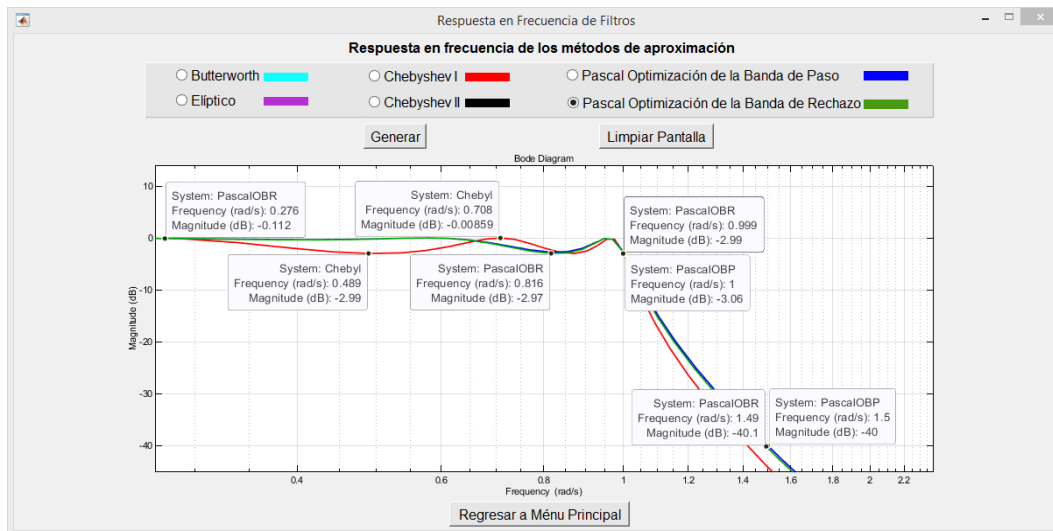


Figura 5.3: Comparación de Chebyshev I con Pascal

En la figura anterior se pueden observar cursores en la caída de 3 dB, en la atenuación de 40 dB a una frecuencia de 1.5 rad/seg y en la Fig. 5.4 se muestra el rizo de cada filtro, que es aproximadamente 1 dB. Las tres respuestas de los filtros son casi iguales, teniendo casi sobrepuestas las respuestas de Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo y Chebyshev I, la ventaja que ofrecen las dos respuestas de Pascal sobre Chebyshev I y principalmente el Filtro Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo, es que a pesar de ofrecer un orden de filtro similar, tiene una respuesta más plana con un rizo poco oscilatorio y en cuanto al de Optimización en la Banda de Paso ofrece un rizo muy bajo en esta banda tendiendo a presentar una respuesta tipo Butterworth, pero la frecuencia de corte se desplaza ligeramente como se pueden observar en los cursores colocados.

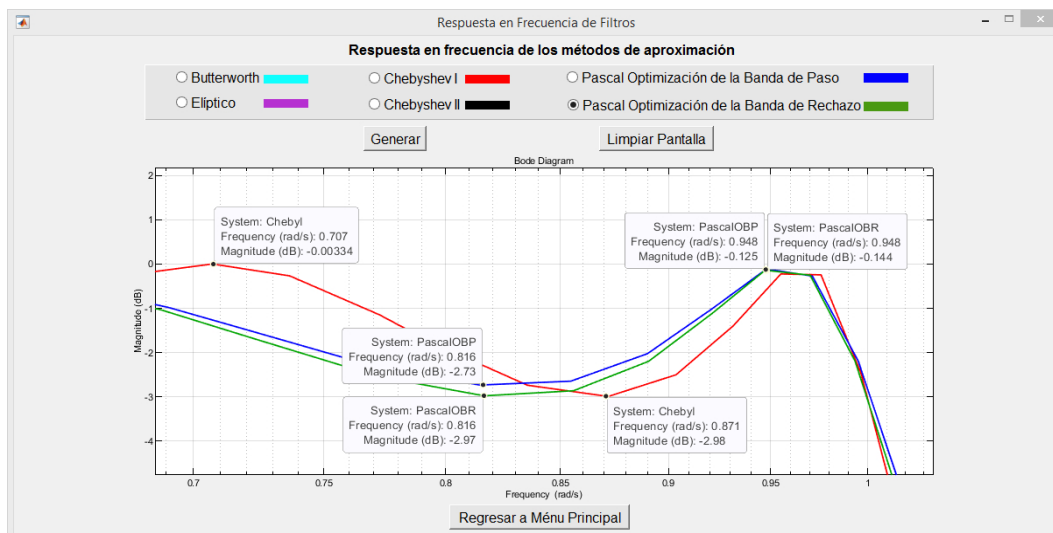


Figura 5.4: Rizo de los Filtros Chebyshev I y Pascal

Una vez realizada la comparación de las respuestas de los filtros y haber elegido diseñar el filtro Pascal, se da clic a Regresar a Menú Principal para dirigirse a la Fig. 5.1, en esta ventana se da clic a Función de Transferencia para visualizar la ventana de la Fig. 5.5.



Figura 5.5: Función de Transferencia Pascal

En esta parte al elegir determinar la función de transferencia ideal del filtro se obtienen las funciones de transferencia de las dos variantes del filtro Pascal, que se muestran en la Fig. 5.6.

Una vez calculadas las funciones de transferencia ideales se determinan las respuestas en frecuencia de las dos variantes, estas se muestran en la Fig. 5.7. En cada una de ellas se encuentran colocados cursores en la caída de 3 dB, en la atenuación de 40 dB del filtro y cursores que demuestran que el rizo es aproximadamente 1 dB, con la finalidad de demostrar que ambas variantes de filtro pasa bajas cumplen con las especificaciones de diseño ingresados en la Fig. 5.1.

Para el diseño del filtro real se regresa al Menú de la Fig. 5.5, donde se elige determinar la función de transferencia real de los filtros que se muestran en la Fig. 5.8, para ello es necesario ingresar el valor de la resistencia  $R_s$ , guardar el valor y calcular las funciones de transferencia. Una vez calculadas de acuerdo con las especificaciones ingresadas, estas pueden cambiar o modificar el orden si el filtro no se puede diseñar directamente. Como es el caso en el que, con las especificaciones dadas el orden resulta ser par, que es el que se presentó, por lo tanto el orden del filtro cambio de 6 a 7, por ende el polinomio del denominador de las funciones de transferencia es de orden 7.

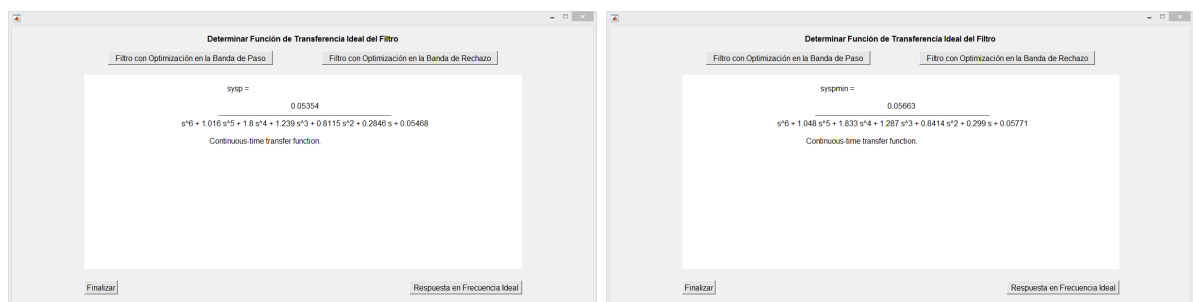
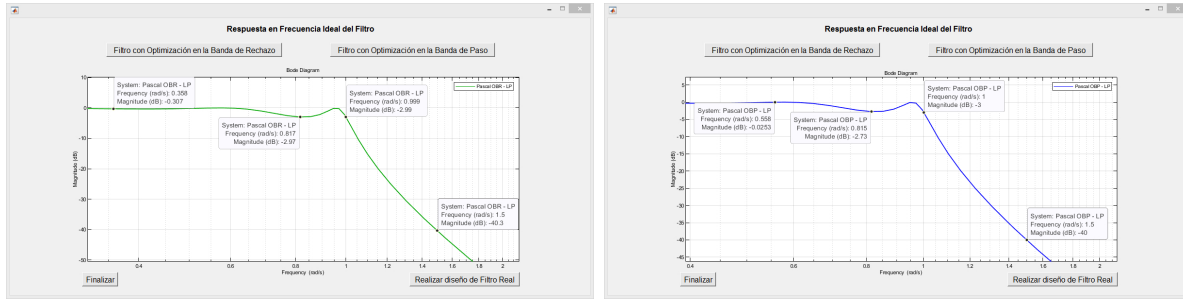


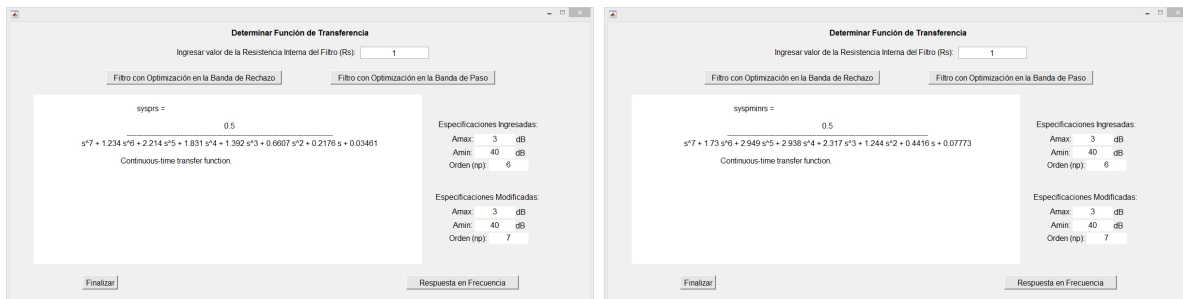
Figura 5.6: Función de Transferencia Ideal del Filtro Pascal Pasa Bajas



(a) Filtro Pascal con Optimización en la BR

(b) Filtro Pascal con Optimización en la BP

Figura 5.7: Respuesta en Frecuencia Ideal del Filtro Pascal Pasa Bajas

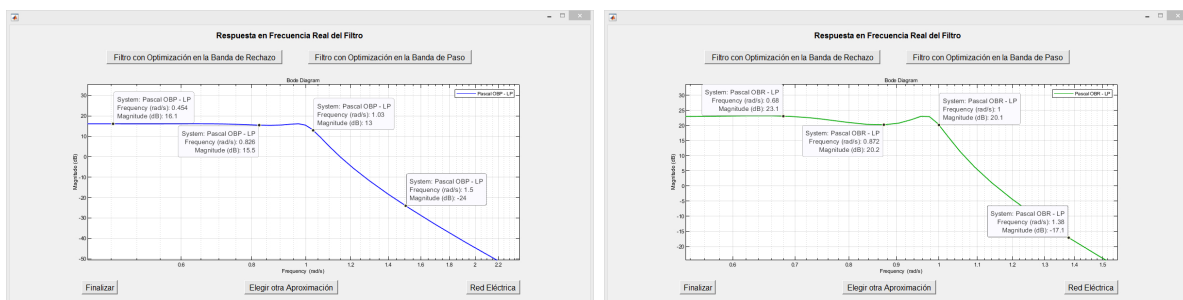


(a) Filtro Pascal con Optimización en la BR

(b) Filtro Pascal con Optimización en la BP

Figura 5.8: Función de Transferencia Real del Filtro Pascal Pasa Bajas

Una vez calculadas las funciones de transferencia se determinan las respuestas en frecuencia de los filtros que se muestran en la Fig. 5.9, donde se verifican si se cumplen las especificaciones de diseño, colocando cursores en la caída de 3 dB, en la atenuación de 40 dB y demostrando que el rizo es aproximadamente 1 dB. Posteriormente se obtienen las redes eléctricas de cada una de las variantes de Pascal, en dos distintas configuraciones, para la optimización en la banda de paso se muestran las redes en la Fig. 5.11, y para las de banda de rechazo, en la Fig. 5.12. Estas redes obtenidas son similares a las que se obtienen en la Tesis de G. Kasapoglou [19] que se muestra en la Fig. 5.10, se puede observar que los valores de los elementos son similares a los determinados con la herramienta SAFIMAM para el Filtro de Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo.



(a) Filtro Pascal con OBP

(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.9: Respuesta en Frecuencia Real del Filtro Pascal

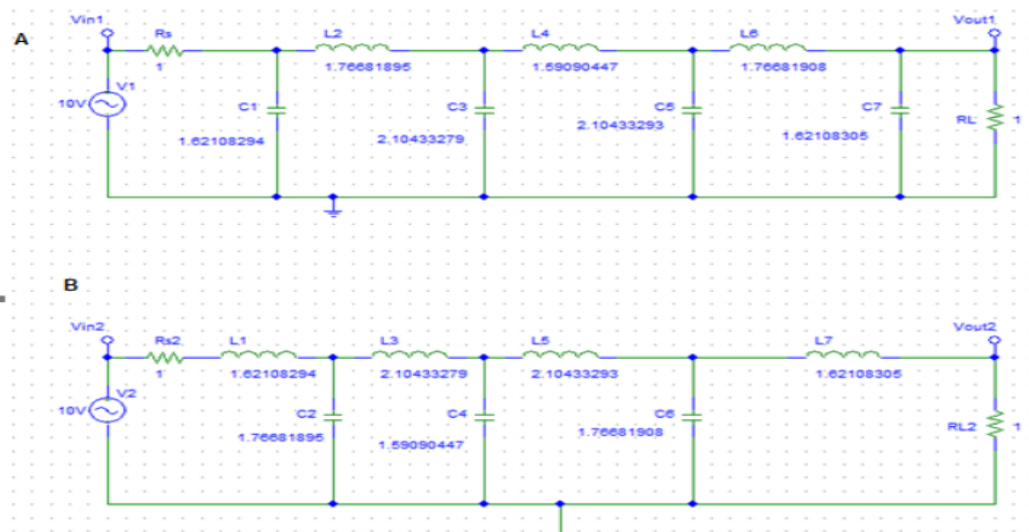
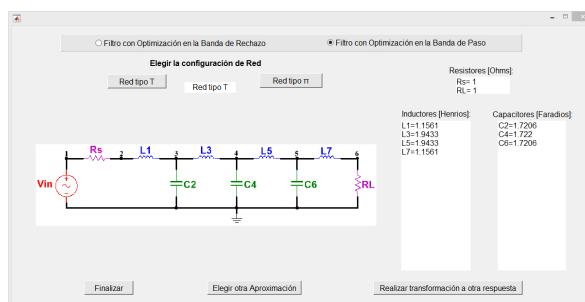
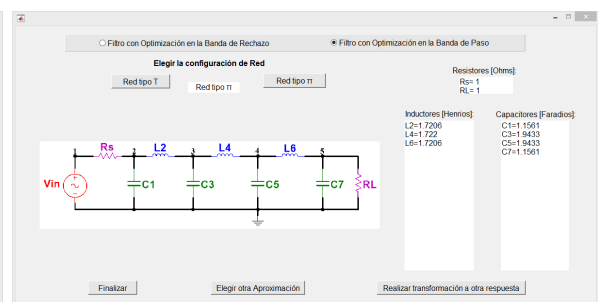


Figura 5.10: Redes Eléctricas de Filtro Pasa Bajas Pascal de [19]

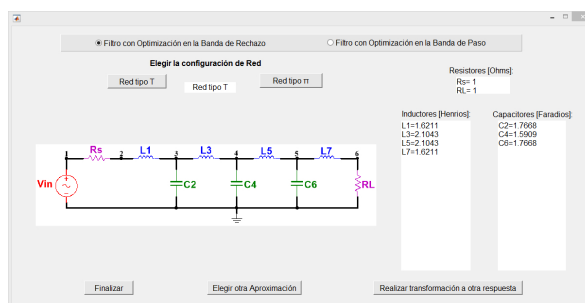


(a) Red Eléctrica tipo T

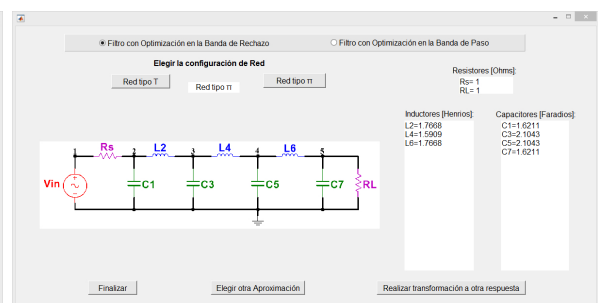


(b) Red Eléctrica tipo  $\pi$

Figura 5.11: Redes Eléctricas del Filtro Pascal Pasa Bajas con OBP

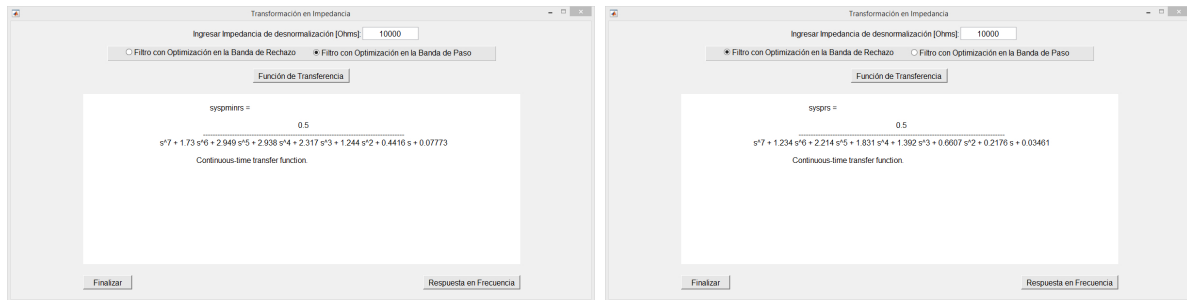


(a) Red Eléctrica tipo T



(b) Red Eléctrica tipo  $\pi$

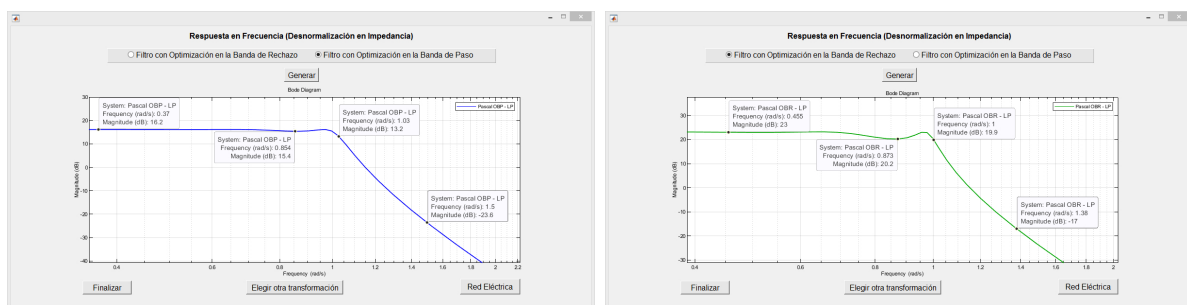
Figura 5.12: Redes Eléctricas del Filtro Pascal Pasa Bajas con OBR



(a) Filtro Pascal OBP

(b) Filtro Pascal OBR

Figura 5.13: Función de Transferencia de Filtro Pascal con desnormalización en Impedancia.



(a) Filtro Pascal OBP

(b) Filtro Pascal OBR

Figura 5.14: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal con desnormalización en Impedancia.

Una vez obtenidas las redes eléctricas de los filtros se procede a realizar la transformación de estos a las demás respuestas, esto se puede elegir en el Menú de la Fig. 4.72.

### Transformación en Impedancia del Filtro Pascal Pasa Bajas

La transformación en Impedancia del Filtro Pasa Bajas Pascal se muestra en la Fig. 5.13, esta transformación en este caso se realiza a  $10\text{K } \Omega$ , y las funciones de transferencia se obtienen para ambas variantes del filtro, posteriormente se puede visualizar la respuesta en frecuencia de estas en la Fig. 5.14 donde se puede observar que se cumplen las especificaciones de diseño, por ello se colocan los cursores para demostrar la frecuencia de corte de  $1 \text{ rad/seg}$  en la caída de  $3 \text{ dB}$ , la atenuación de  $40 \text{ dB}$  y el rizo de aproximadamente  $1 \text{ dB}$  en la banda de Paso.

Las redes eléctricas de los filtros desnormalizados en impedancia se muestran en las Fig. 5.15 para el filtro con optimización en la Banda de Paso y 5.16 para el filtro con optimización en la Banda de Rechazo.

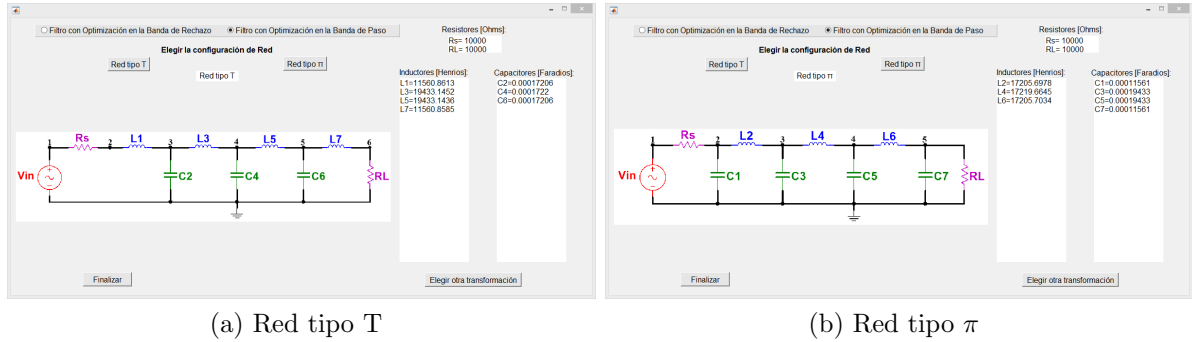


Figura 5.15: Red Eléctrica del Filtro Pascal con OBP desnormalizado en Impedancia.

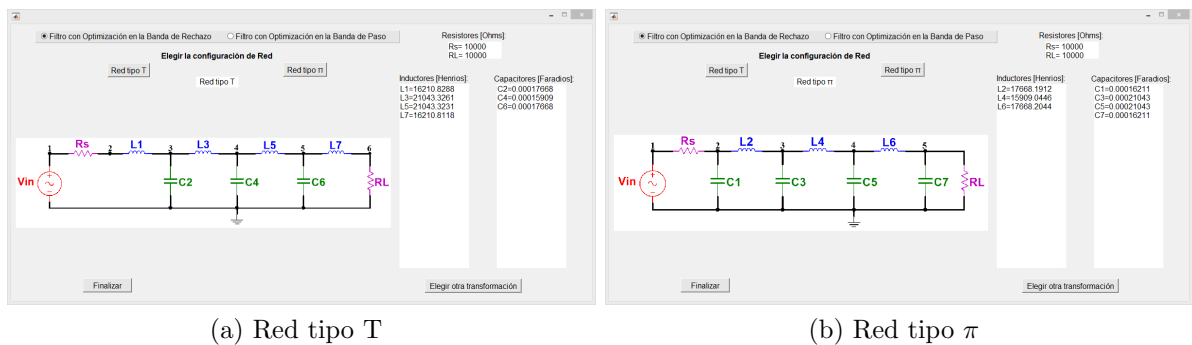
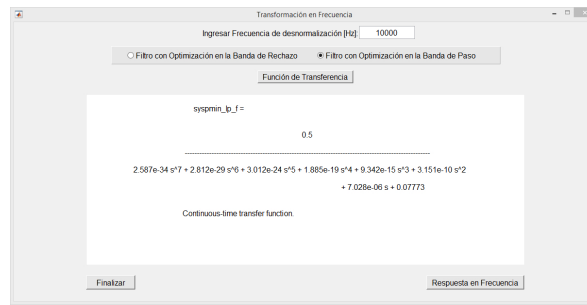


Figura 5.16: Red Eléctrica del Filtro Pascal con OBR desnormalizado en Impedancia.

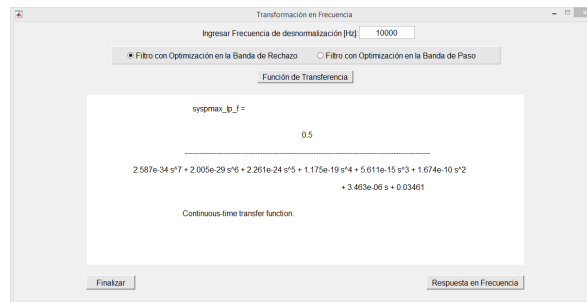
### Transformación en Frecuencia del Filtro Pascal Pasa Bajas

La transformación en Frecuencia del Filtro Pasa Bajas Pascal se muestra en la Fig. 5.17, esta transformación en este caso se realiza a 10K Hz, y las funciones de transferencia se obtienen para ambas variantes del filtro, posteriormente se puede visualizar la respuesta en frecuencia de estas en la Fig. 5.18 donde se puede observar que se cumplen las especificaciones de diseño, por ello se colocan los cursores para demostrar la frecuencia de corte de 10K Hz en la caída de 3 dB, la atenuación de 40 dB en aproximadamente 15K Hz y el rizo de 1 dB en la banda de Paso.

Las redes eléctricas de los filtros desnormalizados en frecuencia se muestran en las Fig. 5.19 para el filtro con optimización en la Banda de Paso y 5.20 para el filtro con optimización en la Banda de Rechazo.

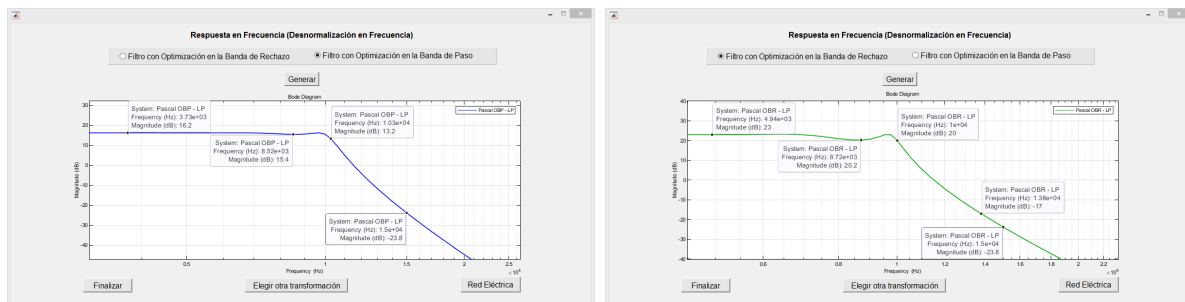


(a) Filtro Pascal con OBP



(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.17: Función de Transferencia del Filtro Pascal desnormalizado en Frecuencia.

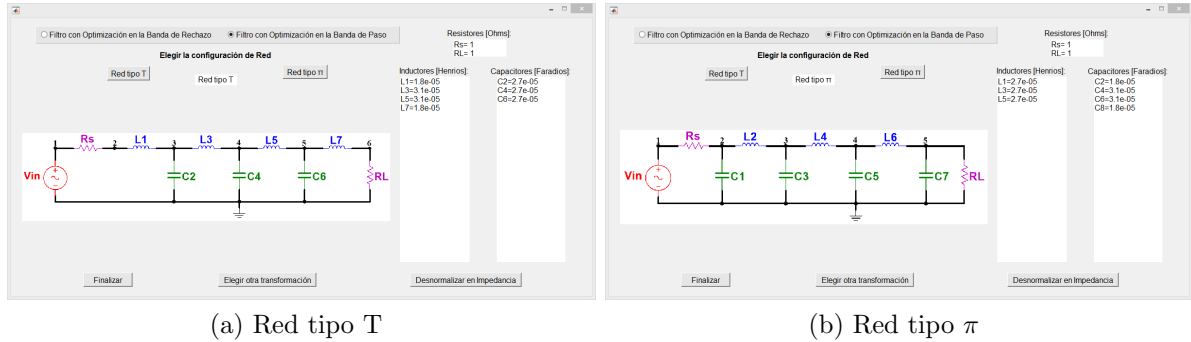


(a) Filtro Pascal con OBP

(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.18: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pascal desnormalizado en Frecuencia.

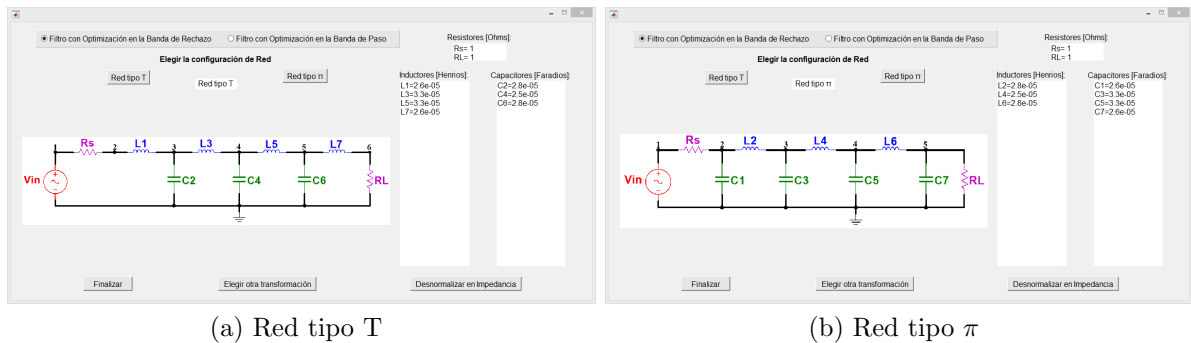
Una vez obtenidas las redes eléctricas se puede realizar la transformación en Impedancia del Filtro, ingresándose así la impedancia de desnormalización de  $100 \Omega$  como se muestra en la Fig. 5.21, para después determinar la función de transferencia desnormalizada en Impedancia. Cabe mencionar que la respuesta en frecuencia y la función de transferencia no se modifican ya que simplemente se realiza un escalado de estas funciones, por lo tanto, la respuesta en frecuencia de la desnormalización en impedancia serán las mismas de la Fig. 5.18, lo que si cambian son los valores de los elementos de las redes eléctricas como se muestran en las Fig. 5.22 para el filtro pascal con OBP y Fig.5.23 para el filtro pascal con OBR.



(a) Red tipo T

(b) Red tipo  $\pi$

Figura 5.19: Red eléctrica del Filtro Pascal con OBP desnormalizado en Frecuencia.



(a) Red tipo T

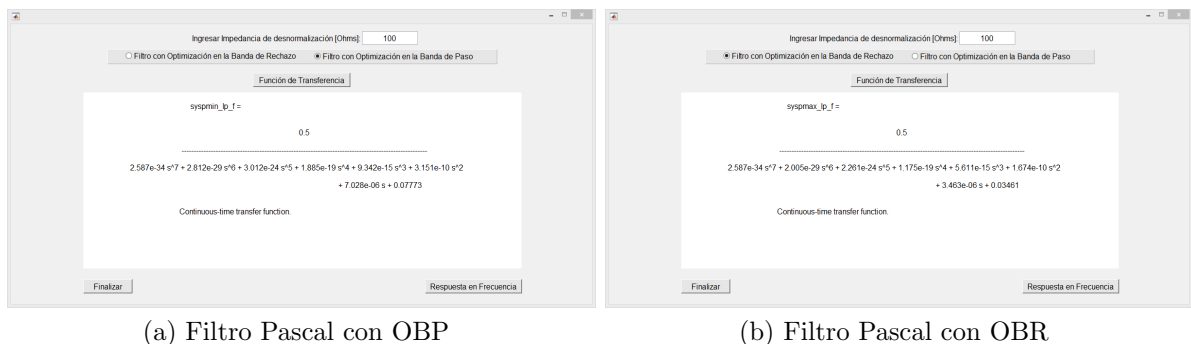
(b) Red tipo  $\pi$

Figura 5.20: Red eléctrica del Filtro Pascal con OBR desnormalizado en Frecuencia.

### Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajas a Pasa Altas

La transformación del Filtro Pasa Bajas Pascal a Pasa Altas se muestra en la Fig. 5.24, esta transformación se realiza a 10K Hz, y las funciones de transferencia se obtienen para ambas variantes del filtro, posteriormente se puede visualizar la respuesta en frecuencia de estas en la Fig. 5.25 donde se puede observar que se cumplen las especificaciones de diseño, por ello se colocan los cursores para demostrar la frecuencia de corte de 10K Hz en la caída de 3 dB, la atenuación de 40 dB en aproximadamente 15K Hz y el rizo de 1 dB en la banda de Paso.

Las redes eléctricas de los filtros Pasa Altas se muestran en las Fig. 5.26 para el



(a) Filtro Pascal con OBP

(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.21: Función de Transferencia desnormalizada en Impedancia.

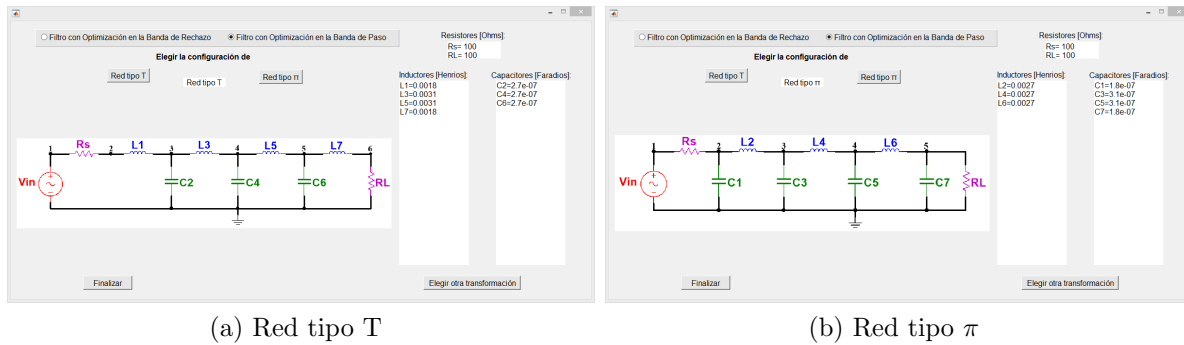


Figura 5.22: Red eléctrica del Filtro Pascal con OBP desnormalizado en Impedancia.

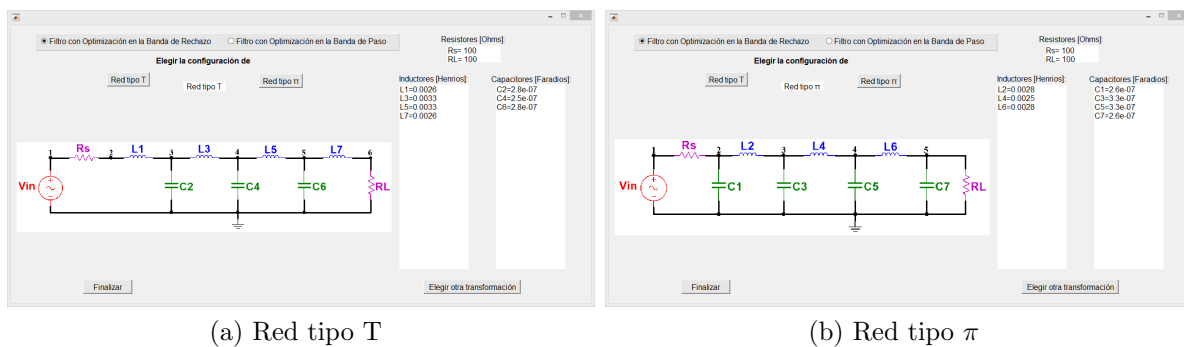


Figura 5.23: Red eléctrica del Filtro Pascal con OBR desnormalizado en Impedancia.

filtro con optimización en la Banda de Paso y 5.27 para el filtro con optimización en la Banda de Rechazo.

Una vez obtenidas las redes eléctricas se puede realizar la transformación en Impedancia del filtro, ingresándose así la impedancia de desnormalización de  $10K \Omega$  como se muestra en la Fig. 5.28, para después determinar las respuestas en frecuencia desnormalizadas en Impedancia que resultaran las mismas de la Fig. 5.25, lo único que cambiaran son los valores de los elementos de las redes eléctricas como se muestran en las Fig. 5.29 para el filtro pascal con OBP y Fig.5.30 para el filtro pascal con OBR.

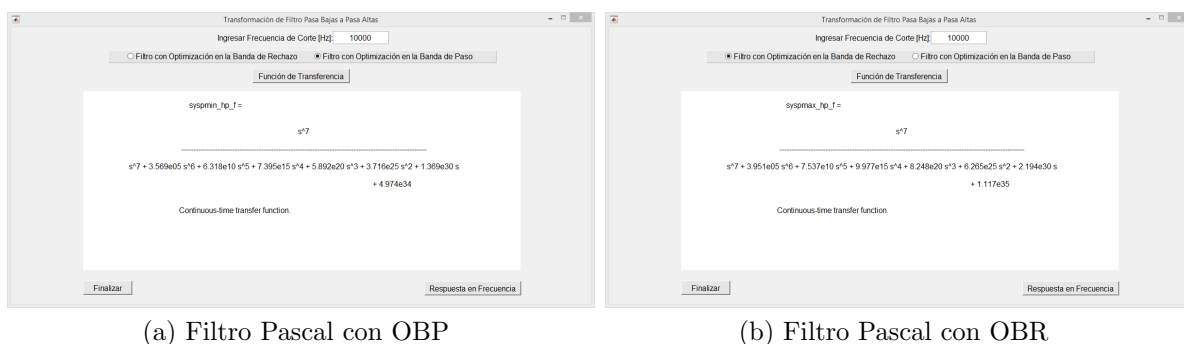
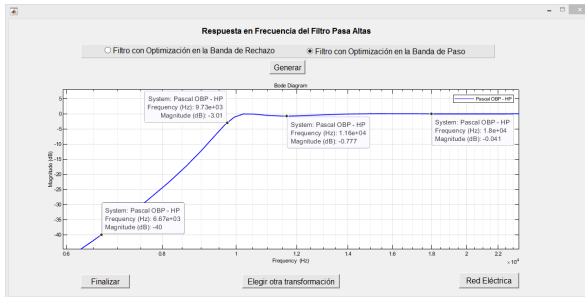
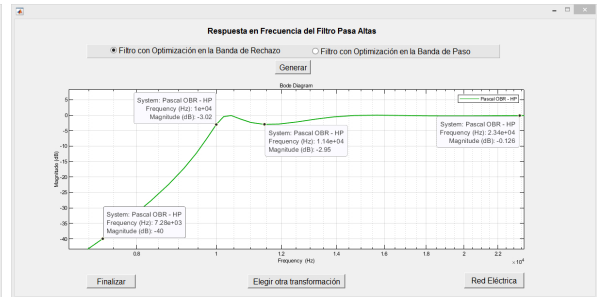


Figura 5.24: Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Altas Pascal.

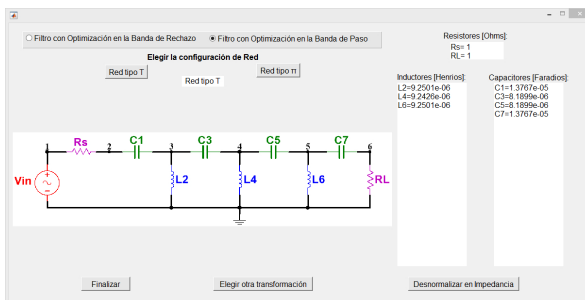


(a) Filtro Pascal con OBP

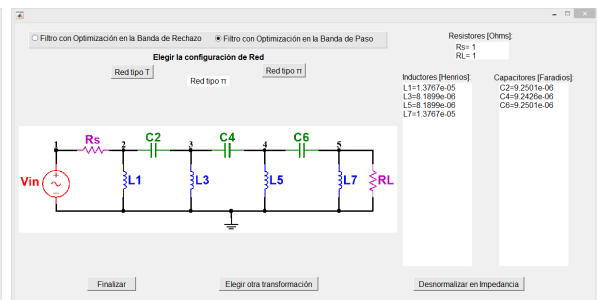


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.25: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasa Altas Pascal.

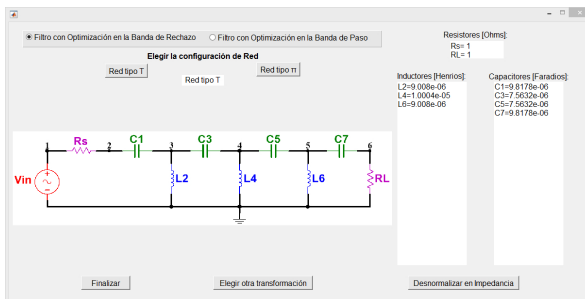


(a) Red tipo T

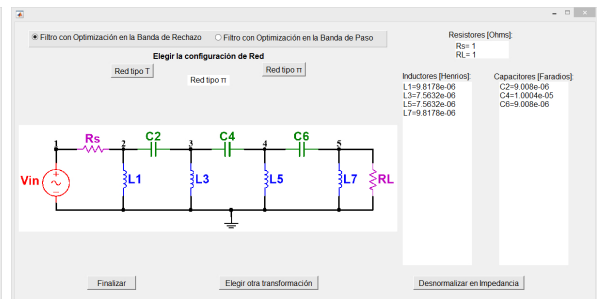


(b) Red tipo π

Figura 5.26: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBP.

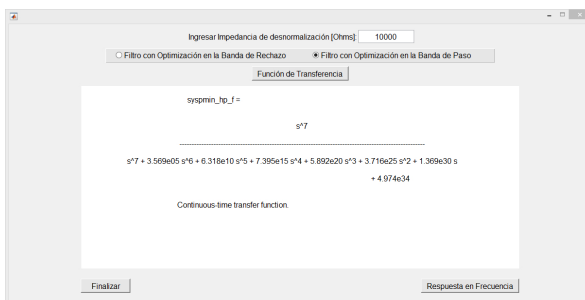


(a) Red tipo T

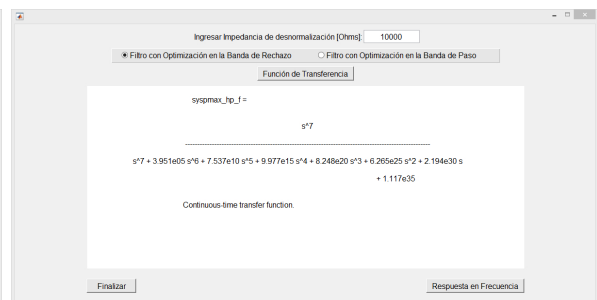


(b) Red tipo π

Figura 5.27: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBR.

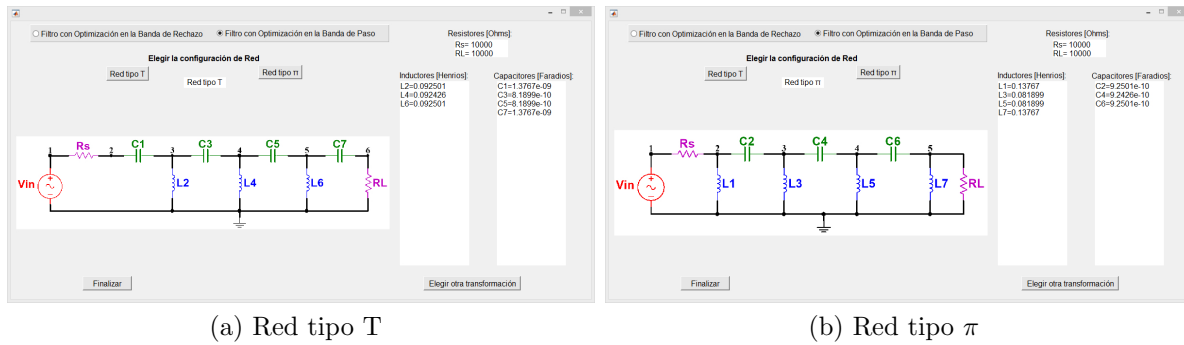


(a) Filtro Pascal con OBP



(b) Filtro Pascal con OBR

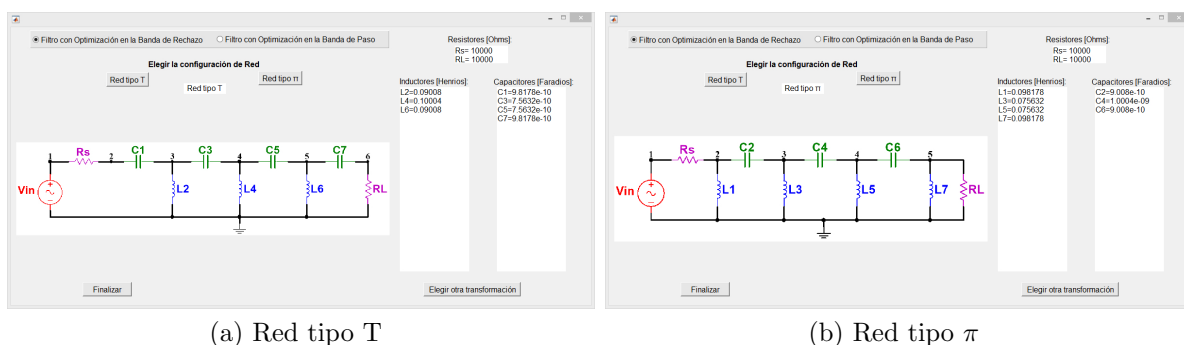
Figura 5.28: Función de Transferencia Pasa Altas Pascal desnormalizado en Impedancia.



(a) Red tipo T

(b) Red tipo  $\pi$

Figura 5.29: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBP desnormalizado en Impedancia.



(a) Red tipo T

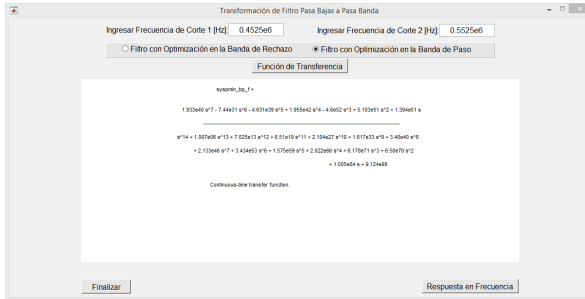
(b) Red tipo  $\pi$

Figura 5.30: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Altas con OBR desnormalizado en Impedancia.

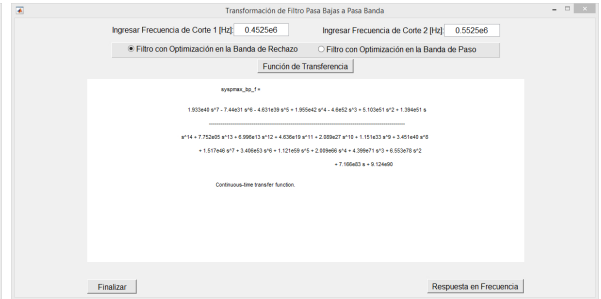
### Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajos a Pasa Banda

La transformación del Filtro Pasa Bajos Pascal a Pasa Banda se realiza con las frecuencias indicadas en [19], con  $f_{c1} = 0,4525 \times 10^6$  y  $f_{c2} = 0,5525 \times 10^6$  como se muestra en la Fig. 5.31, las funciones de transferencia se obtienen para ambas variantes del filtro, posteriormente se puede visualizar la respuesta en frecuencia de estas en la Fig. 5.32 donde se puede observar que se cumplen las especificaciones de diseño, por ello se colocan los cursores para demostrar que las frecuencias de corte son correctas o aproximadas, así como la frecuencia central en 502.5K Hz, la atenuación de 40 dB y el rizo de 1 dB en la banda de Paso.

Las redes eléctricas de los filtros Pasa Banda se muestran en las Fig. 5.33 para el filtro con optimización en la Banda de Paso y 5.34 para el filtro con optimización en la Banda de Rechazo.

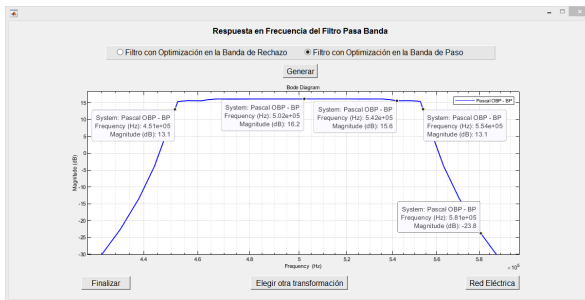


(a) Filtro Pascal con OBP

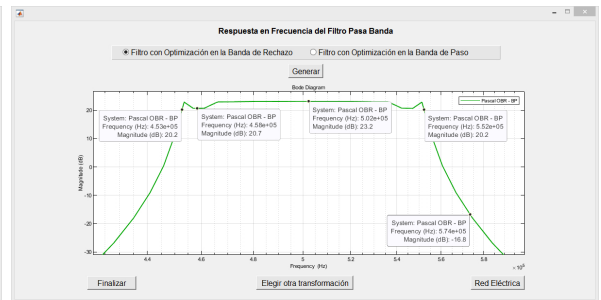


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.31: Transformación de Filtro Pasa Bajas a Pasa Banda Pascal.



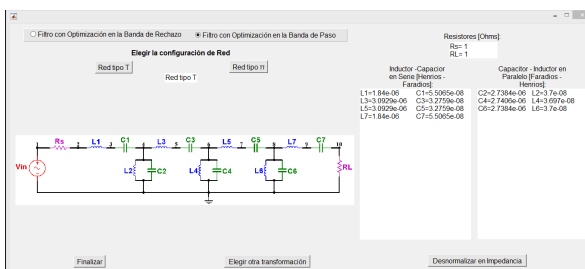
(a) Filtro Pascal con OBP



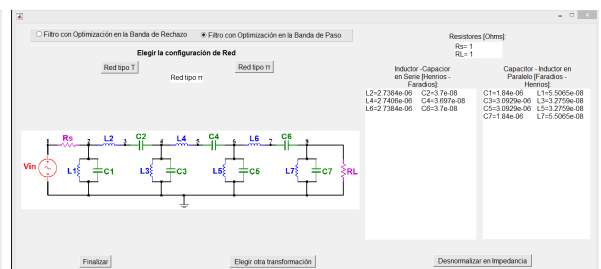
(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.32: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasa Banda Pascal.

Una vez obtenidas las redes eléctricas se puede realizar la transformación en Impedancia del Filtro, ingresándose así la impedancia de desnormalización de 10K  $\Omega$  como se muestra en la Fig. 5.35, para después determinar las respuestas en frecuencia desnormalizadas en Impedancia que resultaran las mismas de la Fig. 5.32, lo único que cambiarán son los valores de los elementos de las redes eléctricas como se muestran en las Fig. 5.36 para el filtro pascal con OBP y Fig.5.37 para el filtro pascal con OBR.



(a) Red tipo T



(b) Red tipo  $\pi$

Figura 5.33: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBP.

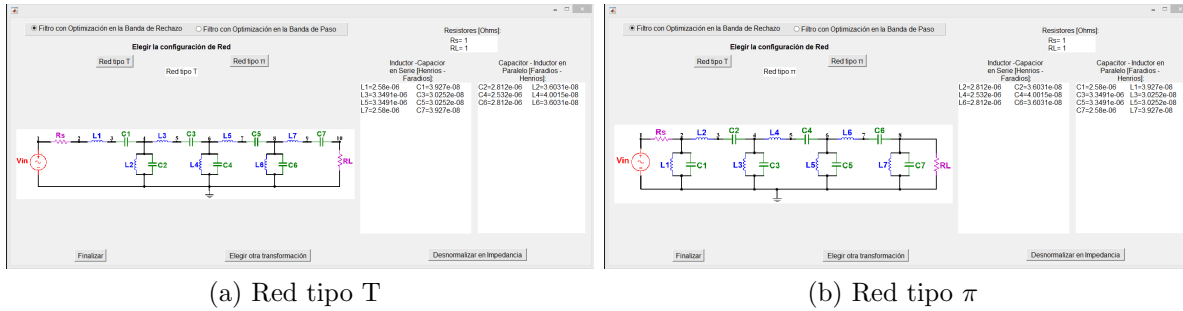


Figura 5.34: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBR.



Figura 5.35: Función de Transferencia Pasa Banda Pascal desnormalizado en Impedancia.

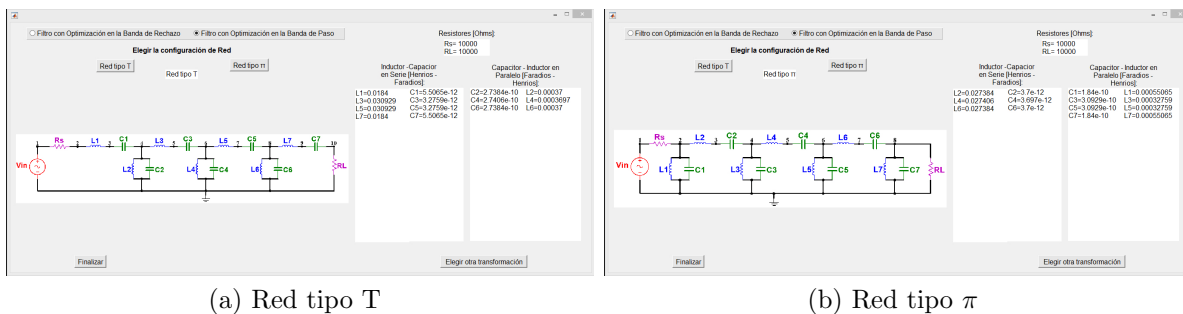


Figura 5.36: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBP desnormalizado en Impedancia.

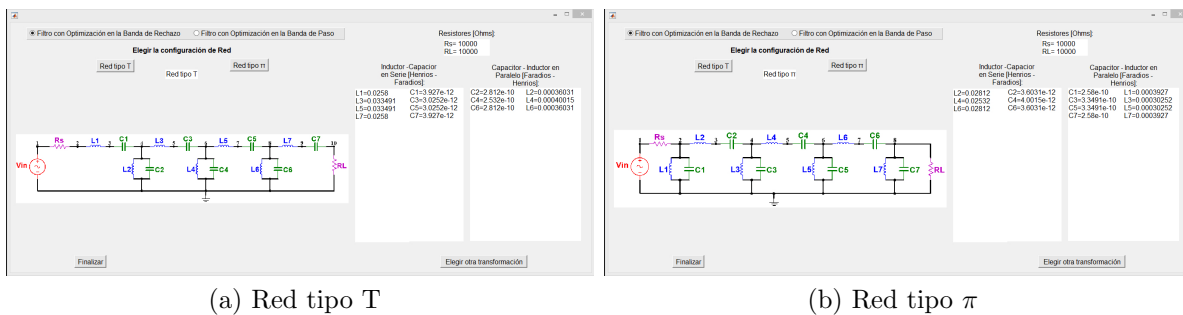
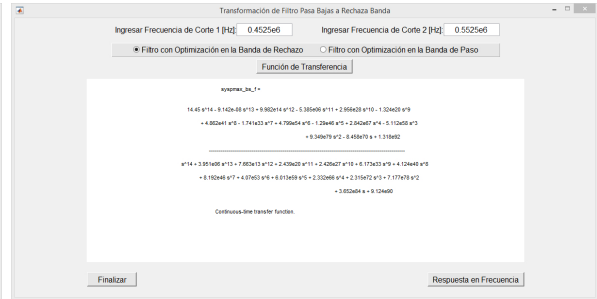


Figura 5.37: Red eléctrica del Filtro Pascal Pasa Banda con OBR desnormalizado en Impedancia.

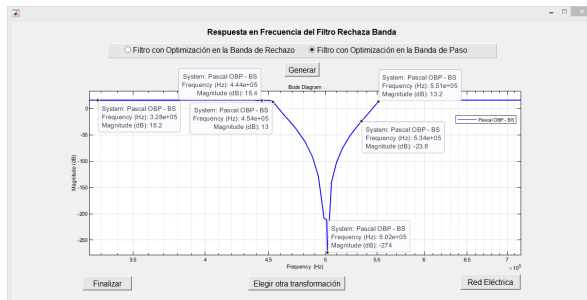


(a) Filtro Pascal con OBP

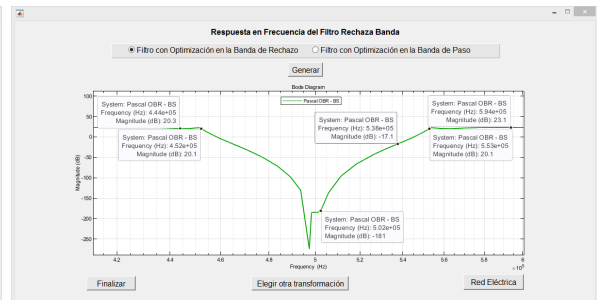


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.38: Transformación de Filtro Pasa Bajas a Rechaza Banda Pascal.



(a) Filtro Pascal con OBP



(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.39: Respuesta en Frecuencia del Filtro Rechaza Banda Pascal.

### Transformación del Filtro Pascal Pasa Bajas a Rechaza Banda

La transformación del Filtro Pasa Bajas Pascal a Rechaza Banda se realiza con las frecuencias indicadas en [19], con  $f_{C1} = 0,4525 \times 10^6$  y  $f_{C2} = 0,5525 \times 10^6$  como se muestra en la Fig. 5.38, las funciones de transferencia se obtienen para ambas variantes del filtro, posteriormente se puede visualizar la respuesta en frecuencia de estas en la Fig. 5.39 donde se puede observar que se cumplen las especificaciones de diseño, por ello se colocan los cursores para demostrar que las frecuencias de corte son correctas o aproximadas, así como la frecuencia central en 502.5K Hz, la atenuación de 40 dB y el rizo de 1 dB en la banda de Paso.

Las redes eléctricas de los filtros Rechaza Banda se muestran en las Fig. 5.40 para el filtro con optimización en la Banda de Paso y 5.41 para el filtro con optimización en la Banda de Rechazo.

Una vez obtenidas las redes eléctricas se puede realizar la transformación en Impedancia del Filtro, ingresándose así la impedancia de desnormalización de 10K  $\Omega$  como se muestra en la Fig. 5.42, para después determinar las respuestas en frecuencia desnormalizadas en Impedancia que resultaran las mismas de la Fig. 5.39, lo único que cambiaran son los valores de los elementos de las redes eléctricas como se muestran en las Fig. 5.43 para el filtro pascal con OBP y Fig.5.44 para el filtro pascal con OBR.

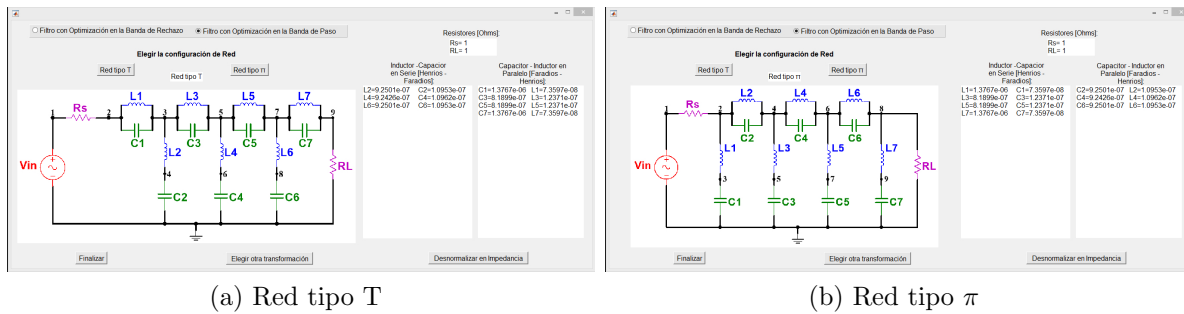


Figura 5.40: Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBP.

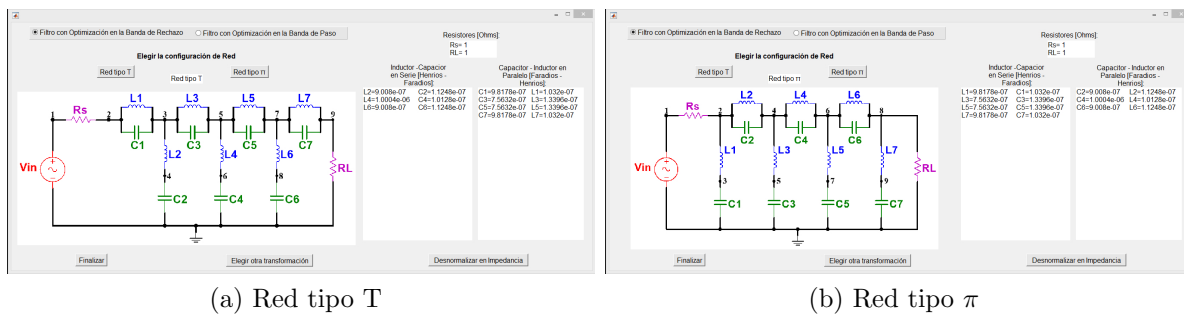


Figura 5.41: Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBR.



Figura 5.42: Función de Transferencia Rechaza Banda Pascal desnormalizado en Impedancia.

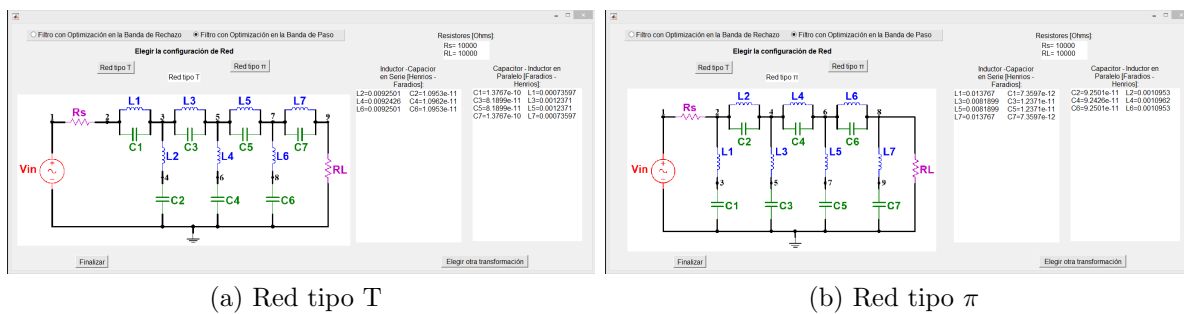


Figura 5.43: Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBP desnormalizado en Impedancia.

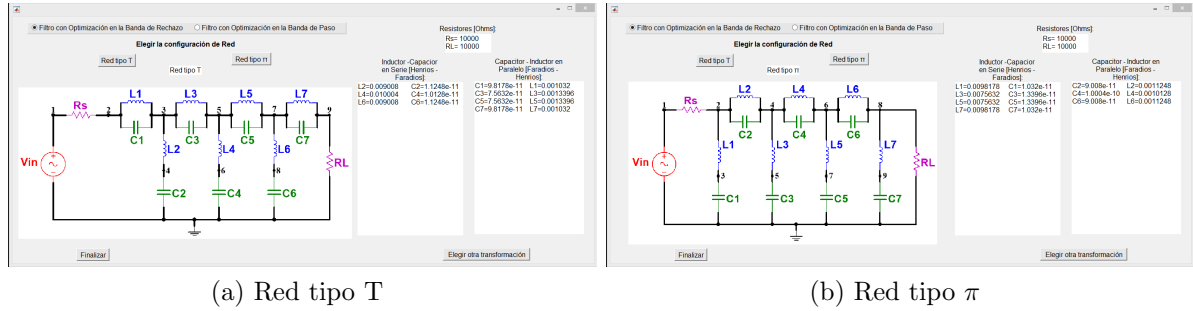


Figura 5.44: Red eléctrica del Filtro Pascal Rechaza Banda con OBR desnormalizado en Impedancia.

Como se pudo observar para todas las transformaciones realizadas del filtro Pascal en sus dos variantes las especificaciones de diseño se cumplen, lo que nos lleva a concluir que la herramienta realiza el proceso de síntesis correctamente, por lo que las redes eléctricas obtenidas al realizarlas físicamente deberían proporcionar las respuestas en frecuencia deseadas, respetando las frecuencias de corte indicadas durante el diseño.

### 5.1.2. Diseño de Filtros Pascal Pasa Bajas con restricciones de $R_S$ para Filtros de Orden Par

Para el caso donde se consideran las restricciones que traen consigo el diseño de filtros de orden par se utiliza el código mostrado en el apéndice C5, donde después de ingresar las especificaciones de diseño, se requiere el valor de la resistencia interna de la red eléctrica y este valor puede representar un problema para el caso del diseño de filtros Pascal de orden par, porque en algunas ocasiones el filtro no se podrá diseñar directamente ya que la atenuación máxima que presentara estará por debajo de la atenuación de referencia a frecuencia cero por lo que se registraran valores negativos, que representan problemas de interpretación al realizar el diseño físico.

Cuando el filtro es de orden par se presentan tres escenarios principales junto con sus soluciones;

- El primer escenario es cuando  $R_S = R_L$  el filtro no se puede diseñar directamente por lo tanto se incrementa el orden al siguiente orden impar.
- El segundo escenario es que  $R_S \neq R_L$  donde primeramente se determina el rango de valores de resistencias internas para los cuales el filtro no es realizable, si el  $R_S$  ingresado esta fuera de este rango el filtro se puede diseñar directamente.
- El tercer escenario es cuando este valor de  $R_S$  está dentro del rango, para ello se determinan dos variables principales, la atenuación máxima más baja y la atenuación mínima más baja.
  - Si el rizo es mayor a la atenuación máxima más baja, y la atenuación mínima más baja es mayor a la atenuación de la especificación de diseño, el filtro se podrá diseñar utilizando estas dos atenuaciones calculadas como el nuevo rizo y la nueva atenuación.

- Otro caso dentro de este escenario es si la atenuación máxima más baja es mayor que el rizo; el filtro no se podrá diseñar directamente por lo tanto se incrementará el orden del filtro al orden impar próximo.
- Finalmente el último caso es que el rizo y la atenuación sean mayores a la atenuación máxima y mínima más baja respectivamente, el filtro no se podrá diseñar por lo tanto se incrementará el orden.

Para poder visualizar cada uno de estos escenarios planteados, se propone otro ejemplo para las especificaciones siguientes: rizo de 1 dB, atenuación 30 dB, frecuencia de la banda de paso 1 rad/seg y frecuencia de la banda de rechazo de 2.2 rad/seg. Donde resulta un orden de filtro par  $np = 4$  al ingresar las especificaciones a la herramienta SAFIMAM como se muestra en la Fig. 5.45.

Figura 5.45: Orden del Filtro Pascal.

A continuación se realiza la comparación de la respuesta del filtro Pascal Pasa Bajas de Orden 4 con los demás métodos de aproximación, en la Fig. 5.46 se indican con cursores la caída de 3 dB del filtro para observar la frecuencia de corte del caso normalizado de 1 rad/seg, al igual que la atenuación de 30 dB en la frecuencia de 2.2 rad/seg de la relación de transición y de igual forma se puede observar que el rizo de los filtros en la banda de paso, para algunos es aproximadamente 1 dB.

En la Fig. 5.47 se grafica la comparación de las respuestas Pasa Bajas de los Filtros Pascal con OBP y OBR, junto con la respuesta de Chebyshev I, donde se puede observar que la respuesta de Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo se sobrepone a Chebyshev I, teniendo así una respuesta similar, por lo que el orden de los filtros son iguales, y por otro lado la respuesta de Pascal con Optimización en la Banda de Paso presenta ventaja sobre estas dos, ya que con un orden de filtro similar presenta un rizo más atenuado como se muestra en la Fig. 5.48.

Una vez realizadas las comparaciones de las Respuestas Pasa Bajas de los Filtros Pascal, se procede a determinar la función de Transferencia, para ello se necesita el valor de la resistencia interna de la Red, y con la finalidad de observar las soluciones que genera la herramienta SAFIMAM con el método de aproximación de Pascal para filtros de Orden Par y distintos valores de  $R_s$ , se hacen varios diseños de filtros pasa bajas iniciando con:

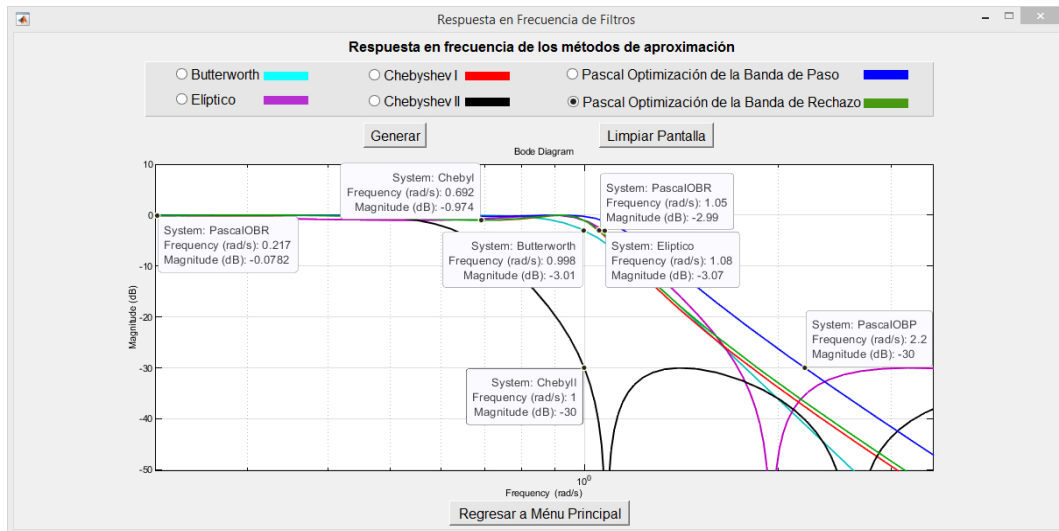


Figura 5.46: Respuesta en Frecuencia de los Filtros.

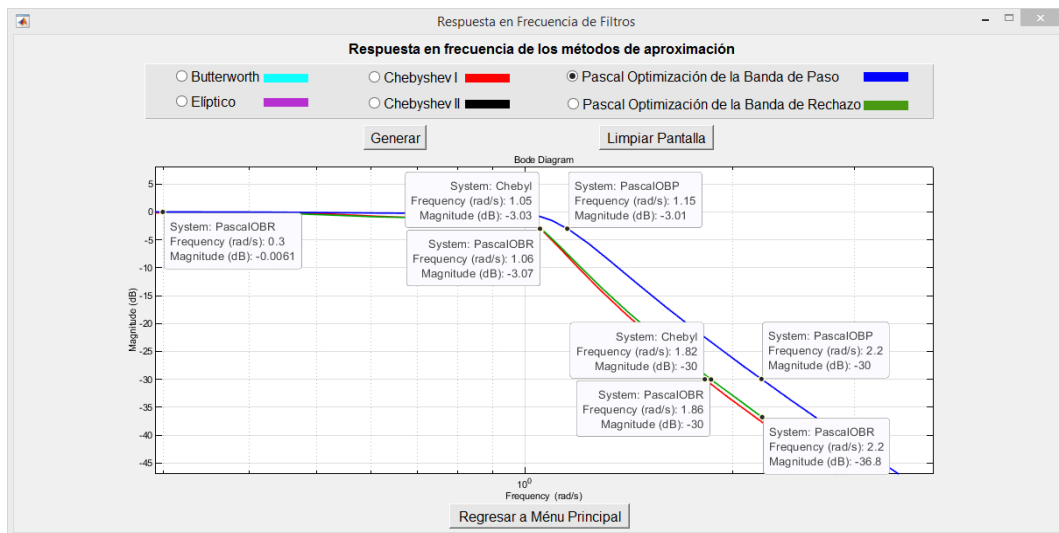


Figura 5.47: Comparación de Filtros Pascal con Chebyshev I.

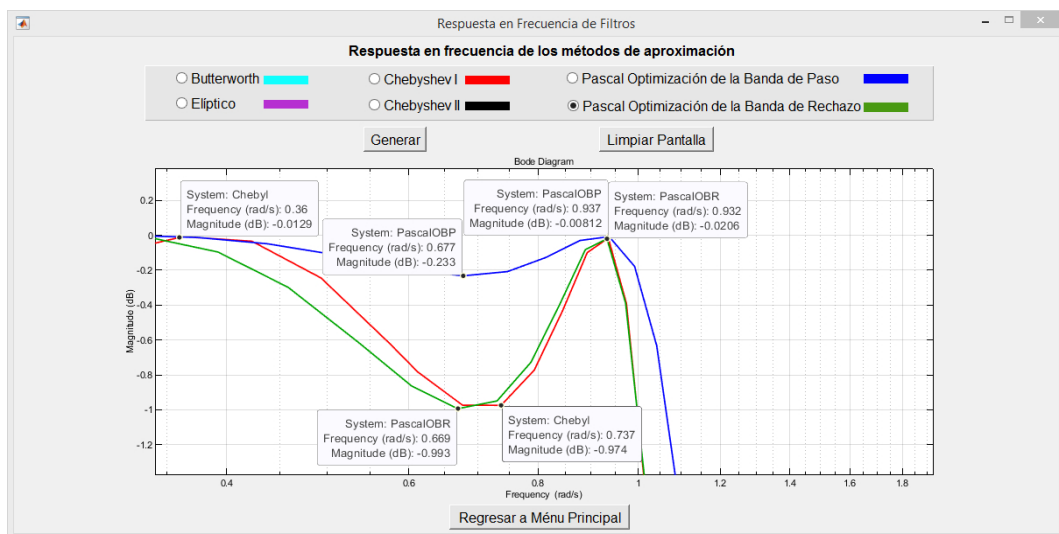


Figura 5.48: Rizo de la comparación de Filtros Pascal con Chebyshev I.

- Resultados para el caso en el que  $R_S = R_L = 1\Omega$ :

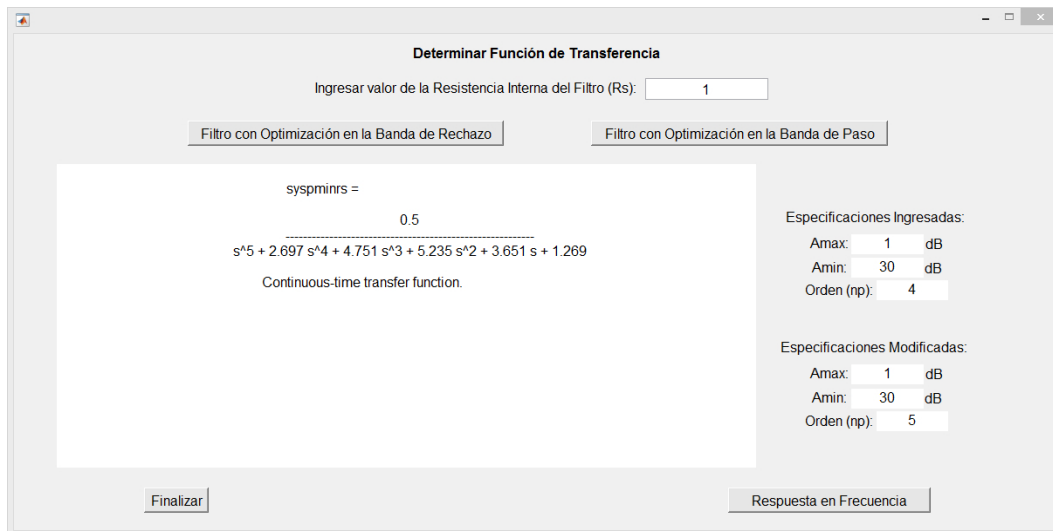


Figura 5.49: Incremento del Orden del Filtro y Función de Transferencia Pascal con Optimización en la Banda de Paso.

De acuerdo con el resultado obtenido en la Fig. 5.49 se determina que el orden del filtro es par, y por lo tanto como  $R_S = R_L$  el filtro no se puede diseñar directamente, y por esa razón se incrementa el orden del filtro, porque de no hacerlo la atenuación máxima se registrará por debajo de la atenuación efectiva a frecuencia cero.

Una vez realizado el ajuste del orden, se pueden determinar las funciones de transferencia que se muestran en la Fig. 5.49 para la Optimización en la Banda de Paso y Fig. 5.50 para el diseño del filtro con Optimización en la Banda de Rechazo.

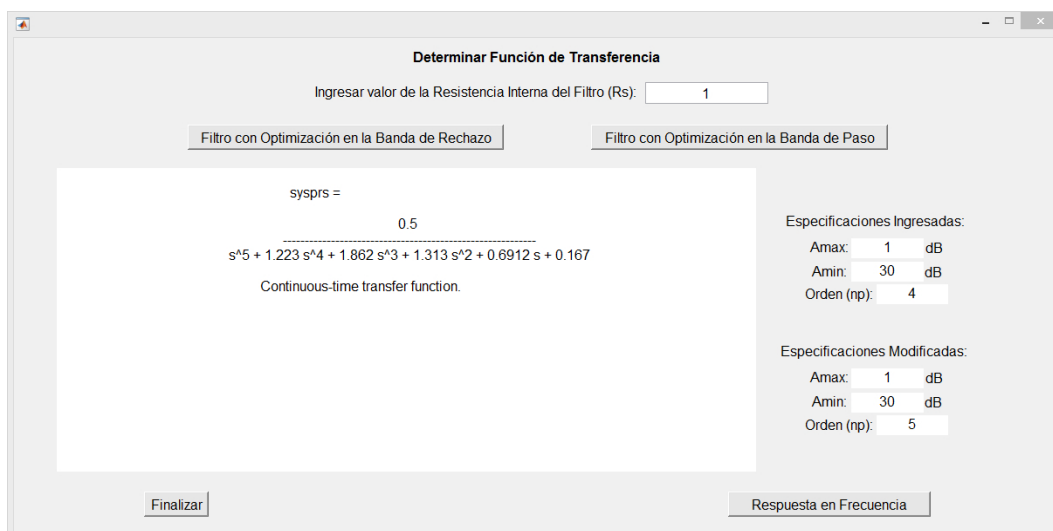
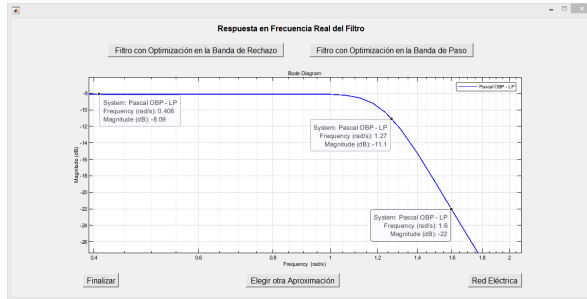
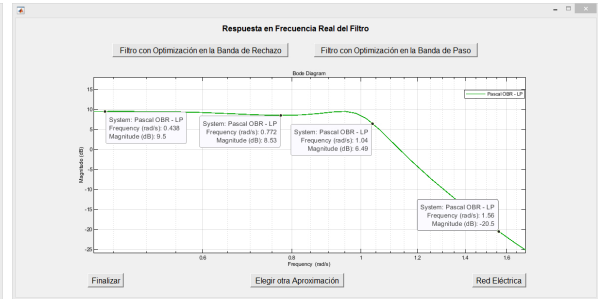


Figura 5.50: Función de Transferencia para la Optimización en la Banda de Rechazo.

Las respuestas en frecuencia de los filtros se pueden observar en la Fig. 5.51, donde se indican con cursores las especificaciones de diseño de rizo, atenuación y la caída de los 3 dB en 1 rad/seg, mismos que se cumplen. Además, se muestran las redes eléctricas en la Fig. 5.52, con configuración tipo  $\pi$ .

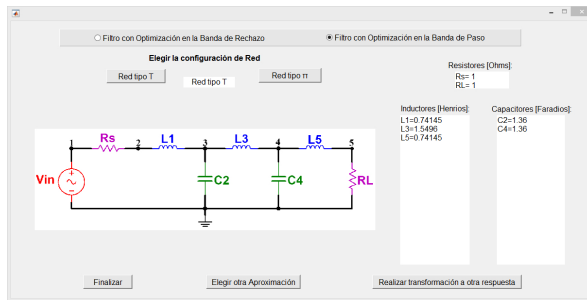


(a) Filtro Pascal con OBP

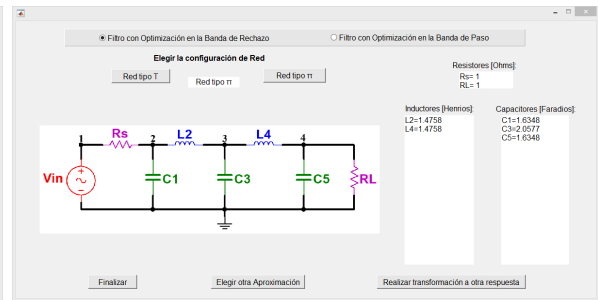


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.51: Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con  $R_S = R_L$ .



(a) Red tipo T para OBP



(b) Red tipo  $\pi$  para OBR

Figura 5.52: Red eléctrica del Filtro Pascal con  $R_S = R_L$ .

- Resultados para el caso en el que  $R_S \neq R_L$  con  $R_S = 1,2\Omega$ :

Como se puede observar en la Fig. 5.53 el valor de  $R_S$  utilizado está dentro del rango de valores para el cual el filtro no se puede diseñar directamente, por lo tanto, se debe determinar la atenuación mínima más baja y la atenuación máxima más baja.

Los valores de atenuaciones mínima y máxima más bajas, obtenidas en la Fig. 5.54, son menores al rizo y a la atenuación respectivamente, por lo tanto, el orden del filtro se incrementa en la Fig. 5.55 al orden impar próximo que es 5, y se determinan nuevamente las funciones de transferencia mostradas en las Fig. 5.55 para la OBP y en la Fig. 5.56 para la OBR.

Las respuestas en frecuencia de los filtros se pueden observar en la Fig. 5.57, donde se indican con cursores las especificaciones de diseño de rizo, atenuación y la caída de los 3 dB en 1 rad/seg, mismos que se cumplen. Además se muestran las redes eléctricas en la Fig. 5.58, con configuración tipo  $\pi$ .

```

RS =

    1.2000000000000000

RS1 =

    0.568410474171248

RS2 =

    1.759292000130744

No esta dentro del rango realizable

```

Figura 5.53: Rango de valores de  $R_S$  para el cual el filtro no es realizable.

```

amaxo =

    0.112901755442116

Asmx =

    26.795808831278109

```

Figura 5.54: Atenuación máxima y mínima más bajas.

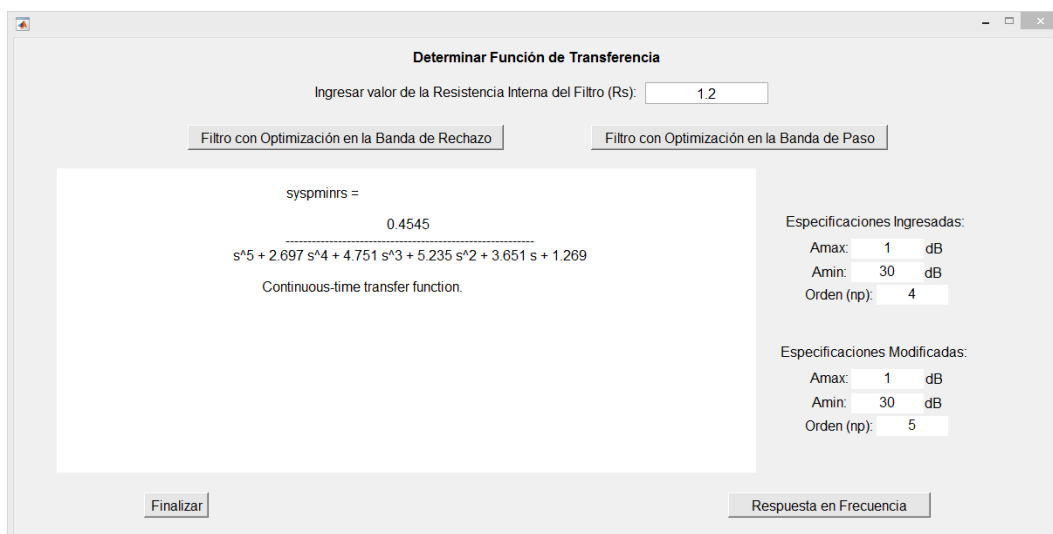


Figura 5.55: Función de Transferencia Pascal con OBP.

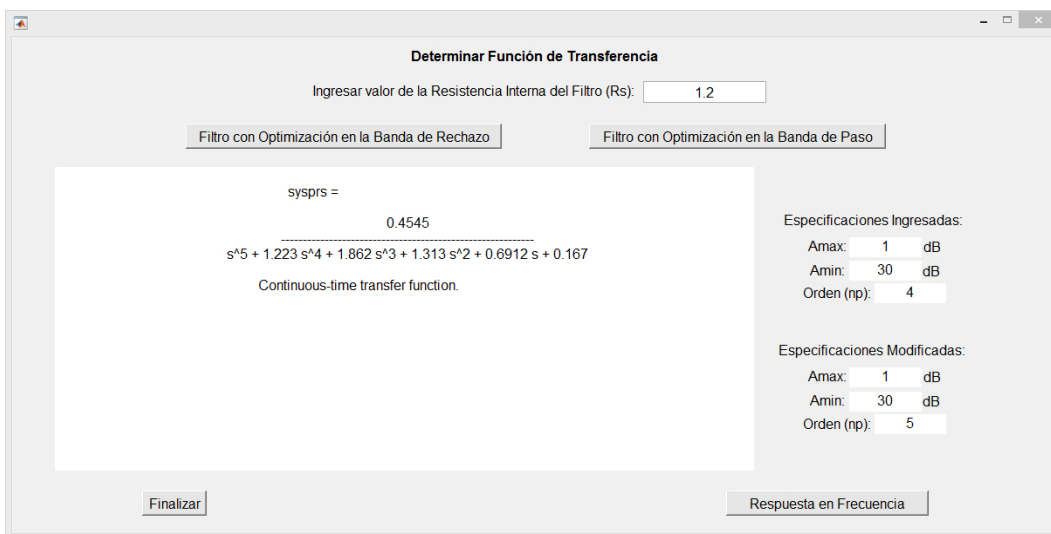
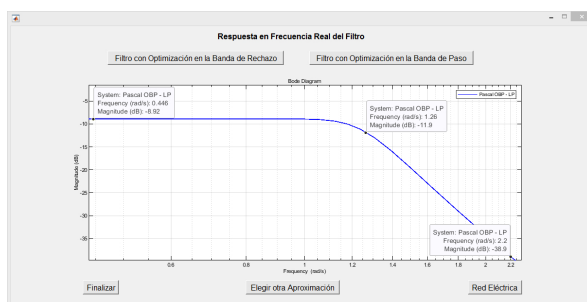
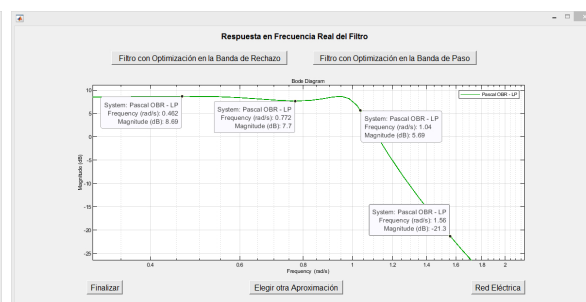


Figura 5.56: Función de Transferencia Pascal con OBR.

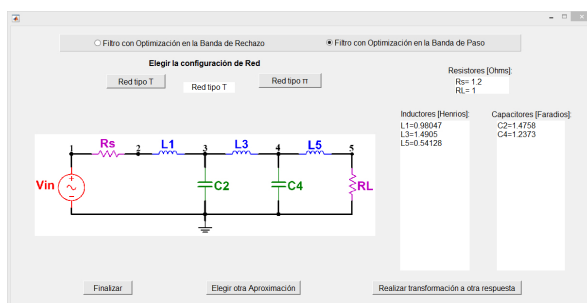


(a) Filtro Pascal con OBP

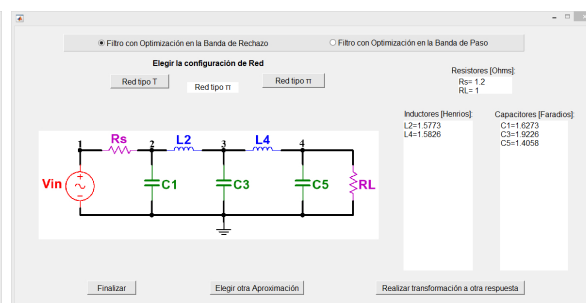


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.57: Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con  $R_S = 1,2 \neq R_L$ .



(a) Red tipo T para OBP



(b) Red tipo  $\pi$  para OBR

Figura 5.58: Red eléctrica del Filtro Pascal con  $R_S = 1,2 \neq R_L$ .

- Resultados para el caso en el que  $R_S \neq R_L$  con  $R_S = 1,6\Omega$ :

```

RS =
    1.6000000000000000

RS1 =
    0.568410474171248

RS2 =
    1.759292000130744

No esta dentro del rango realizable

```

Figura 5.59: Rango de valores de  $R_S$  para el cual el filtro no es realizable.

En este caso para el valor de  $R_S$  ingresado se determinó en la Fig. 5.59 que se encuentra dentro del rango no realizable, para ello se calcularon las atenuaciones más bajas mostradas en la Fig. 5.60 y resultó el caso en el que el rizo es mayor a la atenuación máxima más baja y la atenuación mínima más baja fue mayor a la atenuación, por esa razón, se tomaron estos nuevos valores de atenuación mas bajos como el nuevo rizo y atenuación para el diseño del filtro manteniendo el orden intacto, y las funciones de transferencia resultantes son las mostradas en la Fig. 5.61.

```

amaxo =
    0.710633558254454

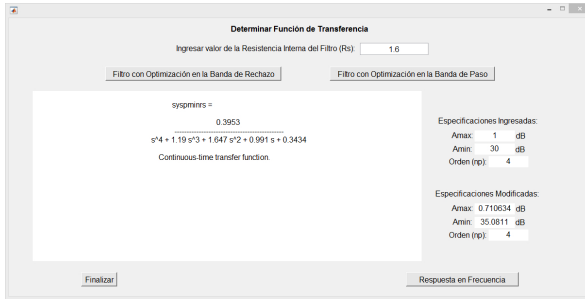
Asmx =
    35.081102750582453

amax =
    0.710633558254454

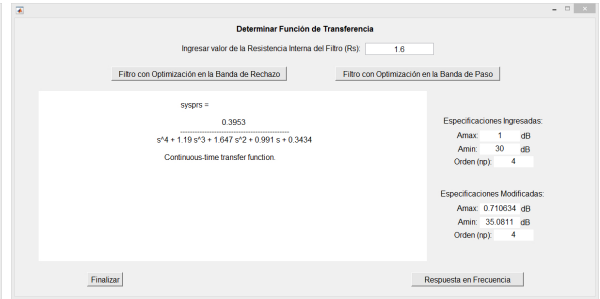
amin =
    35.081102750582453

```

Figura 5.60: Nuevos valores del rizo y atenuación.

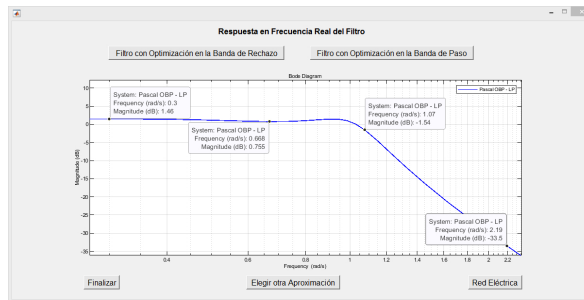


(a) Filtro Pascal con OBP

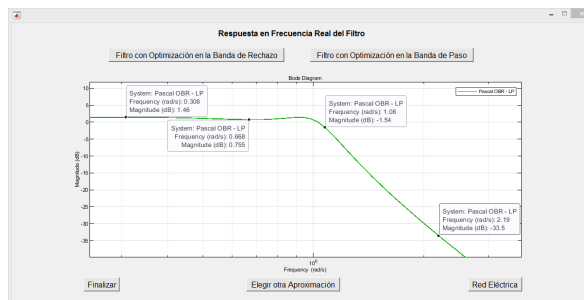


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.61: Funciones de Transferencia de Filtros Pascal con  $R_S = 1,6 \neq R_L$ .



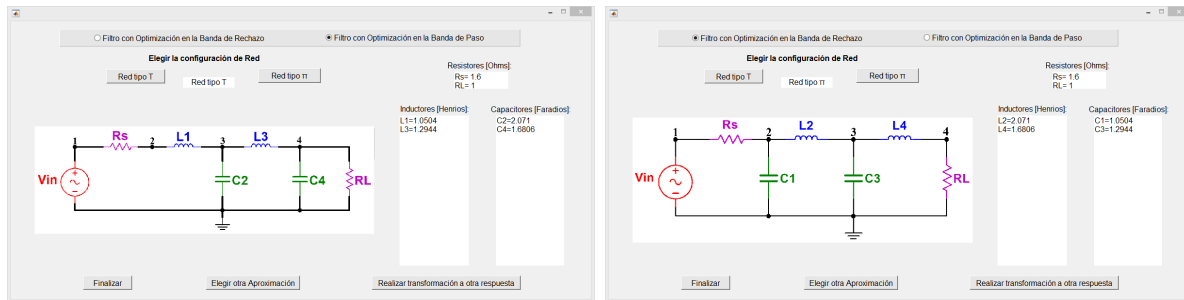
(a) Filtro Pascal con OBP



(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.62: Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con  $R_S = 1,6 \neq R_L$ .

Las respuestas en frecuencia de los filtros se pueden observar en la Fig. 5.62, donde se indican con cursores las especificaciones de diseño de rizo, atenuación y la caída de los 3 dB en 1 rad/seg, mismos que se cumplen. Además se muestran las redes eléctricas en la Fig. 5.63, con configuración tipo  $\pi$ .



(a) Red tipo T para OBP

(b) Red tipo  $\pi$  para OBR

Figura 5.63: Red eléctrica del Filtro Pascal con  $R_S = 1,6 \neq R_L$ .

- Resultados para el caso en el que  $R_S \neq R_L$  con  $R_S = 2,2\Omega$ :

Como se observa ahora en la Fig. 5.64,  $R_S$  esta fuera del rango de valores para el cual el filtro no se puede diseñar directamente, por lo tanto, los parámetros de diseño se mantienen al igual que el orden del filtro como se muestra en la Fig. 5.65, y posteriormente con estos parámetros se determinan las funciones de transferencia mostrados en la misma figura.

```

RS =

    2.2000000000000000

RS1 =

    0.568410474171248

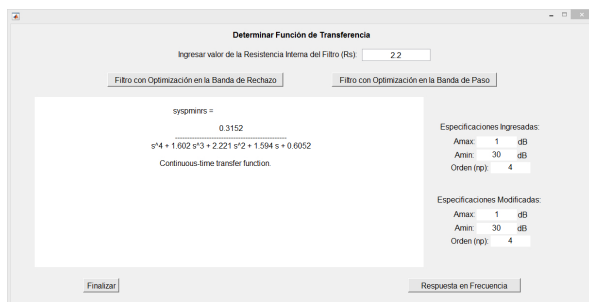
RS2 =

    1.759292000130744

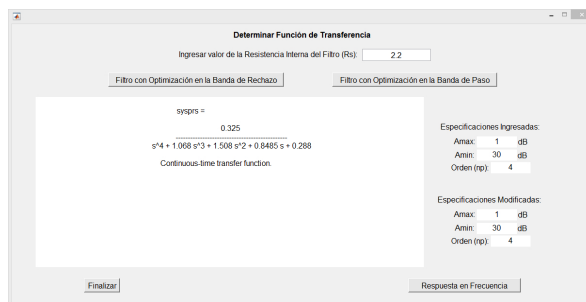
Esta dentro del rango Realizable
    
```

Figura 5.64: Rango de valores de  $R_S$  para el cual el filtro no es realizable.

Las respuestas en frecuencia de los filtros se pueden observar en la Fig. 5.66, donde se indican con cursores las especificaciones de diseño de rizo, atenuación y la caída de los 3 dB en 1 rad/seg, mismos que se cumplen. Además se muestran las redes eléctricas en la Fig. 5.67, con configuración tipo  $\pi$ .

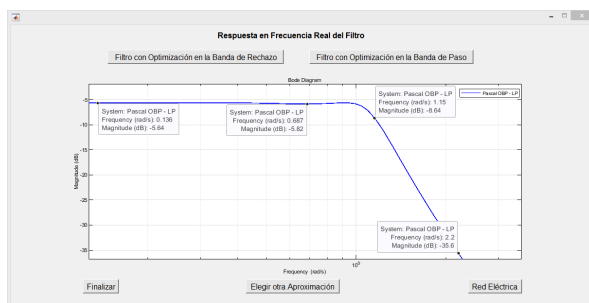


(a) Filtro Pascal con OBP

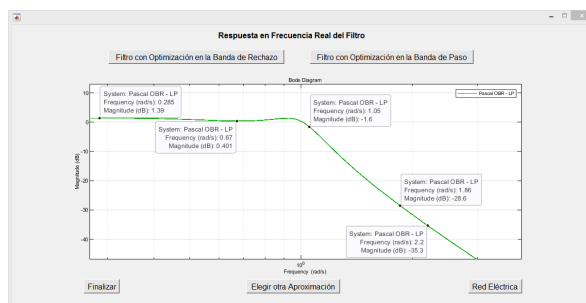


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.65: Funciones de Transferencia de Filtros Pascal con  $R_S = 2,2 \neq R_L$ .

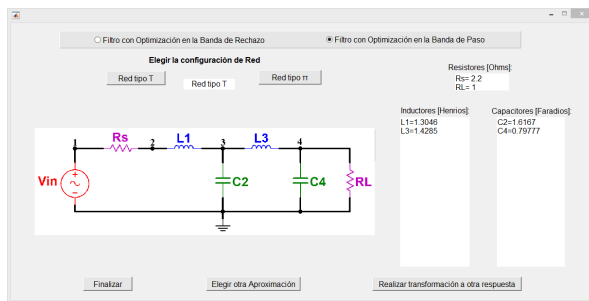


(a) Filtro Pascal con OBP

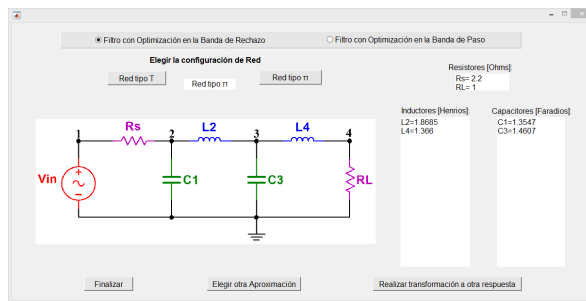


(b) Filtro Pascal con OBR

Figura 5.66: Respuesta en Frecuencia de Filtros Pascal con  $R_S = 2,2 \neq R_L$ .



(a) Red tipo T para OBP



(b) Red tipo  $\pi$  para OBR

Figura 5.67: Red eléctrica del Filtro Pascal con  $R_S = 2,2 \neq R_L$ .

### 5.1.3. Diseño de Filtro Pasa Banda para el Procesamiento de Señales Electromiográficas (EMG)

La captación de las señales eléctricas producidas por los músculos durante una contracción muscular se conoce como electromiografía. Estas señales son generadas por el intercambio de iones a través de las membranas de las fibras musculares debido a una contracción muscular.

La electromiografía (EMG) consiste básicamente en la adquisición, registro y análisis de la actividad eléctrica generada en nervios y músculos a través de la utilización de electrodos (superficiales, de aguja, implantados). Las mediciones extraídas de EMG proporcionan una información valiosa acerca de la fisiología y los patrones de activación muscular.

Dicha información refleja las fuerzas que son generadas por los músculos y la temporización de los comandos motores. Además, puede usarse en el diagnóstico de patologías que afectan al Sistema Nervioso Periférico, entre otros efectos, el rango de frecuencias que abarcan estas señales van desde los 50 Hz hasta los 3000 Hz como se indica en [74].

#### Simulación en MATLAB

Tomando en consideración este rango de frecuencias se diseña de forma general un filtro pasa banda que podría utilizarse para procesar señales EMG, con el objetivo de únicamente determinar la red eléctrica que genere la respuesta pasa banda con este rango de frecuencias, para ello se toman las especificaciones reportadas en la literatura de 20 dB de atenuación ideal para un prefiltrado de estas señales como se investigó en [75], donde la atenuación ideal es de 91.2 dB, además se consideró un rizo de 1 dB y una relación de transición de 2, estas especificaciones se ingresan a SAFIMAM como se muestra en la Fig. 5.68.

The image shows a software window titled "orden" with a subtitle "Especificaciones de Diseño". It contains several input fields and buttons. The fields are: "Rizo [dB]" with a value of 1, "Atenuación [dB]" with a value of 20, and "ws/wp" with a value of 2. Below these is a button labeled "Determinar Orden de Filtro". A central panel contains a list of filter types with their respective orders: Butterworth (5), Chebyshev I (3), Chebyshev II (3), Elíptico (3), and Pascal (3, which is selected with a radio button). Below this panel is a button labeled "Bessel Thomson". At the bottom of the window are three buttons: "Función de Transferencia", "Bode de las Aproximaciones", and "Finalizar".

Figura 5.68: Orden de Filtros para señales EMG.

Con estas especificaciones se obtienen los ordenes de filtro mostrados en la Fig. 5.68, posteriormente se realiza la comparación de sus respuestas en frecuencia para poder elegir el que tiene mejores prestaciones. La comparación se lleva a cabo en las Fig. 5.69 y Fig. 5.70.

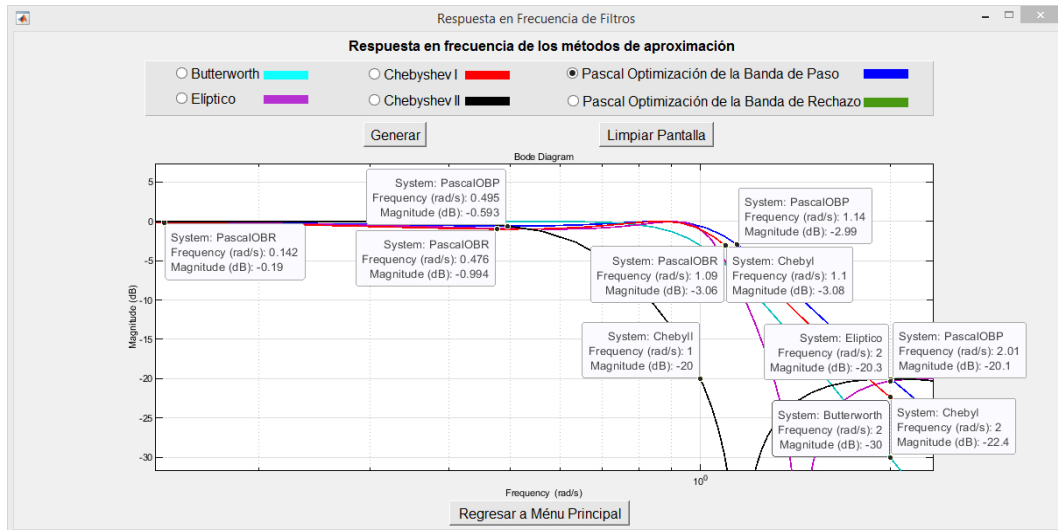


Figura 5.69: Comparación de Respuestas en Frecuencia de los Filtros parte 1.

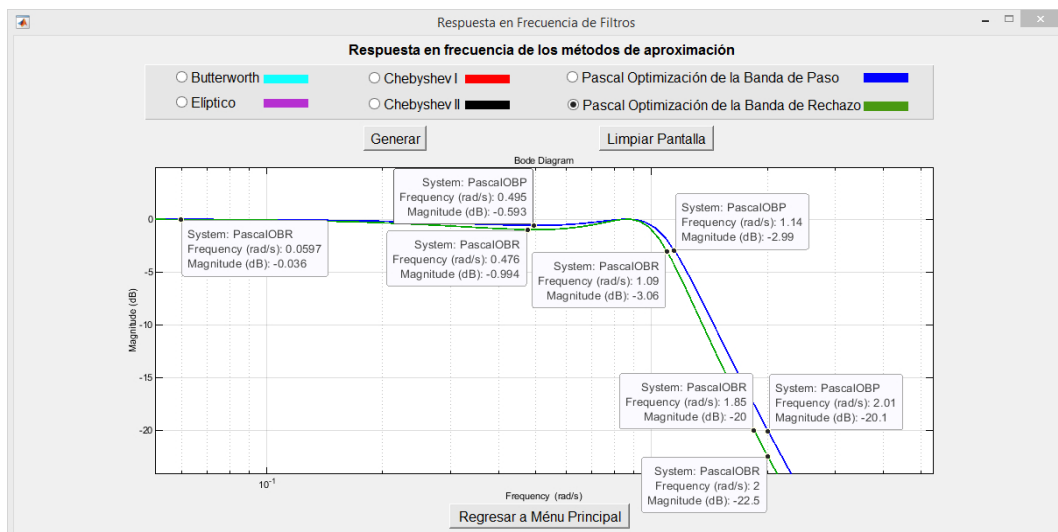


Figura 5.70: Comparación de Respuestas en Frecuencia de los Filtros parte 2.

En estas figuras se puede observar que en el caso del filtro Elíptico, se cumplen las especificaciones de diseño y es un filtro de orden bajo, sin embargo se tiene rizo en ambas bandas, en cuanto a Chebyshev II, la respuesta que presenta el filtro no ofrece las prestaciones requeridas ya que unicamente se cumple la especificación de la atenuación, por otro lado Butterworth a pesar de que presenta una respuesta plana se descarta debido al orden del filtro que es ligeramente mayor que los demás. Ahora únicamente queda elegir entre Chebyshev I y las respuestas de Pascal, la respuesta de Pascal con Optimización en la Banda de Paso se descarta a pesar de que el rizo en esa banda se atenúa, porque la caída de los 3 dB no se presenta a 1 rad/seg del caso normalizado cosa contraria al Filtro con Optimización en la Banda de Rechazo misma que cumple

todas las especificaciones y tiene una respuesta muy similar a Chebyshev I.

Se hace la elección del Filtro Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo en vez de Chebyshev I que es un método clásico, debido a que Pascal presenta menos oscilaciones del rizo en la banda de paso, por lo tanto, con este método de aproximación se lleva a cabo la síntesis del filtro y se determina su red eléctrica Pasa Banda para su posterior realización física.

Una vez observadas las respuestas en frecuencia de los filtros y haber elegido el método de aproximación de Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo, se regresa al Menú principal para determinar la función de transferencia pasa bajas mostrada en la Fig. 5.71, considerando una resistencia interna de la Red de  $R_S = 1\Omega$ , resistencia con la cual las especificaciones de diseño se mantienen, respetando el orden del filtro, lo que indica que es realizable.

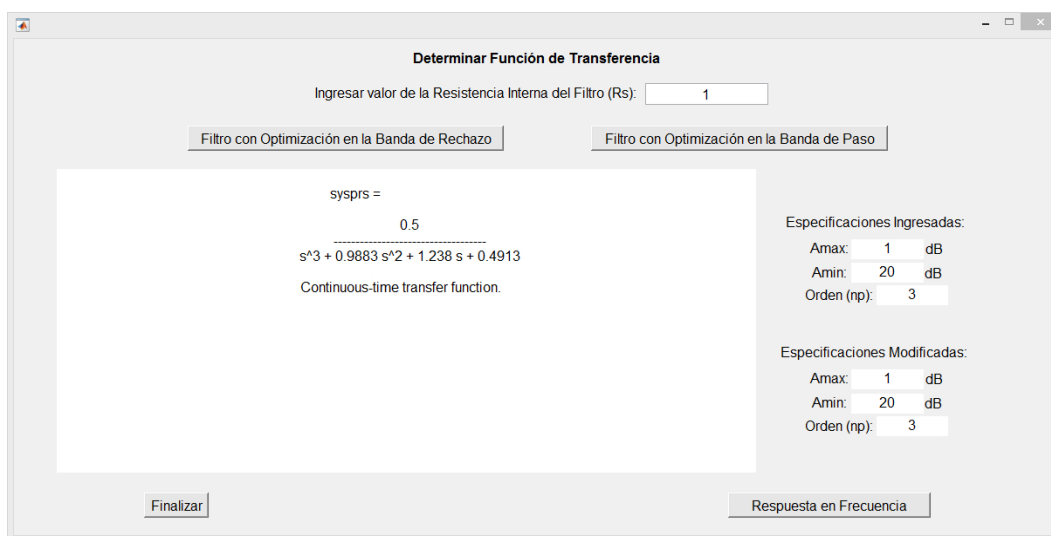


Figura 5.71: Función de Transferencia de Filtro Pascal Pasa Bajas con Optimización en la Banda de Rechazo.

La respuesta en frecuencia de este filtro pasa bajas de orden 3 se muestra en la Fig. 5.72, donde se indica mediante cursores que las especificaciones de diseño del rizo, atenuación y la caída de los 3 dB a 1 rad/seg, se satisfacen correctamente.

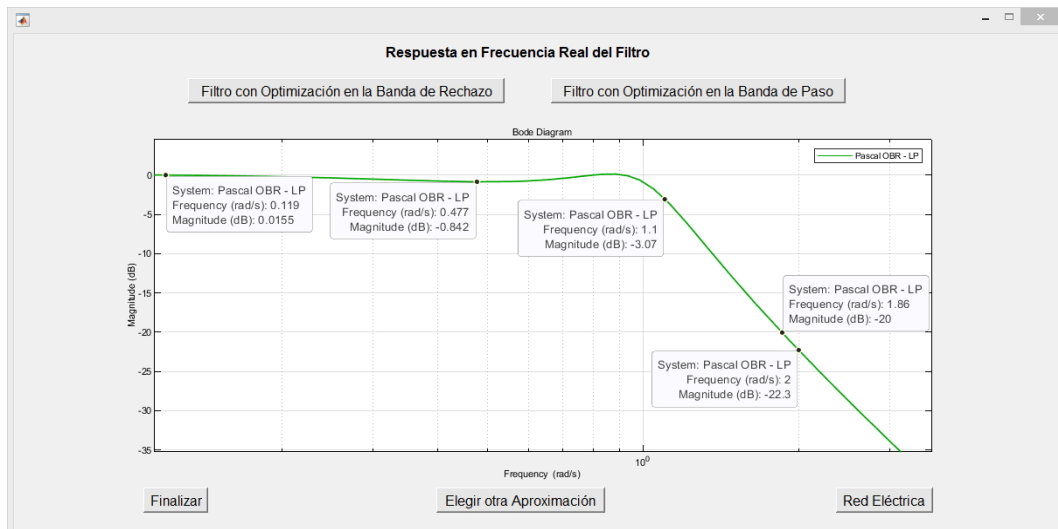


Figura 5.72: Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasa Bajas Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo.

Una vez verificadas las especificaciones de diseño se obtienen las redes eléctricas en sus dos configuraciones como se muestran en las Fig. 5.73 y 5.74, tomando como valor de  $R_S = 1\Omega$ .

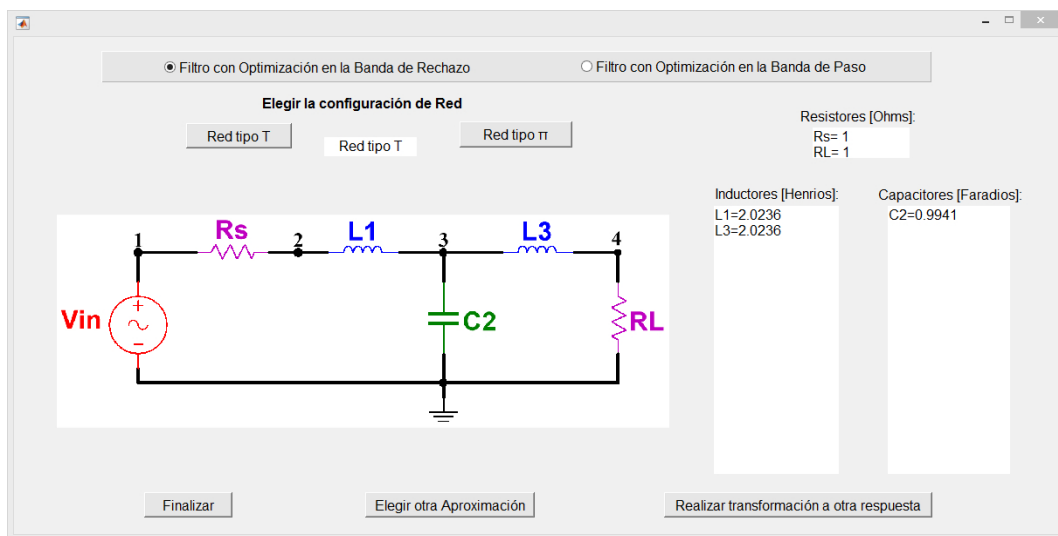


Figura 5.73: Red Eléctrica de Filtro Pascal LP tipo T.

Obtenidas las redes eléctricas Pasa Bajas del Filtro Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo, se procede a realizar la transformación de estas, a la respuesta Pasa Banda de 50 Hz a 3000 Hz, por lo tanto, del Menú de opciones de la Fig. 5.75 se da clic al botón para realizar esa transformación.

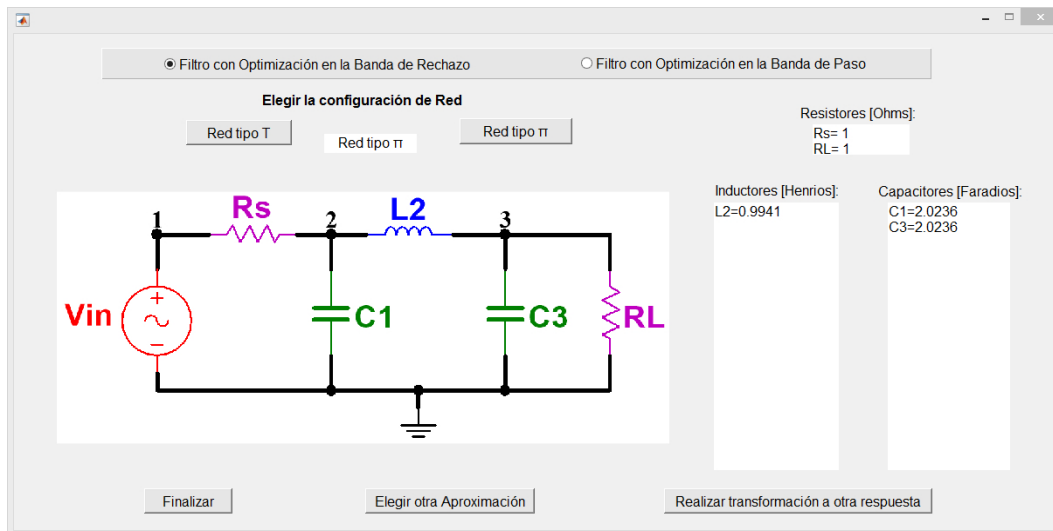


Figura 5.74: Red Eléctrica de Filtro Pascal LP tipo  $\pi$ .

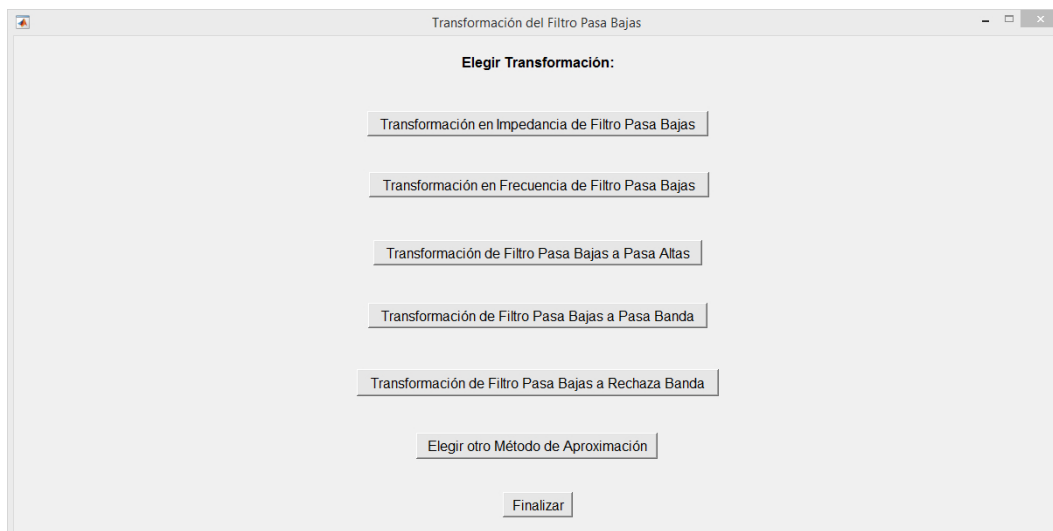


Figura 5.75: Transformación de Filtro Pascal Pasa Bajas a Pasa Banda.

Al elegir la transformación a Pasa Banda se abre la ventana de la Fig. 5.76 donde se colocan las frecuencias de corte  $f_{C1} = 55Hz$  y  $f_{C2} = 2730Hz$ , para determinar la nueva función de transferencia y obtener un ancho de banda que genera una respuesta en frecuencia con las frecuencias de corte buscadas de  $f_{C1} = 50Hz$  y  $f_{C2} = 3000Hz$ , como se muestra en la Fig. 5.77.

Las frecuencias de corte colocadas en la herramienta fueron elegidas mediante prueba y error de tal forma que se obtuvieran las frecuencias de corte deseadas en la respuesta en frecuencia del filtro, por lo que, al comparar los anchos de banda ideal de 2950 Hz con 2675 Hz de las ingresadas a la herramienta, en este caso es un 90.67 % del ancho de banda ideal, con una variación del 9.32 % para las especificaciones manejadas en este diseño particular. Para otras especificaciones estos porcentajes de variación son distintos hasta el grado de obtener las frecuencias de corte exactamente como se ingresan a la herramienta, es decir, con 0 % de variación como se muestra en la Fig. 5.31 y Fig. 5.32.

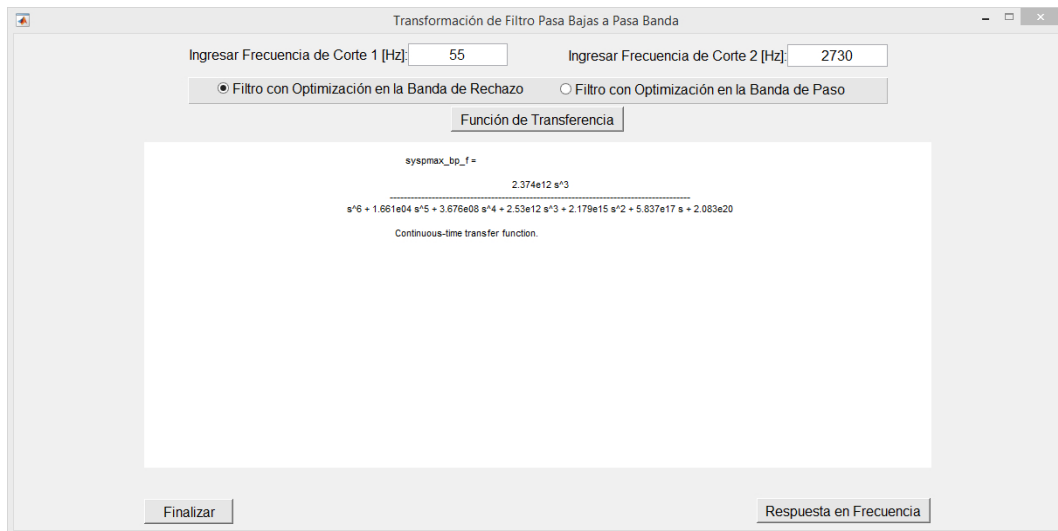


Figura 5.76: Función de Transferencia Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo.

Como se puede observar en la Fig. 5.77 las frecuencias de corte se registran exactamente en las frecuencias deseadas, ambas en la caída de 3 dB del filtro, tanto para 50 Hz como para 3000 Hz, de igual forma se puede observar que el rizo del filtro es de aproximadamente 1 dB al hacer la diferencia entre el pico máximo de oscilación en la Banda de Paso, con el pico mínimo. De igual forma se observa que la atenuación de los 20 dB se da a una frecuencia de 30 Hz y 5000 Hz, lo significa que la relación de transición mejoro de 2 a 1.6, por ende, se concluye que las especificaciones de diseño se satisfacen.

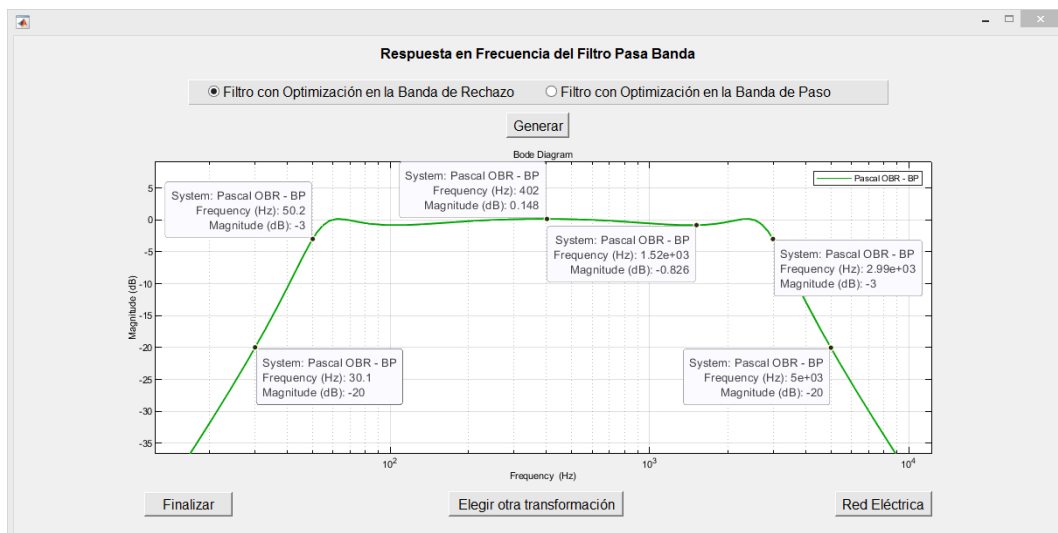


Figura 5.77: Respuesta en Frecuencia Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo.

Una vez verificadas las especificaciones de diseño del Filtro Pasa Banda para señales EMG se determinan las Redes Eléctricas del caso normalizado, obteniendose de esta forma la red eléctrica tipo T mostrada en la Fig. 5.78 y red tipo  $\pi$  en la Fig. 5.79.

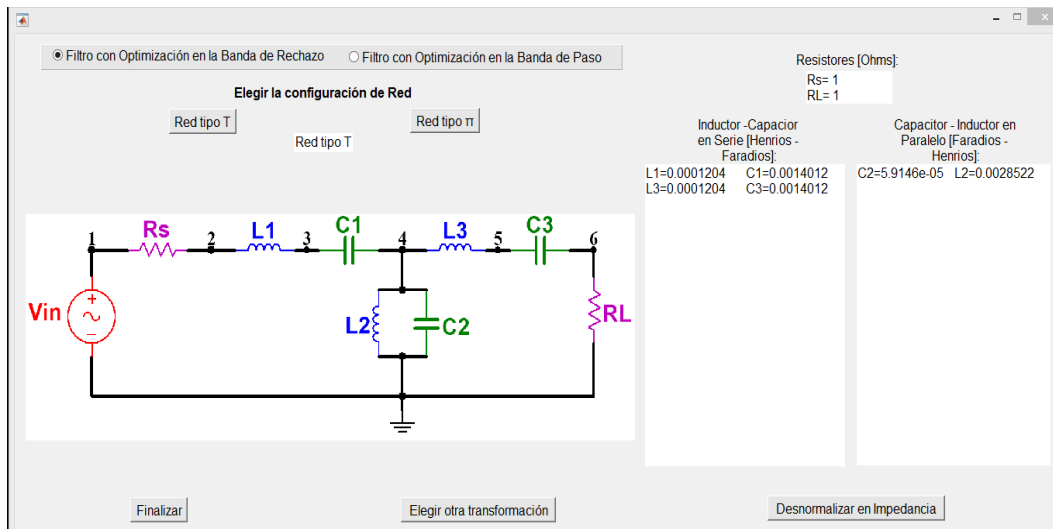


Figura 5.78: Red Eléctrica tipo T Pasa Banda Pascal Normalizado.

Como la finalidad de este diseño es obtener la Red Eléctrica del Filtro Pasa Banda para Filtrar Señales EMG, se necesita realizar una transformación en Impedancia que permita aproximar los valores de los elementos obtenidos hasta el momento a valores comerciales de inductores, capacitores y resistores, por ello se lleva a cabo una desnormalización en Impedancia.

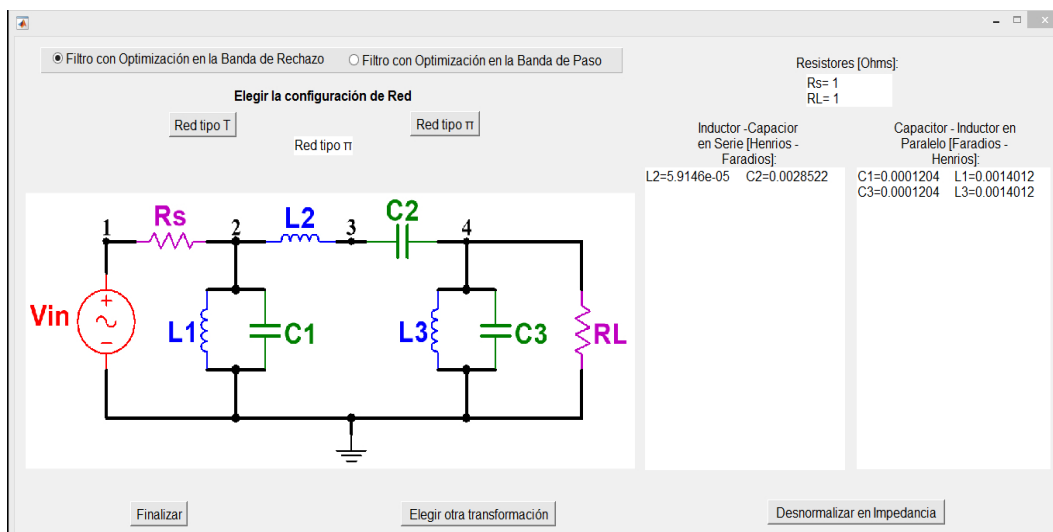


Figura 5.79: Red Eléctrica tipo  $\pi$  Pasa Banda Pascal Normalizado.

Para la desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Banda se ingresa una impedancia de  $100 \Omega$  como se muestra en la Fig. 5.80, esto con la finalidad de aproximar los valores de los elementos a valores comerciales y para que al momento de alimentar el filtro con una fuente o instrumento de medición se lleve a cabo el acoplamiento de impedancias de  $50 \Omega$  sin ningún problema.

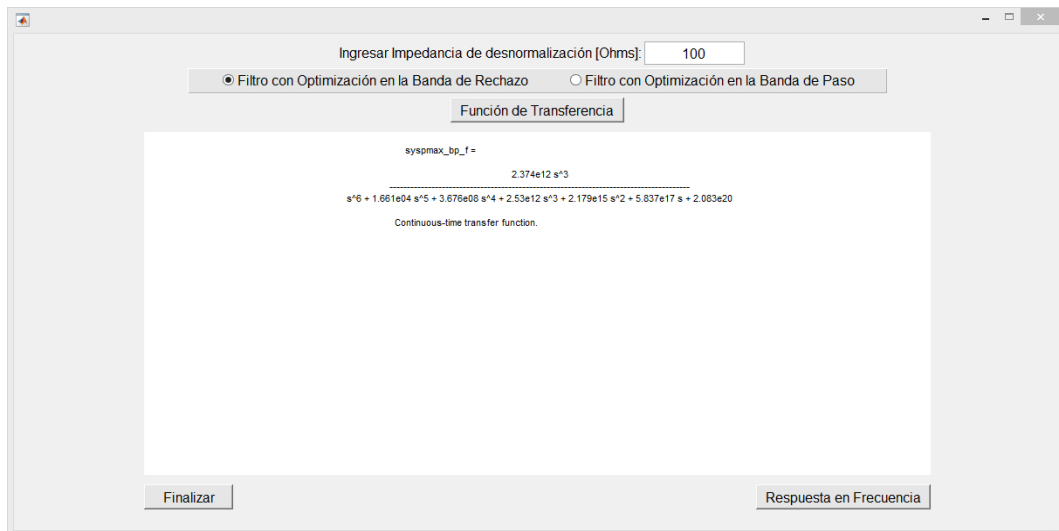


Figura 5.80: Desnormalización en Impedancia del Filtro Pasa Banda Pascal.

Con la impedancia ingresada se determina la función de transferencia nuevamente, y posteriormente la respuesta en frecuencia, pero esta función de transferencia es la misma que la obtenida en la Fig. 5.76 ya que al realizar la transformación en impedancia únicamente se escala, por lo tanto la respuesta en frecuencia será igual al de la Fig. 5.77. En cuanto a las redes eléctricas estas sufren modificaciones los valores de sus elementos resultando las redes mostradas en la Fig. 5.81 para la red T y Fig. 5.82 para la red  $\pi$ .

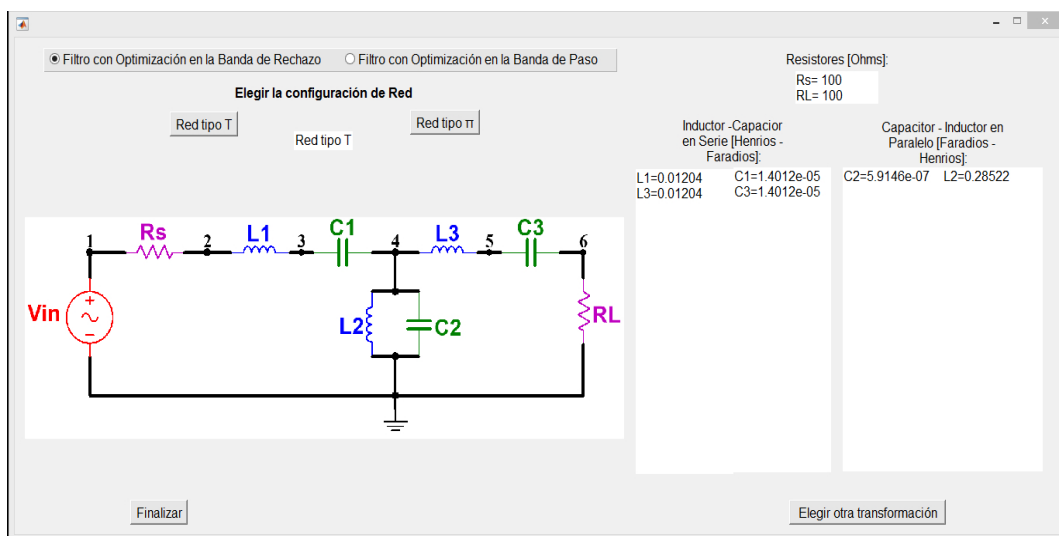


Figura 5.81: Red Eléctrica tipo T Pasa Banda Pascal desnormalizado a 100  $\Omega$ .

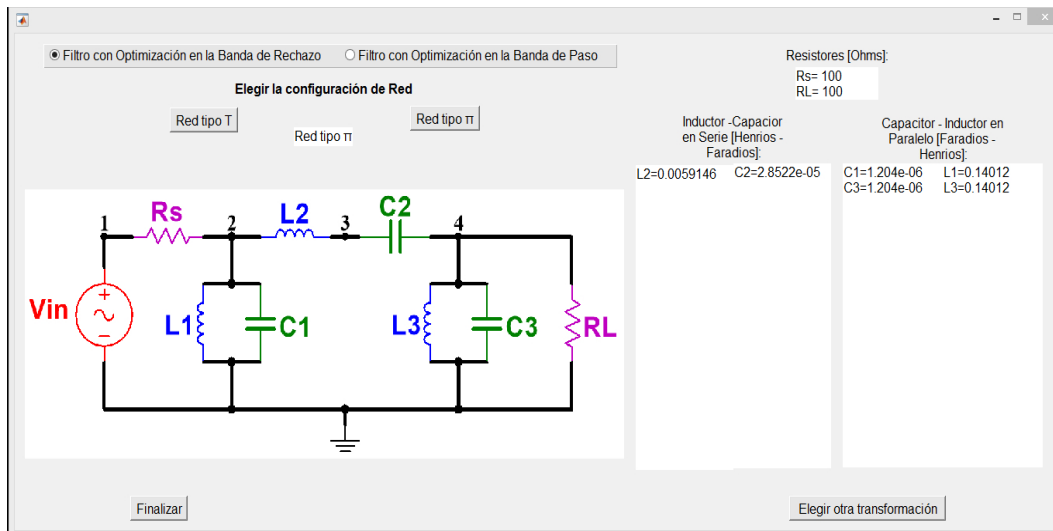


Figura 5.82: Red Eléctrica tipo  $\pi$  Pasa Banda Pascal desnormalizado a  $100 \Omega$ .

### Simulación en LTSpice

Una vez obtenidas las redes eléctricas desnormalizadas a  $100\Omega$  se elige la red tipo  $\pi$  para la realización física del filtro, ya que cuenta con un número de nodos menor, para ello se realiza la simulación de la red en LTSpice antes de llevarlo a la implementación física, esto con la finalidad de verificar con otro Software si la respuesta Pasa Banda se genera correctamente con los valores de los elementos proporcionados por la herramienta SAFIMAM, y para validar las especificaciones de diseño, el circuito se dibuja en LTSpice como se muestra en la Fig. 5.83.

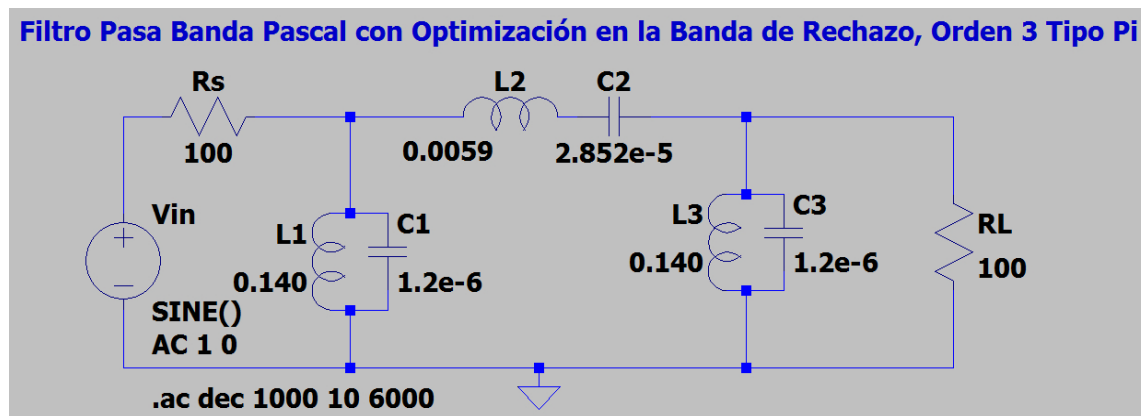


Figura 5.83: Red Eléctrica tipo  $\pi$  Pasa Banda Pascal desnormalizado a  $100 \Omega$ .

La respuesta en frecuencia que genera el circuito de la Fig. 5.83 es de tipo Pasa Banda y se muestra en la Fig. 5.84, donde se indica con los cursores la atenuación de los 20 dB que se registra en las frecuencias de 30 Hz y 5000 Hz aproximadamente, que indican una relación de transición de 1.6, en este caso la atenuación de 20 dB se da en un valor de 26 dB, ya que la respuesta se genera a partir de los 6 dB como punto de referencia.

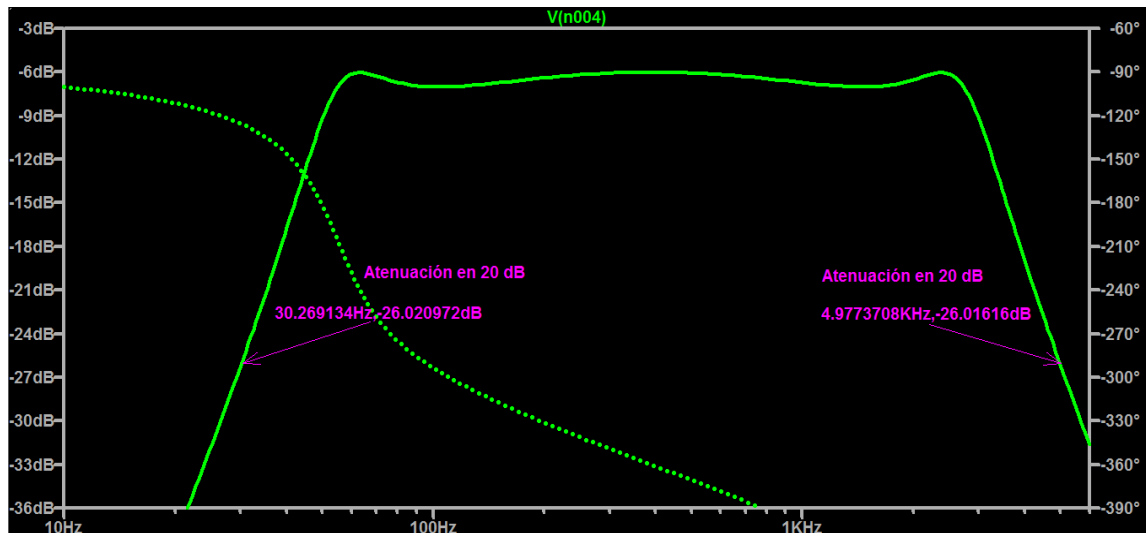


Figura 5.84: Atenuación de la Respuesta en Frecuencia de la Red Eléctrica tipo  $\pi$  Pasa Banda Pascal desnormalizado a  $100 \Omega$ .

Para verificar si las frecuencias de corte están ubicadas correctamente, se colocan cursores en las caídas de 3 dB, que en este caso es en 9 dB en cada extremo de la respuesta en frecuencia del filtro como se muestra en la Fig. 5.85, en esta se puede observar que efectivamente sobre esas caídas de forma aproximada se tienen las frecuencias de corte 1 en 50 Hz del lado izquierdo y de 3000 Hz del lado derecho, respetandose de esta forma el ancho de banda de 2950 Hz y la frecuencia central de 1525 Hz.

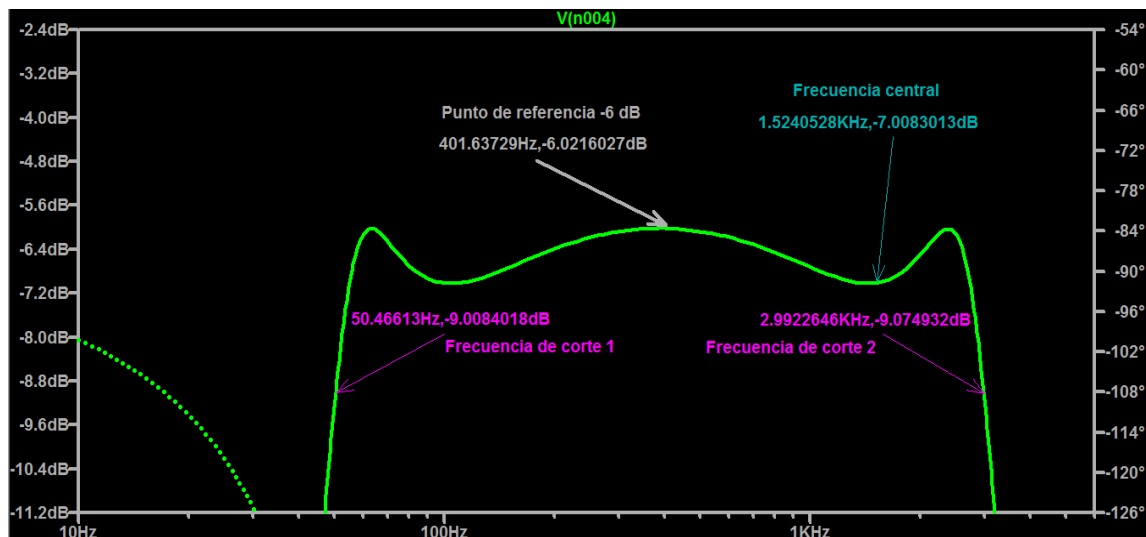


Figura 5.85: Frecuencias de Corte de la Red Eléctrica tipo  $\pi$  Pasa Banda Pascal desnormalizado a  $50 \Omega$ .

Ahora únicamente queda por verificar el rizo del filtro de 1 dB, para esto se colocan los cursores en el pico de oscilación más alto y más bajo que se registra en la Banda de Paso como se muestra en la Fig. 5.86, en esta se puede observar que al hacer la diferencia entre estos dos valores de 7.02 dB y 6.02 dB se obtiene un rizo de aproximadamente 1 dB.

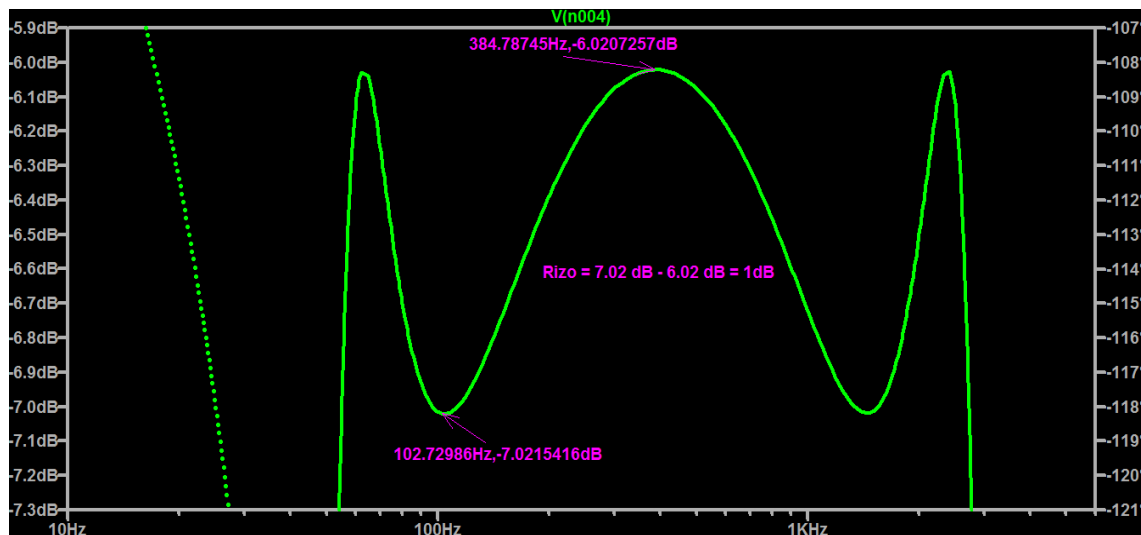


Figura 5.86: Rizo generado por la Red Eléctrica tipo  $\pi$  Pasa Banda Pascal desnormalizado a  $50 \Omega$ .

Una vez realizado el diseño del Filtro Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo para las señales EMG de 50 Hz a 3000 Hz, en la herramienta SAFIMAM, y validado las especificaciones de diseño en la respuesta en frecuencia generada, al igual que validada la red eléctrica generada por la interfaz en el software de simulación de circuitos LTSpice, se concluye que en ambas herramientas se satisfacen las especificaciones de diseño lo que da luz verde para llevar al Filtro Pasa Banda a la realización física y realizar la validación por tercera y última vez.

### Sensibilidad del Filtro Pascal EMG

El problema de encontrar una red que lleve a cabo una cierta función de red es un problema abierto. No hay un límite en las redes con las que se puedan trabajar para realizar una función de red determinada, pero para seleccionar una u otra se deben usar ciertos criterios para tomar la decisión definitiva, normalmente se consideran los aspectos económicos para la construcción del circuito de filtrado. Por ejemplo, en los filtros pasivos, el factor determinante puede ser el número de inductores o la inductancia total necesaria, debido a que estos suelen ser componentes caros que se desvían más del modelo idealizado y los más complicados de calibrar [1].

La decisión final para elegir una red puede ser subjetiva, a veces no dependerá de lo económico, puede depender de la experiencia del diseñador, de qué tipo de redes son sus preferidas, o también de la disponibilidad del equipo. Otro factor que puede determinar cuál de los circuitos utilizar es la Sensibilidad.

Como se sabe al sintetizar varias redes para realizar la misma función de red, se obtienen los valores de sus componentes, si estos permanecen constantes durante toda su vida útil tendrán un rendimiento óptimo, sin embargo esto no sucede en la práctica, estos valores se desvían debido a varios factores como la temperatura, humedad, imprecisión en la fabricación, etc., lo que altera en distinta medida el rendimiento de las redes. Por ello es necesario reducir estos efectos indeseables, uno de los métodos efectivos que existe es mediante la comparación de las sensibilidades de varias medi-

das de rendimiento de la red con respecto a diferentes cambios en los valores de los componentes, como por ejemplo, la medida de la sensibilidad relativa de la función de magnitud, misma que se define como:

$$S_x^{|H(j\omega)|} = \frac{x}{|H(j\omega)|} \frac{\partial |H(j\omega)|}{\partial x} = \frac{\frac{\partial |H(j\omega)|}{|H(j\omega)|}}{\frac{\partial x}{x}} \quad (5.1)$$

Utilizando la ecuación 5.1, se realizó el cálculo de la sensibilidad de la función de transferencia para el Filtro Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo mostrada en la Fig. 5.80, para la variación de cada uno de los 8 elementos de su red tipo  $\pi$ . Esta operación se llevo a cabo mediante la programación en MATLAB utilizando el cálculo simbólico de la función de transferencia mediante matrices de transmisión ABCD, calculo diferencial y evaluación de los valores nominales de los componentes de la red.

Obtenida la función de sensibilidad de la función de transferencia con respecto a la variación de cada elemento se grafican las respuestas en frecuencia de la magnitud como se muestra en la Fig. 5.87.

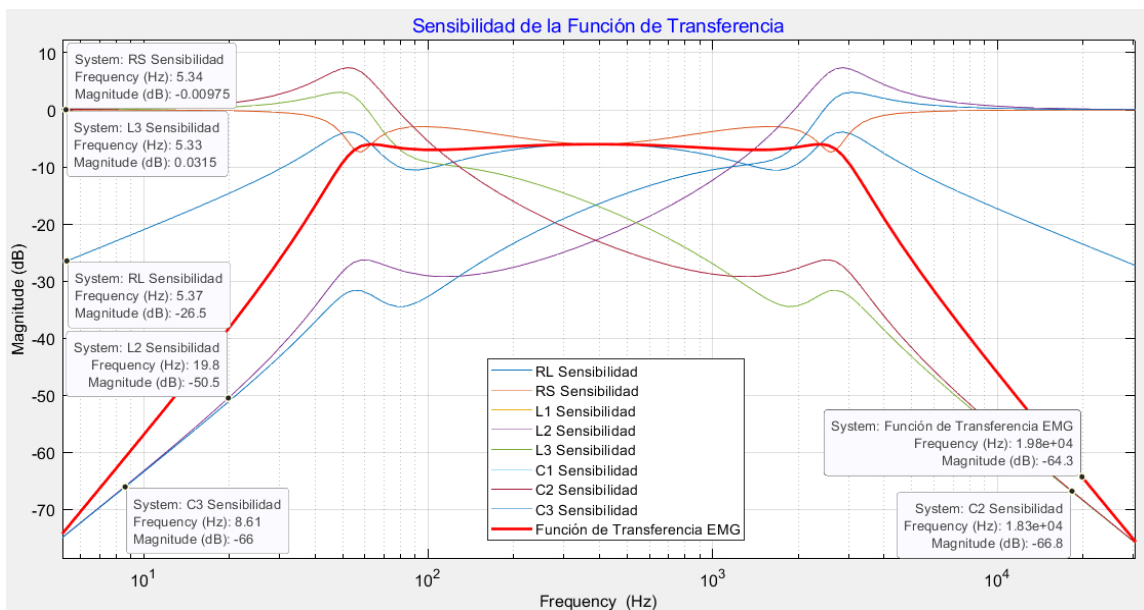


Figura 5.87: Sensibilidad de la Función de Transferencia del Filtro Pasa Banda Pascal para Señales EMG.

Una vez obtenidas las respuestas se establece un ancho de banda que va de la frecuencia de corte 1 de 50 Hz a la frecuencia de corte 2 de 3K Hz, dentro de este ancho de banda se realiza el análisis de variación que tienen las respuestas con respecto a la respuesta original del filtro, es decir, la de la función de transferencia que como se puede observar en la Fig. 5.88 el punto de referencia de la respuesta se establece en -6 dB por lo tanto, el porcentaje de variación se determina considerando la ganancia de -6 dB como el 0% de variación, y se toma un valor de ganancia de -40 dB como el 100% de variación por debajo de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia.

Para desplazar la referencia de los -6 dB a 0 dB, a los -40 dB se le deben sumar los 6 dB lo que resulta que -34 dB es el 100 % de variación, por lo tanto, al determinar la variación de los elementos del filtro las ganancias que presenten estos, se les debe sumar los 6 dB y posteriormente realizar el cálculo del porcentaje equivalente.

Determinando la sensibilidad del Capacitor C3 la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.88 es -34.5 dB sumando los 6 dB se tienen -28.5 dB que corresponde al 83.82 % de variación, y para el Inductor L3 es el mismo porcentaje debido a que presentan las mismas ganancias.

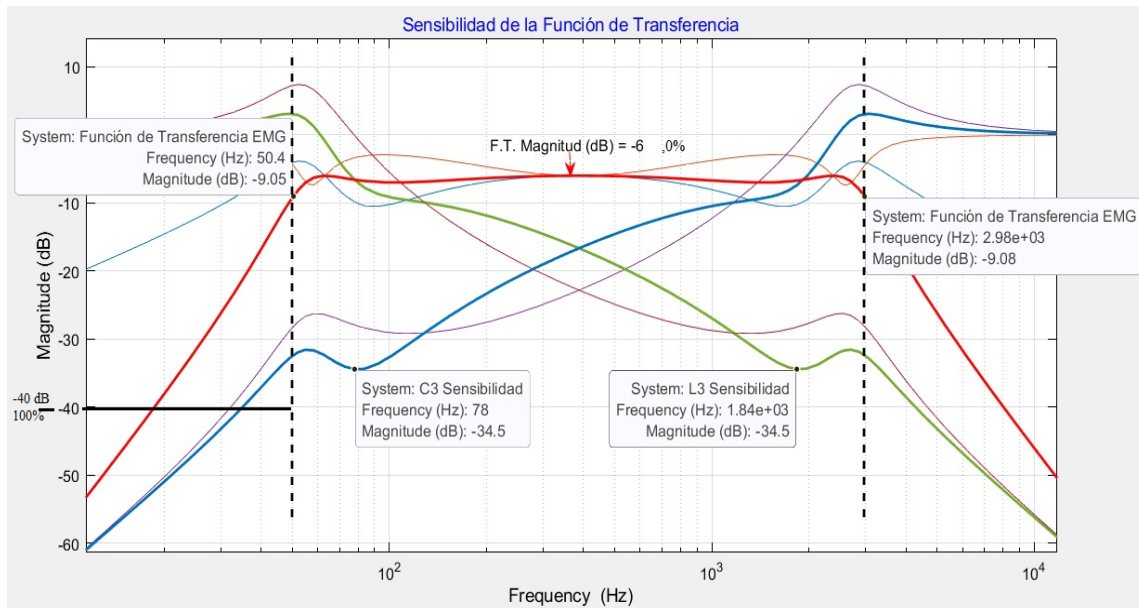


Figura 5.88: Sensibilidad de Capacitor C3 e Inductor L3.

Determinando la sensibilidad del Capacitor C2 la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.89 es -29.2 dB sumando los 6 dB se tienen -23.2 dB que corresponde al 68.23 % de variación, que para el Inductor L2 es el mismo porcentaje debido a que tienen las mismas ganancias.

Para la sensibilidad del Resistor  $R_L$  la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.90 es -10.5 dB sumando los 6 dB se tienen -4.5 dB que corresponde al 13.23 % de variación, y para el Resistor  $R_S$  la ganancia es de -2.93 dB sumando los 6 dB resultan 3.07 dB que equivale a una variación del 9.02 %.

Dado que el filtro es simétrico con respecto a la estructura como a los valores de los elementos, es decir, L1, C1 y L3, C3 tendrán el mismo efecto sobre la función de magnitud, lo que resulta evidente en la Fig. 5.87, los filtros simétricos, cuya estructura y valores de elementos son simétricos, tienen, en general muy buenas propiedades de sensibilidad [15]. La influencia de los errores de C2, L2 son ligeramente más pronunciados a comparación de los elementos que presentan valores simétricos. El efecto de las variaciones en los resistores interno y de carga es distinto aunque estén colocados simétricamente, afectan principalmente a la ganancia, y al tamaño del rizado, esto es de poca importancia debido a que el interés es principalmente en la selectividad de la frecuencia, que se mantiene en todos los casos a pesar de las variaciones que se presen-

tan en los elementos. Por ende, se concluye que un filtro LC con terminación resistiva doble, es óptimo desde el punto de vista de la sensibilidad.

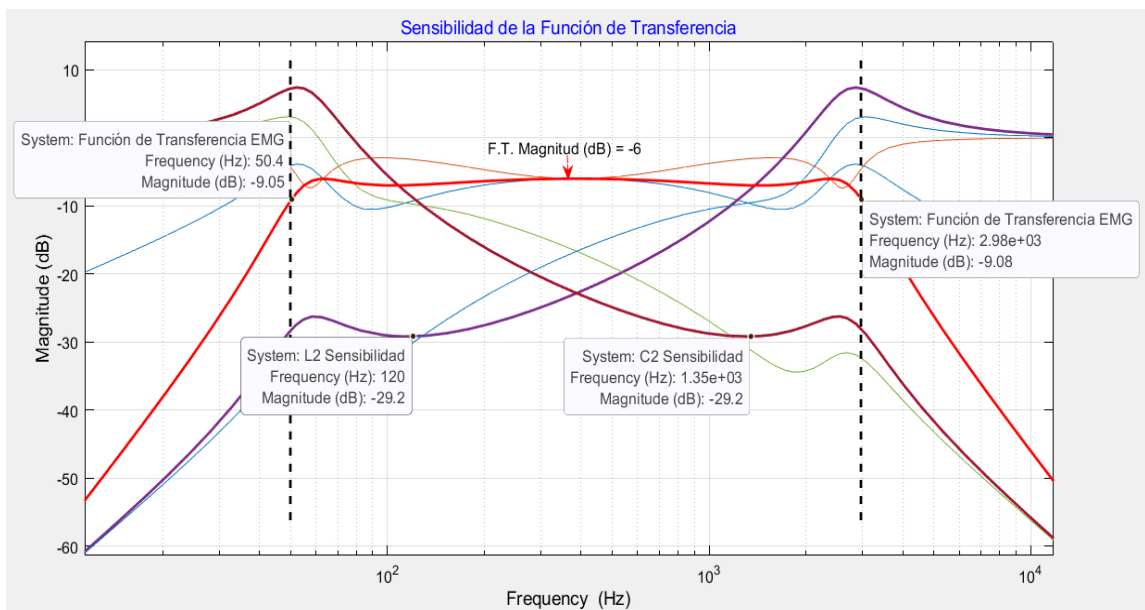


Figura 5.89: Sensibilidad de Capacitor C2 e Inductor L2.

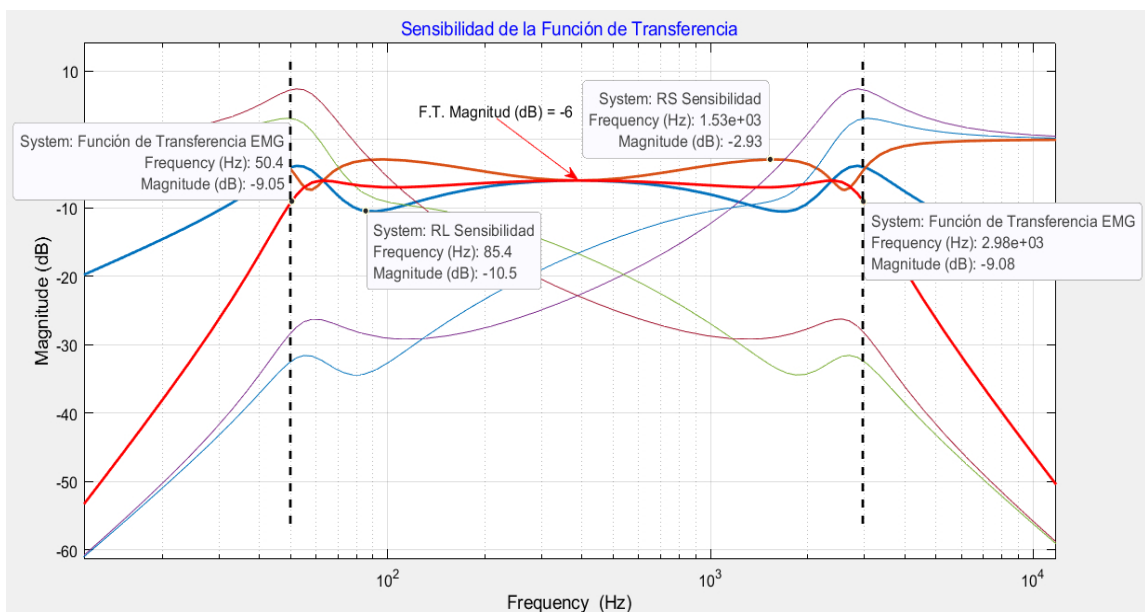


Figura 5.90: Sensibilidad de Resistores  $R_S$  y  $R_L$ .

Una de las razones de la baja sensibilidad de los filtros pasivos es que, por regla general, todos los elementos de un circuito de filtro pasivo tienen efectos comparables sobre el rendimiento de la red. Por lo tanto, la carga de realizar la tarea de filtrado es compartida por todos los elementos de manera más uniforme que en un filtro activo. La otra razón es la ausencia de amplificación en el circuito. Por lo tanto, el efecto de cualquier cambio en el valor de un elemento no se ve exacerbado indebidamente por algunos dispositivos activos [1].

#### 5.1.4. Filtrado de Señal de Video mediante el Método de Aproximación Bessel-Thomson

Existen métodos generales y sistemáticos para la síntesis de filtros, sin embargo estos métodos se enfocan únicamente en la magnitud de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del filtro, no obstante, existen aplicaciones en las cuales la fase y el retardo de grupo de la respuesta en frecuencia es más importante, y para ello el método más óptimo es el de Bessel-Thomson.

En sistemas tales como los de audio, los diferentes retardos presentes en señales de distinta frecuencia no son notables para los oídos humanos. Este no es el caso para sistemas de transmisión de video, donde el no preservar un retardo constante en el ancho de banda de interés provocará el tener una señal de video distorsionada, por ello considerar el diseño de estos filtros mediante el método de aproximación de Bessel-Thomson es una buena opción. En esta sección se realiza el diseño de un filtro pasa bajas para el filtrado de una señal de video, tomando como referencia el diseño reportado en [76], donde se consideran especificaciones de una frecuencia de corte de 5 MHz, con un orden 6 de filtro para obtener un retardo de aproximadamente 86 ns, por lo tanto, el objetivo en este diseño es determinar la red eléctrica que genere la figura de mérito del filtro con estas características sin considerar una señal de video particular. Tomando en consideración estas especificaciones se procede con el diseño en la interfaz SAFIMAM.

#### Simulación en MATLAB

Primero se coloca el orden del filtro como se muestra en la Fig. 5.91, sin considerar especificaciones de diseño para el orden, ya que en el ejemplo de [76] no se entregan, colocado el orden, se procede a determinar la función de transferencia, para ello de las opciones que se muestran en la Fig. 5.92 se elige la opción donde se requiere una frecuencia de corte para la respuesta en frecuencia de la magnitud del filtro.

The image shows a MATLAB dialog box titled "Especificaciones de diseño del Filtro Bessel Thomson". It contains two radio buttons at the top: "Calcular orden de filtro con especificaciones" (unselected) and "Orden de filtro sin considerar especificaciones" (selected). Below the radio buttons are four input fields: "Retardo [Seg]:", "Frecuencia [Hz]:", "Desviación en la atenuación [dB]:", and "Orden del Filtro:". To the right of these fields is a "Guardar orden del Filtro:" field with the value "6". At the bottom of the dialog are three buttons: "Elegir otra aproximación", "Función de Transferencia", and "Finalizar".

Figura 5.91: Orden del Filtro Bessel-Thomson.

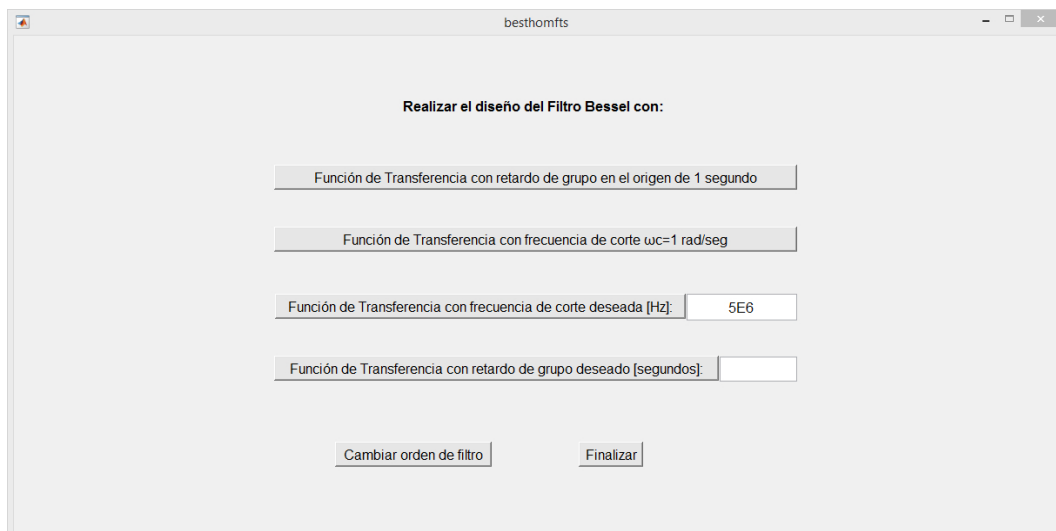


Figura 5.92: Cálculo de la Función de Transferencia.

La frecuencia de corte que se coloca corresponde a los 5M Hz de la especificación de diseño, con el cual se obtiene la función de transferencia mostrada en la Fig. 5.93.

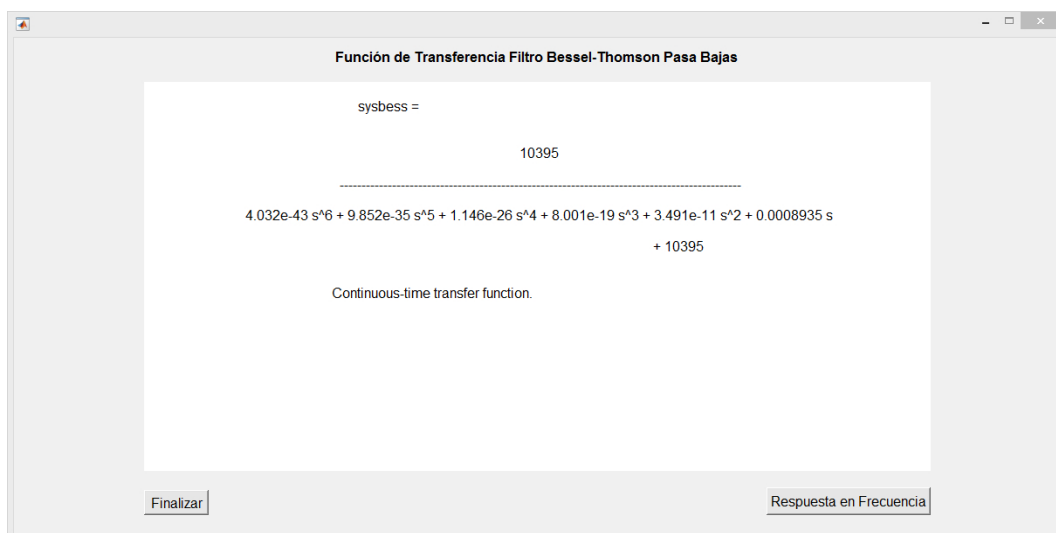


Figura 5.93: Función de Transferencia Bessel-Thomson.

Obtenida la función de transferencia se gráfica la respuesta en frecuencia, tanto de la magnitud como la fase, donde se indica mediante un cursor la frecuencia de corte en la caída de los 3 dB, esta frecuencia se registra con  $3.14E7$  rad/seg como se muestra en la Fig. 5.94, que equivale a 4.99M Hz aproximadamente 5M Hz de la frecuencia de corte especificada.

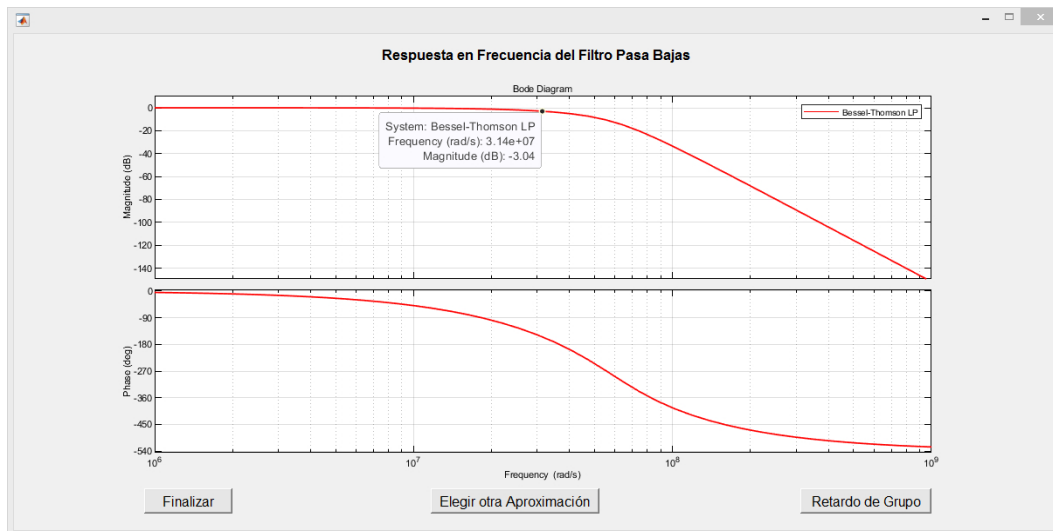


Figura 5.94: Respuesta en Frecuencia de la Función de Transferencia Bessel-Thomson.

El retardo de grupo se registra con una respuesta máximamente plana sobre el origen en  $8.59E-8$  seg, como se muestra en la Fig. 5.95, similar a la obtenida en [76].

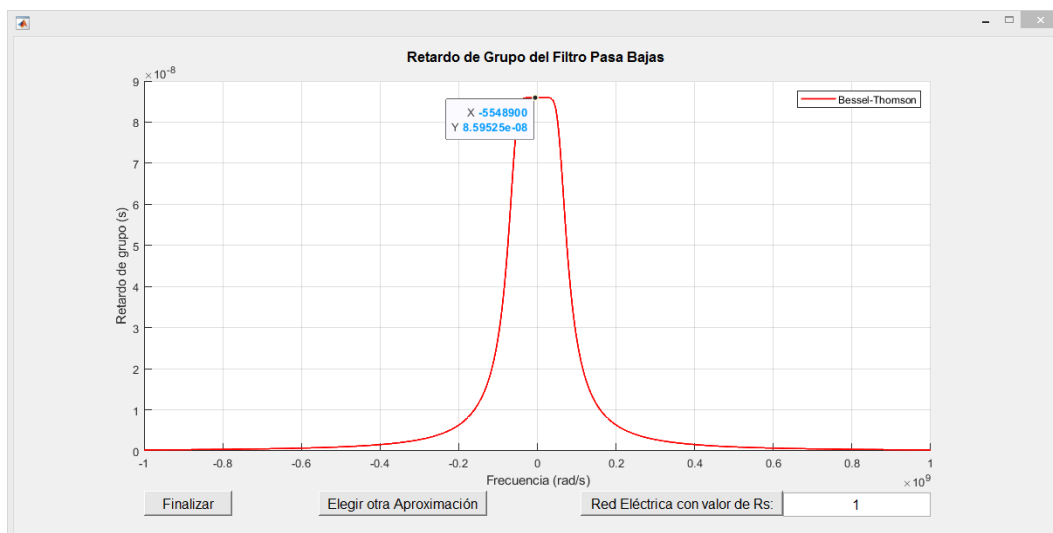


Figura 5.95: Retardo de grupo de la Función de Transferencia Bessel-Thomson.

Con la finalidad de realizar la comparación del filtro obtenido de Bessel-Thomson con algún otro método de aproximación se eligen Butterworth y Chebyshev Tipo I con un rizo de 0.1 dB, ambos con un orden similar al de Bessel. El resultado de la respuesta en frecuencia obtenidos de estos filtros se muestran en la Fig. 5.96, donde se puede observar que el filtro de Bessel tiene el menor retardo y distorsión de señal, mientras que el retardo y la distorsión al pasar por los filtros Butterworth y Chebyshev son más pronunciados.

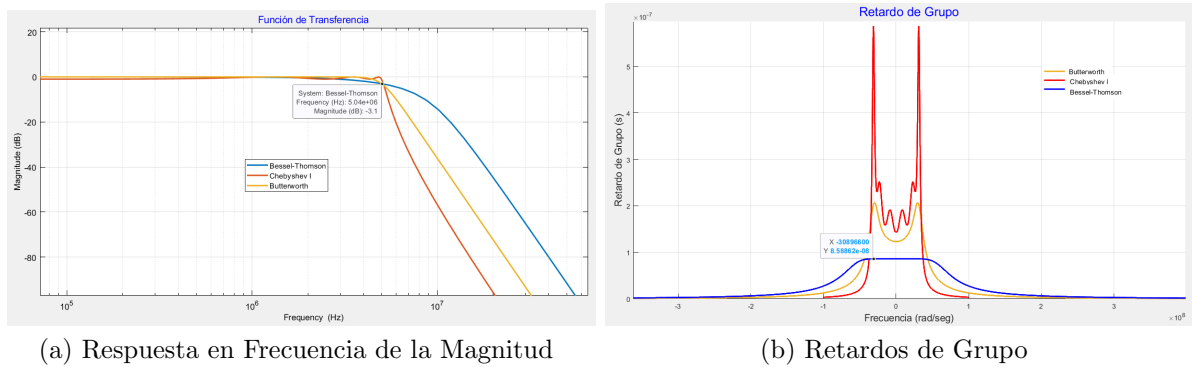


Figura 5.96: Comparación de Filtro Bessel-Thomson, con Chebyshev I y Butterworth de Orden 6.

Para tener una idea de la distorsión que sufre una señal de video particular al pasar por un filtro Bessel-Thomson, Butterworth y Chebyshev I en la Fig. 5.97 se muestra un ejemplo de la respuesta transitoria resultante de una señal de vídeo después de pasar por cada uno de los filtros medidos en [76]. Se puede observar que para Bessel-Thomson no sufre ningún retardo debido a la respuesta máximamente plana de su retardo de grupo, como se midió en la Fig. 5.96.

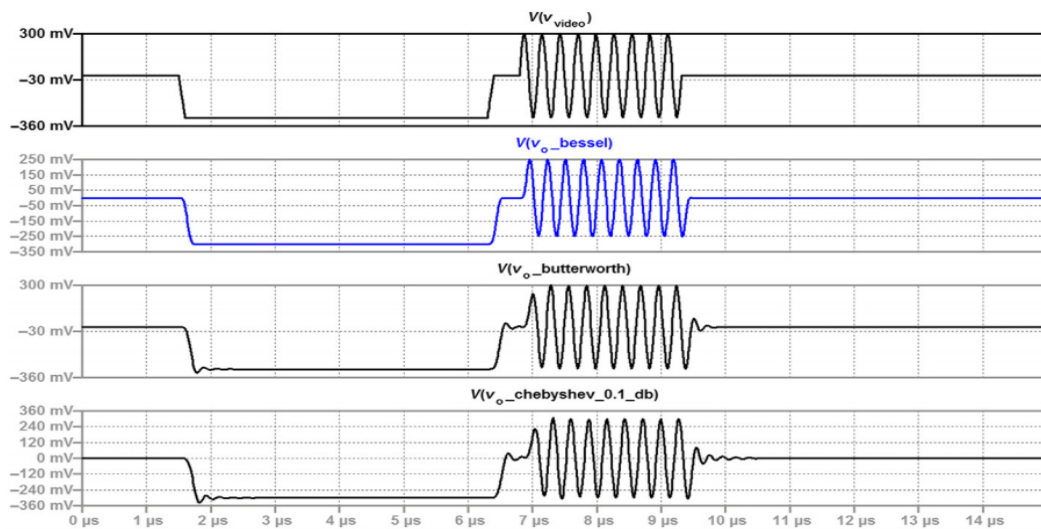


Figura 5.97: Respuesta transitoria de la señal de video al pasar por los Filtros [76].

Una vez realizada la comparación de la respuesta generada por el Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson para el filtrado de la Señal de Video a una frecuencia de corte de 5M Hz y observadas las ventajas que presenta sobre los otros métodos de aproximación, se procede a determinar las redes eléctricas, considerando una resistencia interna  $R_S$  y de carga  $R_L$  de  $1\Omega$ . Las redes eléctricas normalizadas resultantes se muestran en las Fig. 5.98 para la red tipo T y en la Fig. 5.99 para la red tipo  $\pi$ .

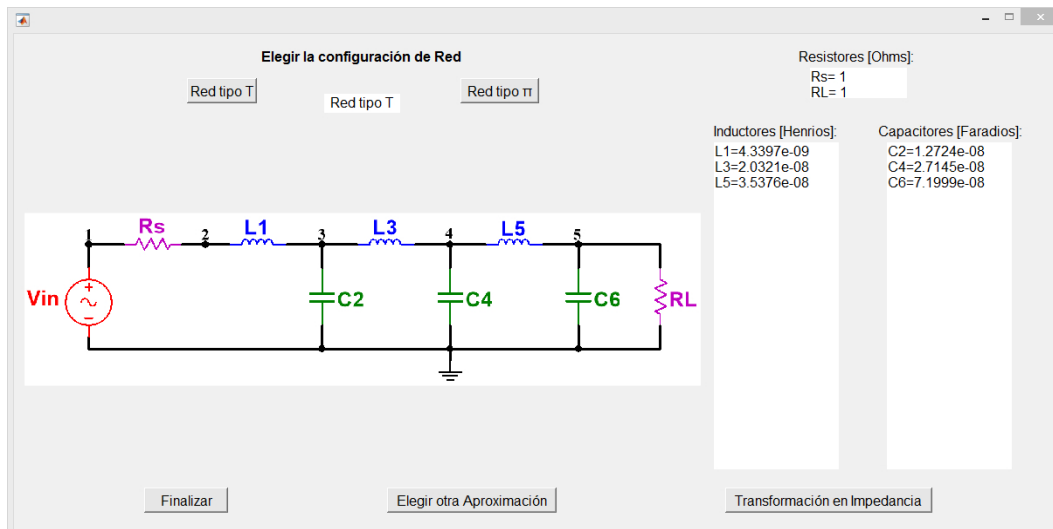
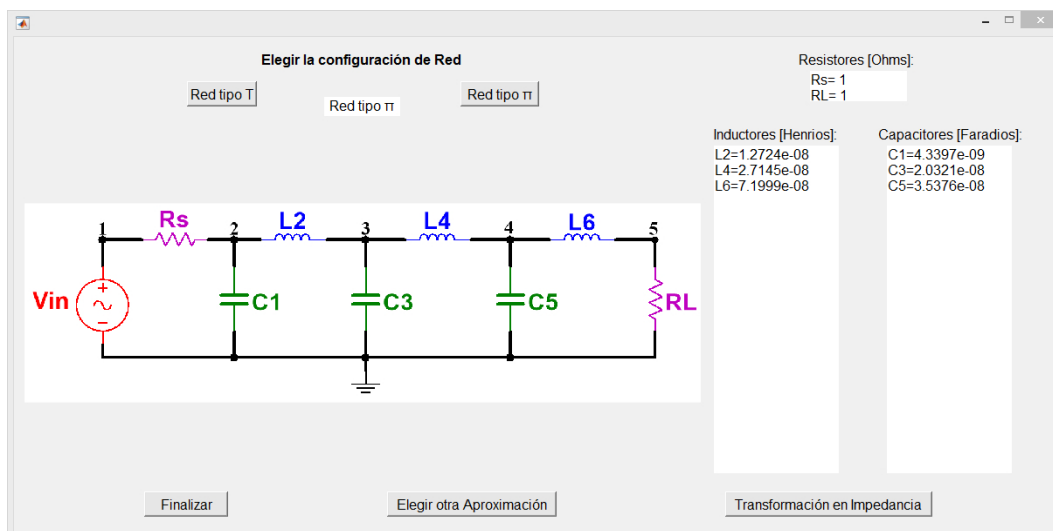


Figura 5.98: Red Eléctrica Normalizada Pasa Bajas Tipo T.

Figura 5.99: Red Eléctrica Normalizada Pasa Bajas Tipo  $\pi$ .

Posterior a la obtención de las redes eléctricas normalizadas se procede a la transformación en Impedancia del filtro y esto es posible porque simplemente es un escalado de la función de transferencia, por lo que no se vera modificada la respuesta en frecuencia, ni el retardo de grupo, la desnormalización se realiza utilizando una impedancia de  $50\Omega$  como se muestra en la Fig. 5.100, donde se obtiene la nueva función de transferencia.

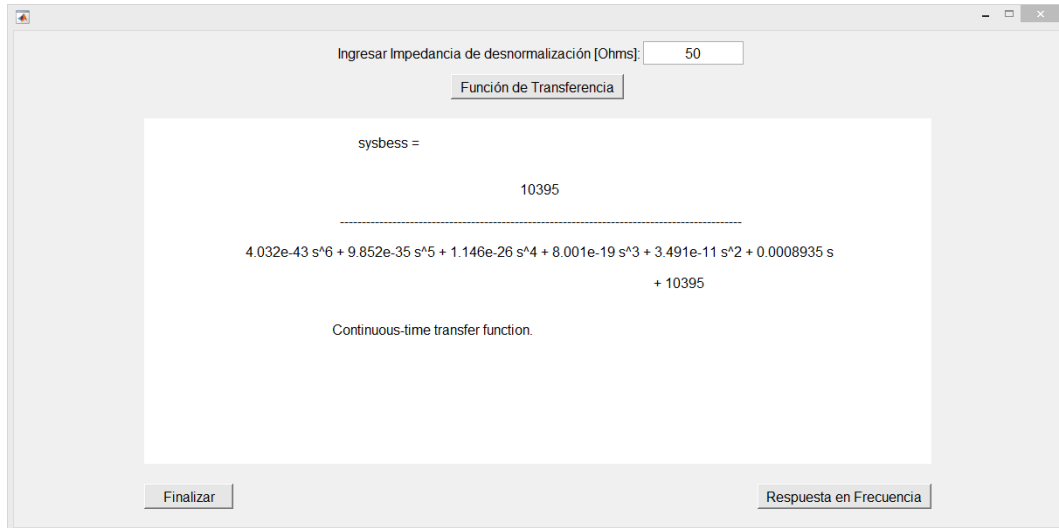
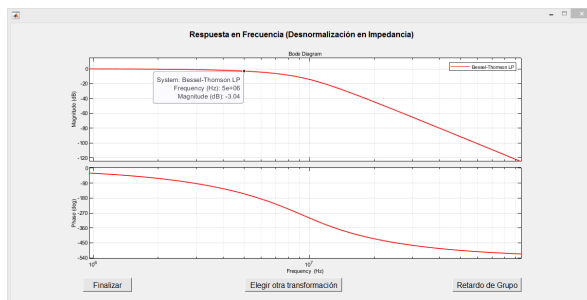


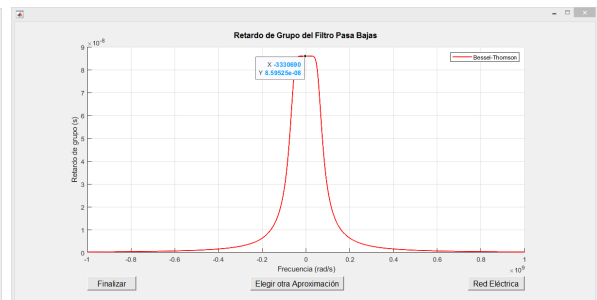
Figura 5.100: Función de Transferencia Bessel-Thomson desnormalizado a  $50\Omega$ .

La función resultante es equivalente al de la Fig. 5.93, de esta nueva función se generan la respuesta en frecuencia y retardo de grupo mostrados en la Fig. 5.101, que son similares a las obtenidas del caso normalizado.

Realizada la desnormalización de la función de transferencia del filtro pasa bajas Bessel-Thomson se lleva a cabo la transformación en Impedancia de las redes eléctricas, para ello se modifican los valores de los elementos de las redes normalizadas considerando la impedancia de desnormalización de  $50\Omega$ , con ello resultan las redes mostradas en las Fig. 5.102 tipo T y Fig. 5.103 tipo  $\pi$ .



(a) Respuesta en Frecuencia de la Magnitud



(b) Retardo de Grupo

Figura 5.101: Respuesta en frecuencia y retardo de grupo de filtro Bessel-Thomson desnormalizado a  $50\Omega$ .

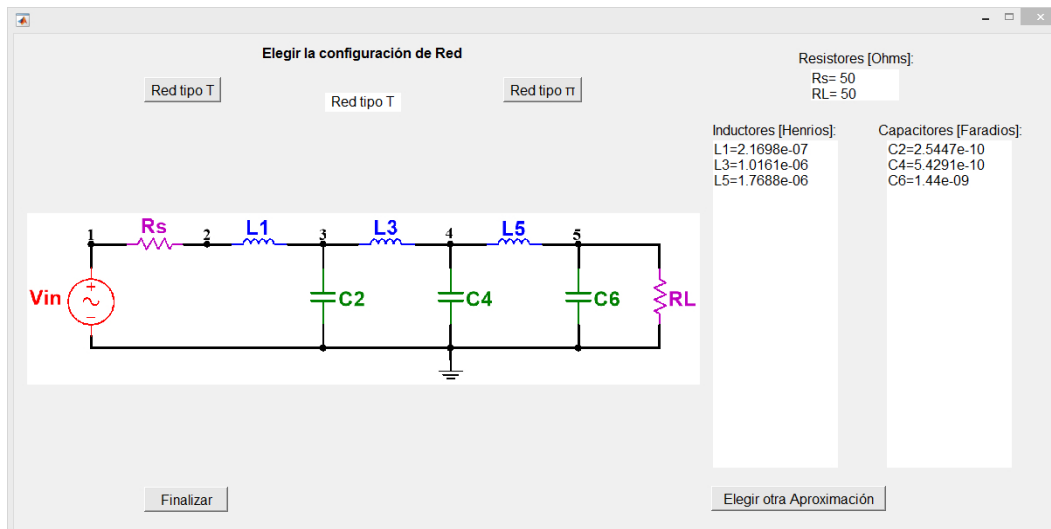


Figura 5.102: Red Eléctrica Pasa Bajas Tipo T desnormalizada a  $50\Omega$ .

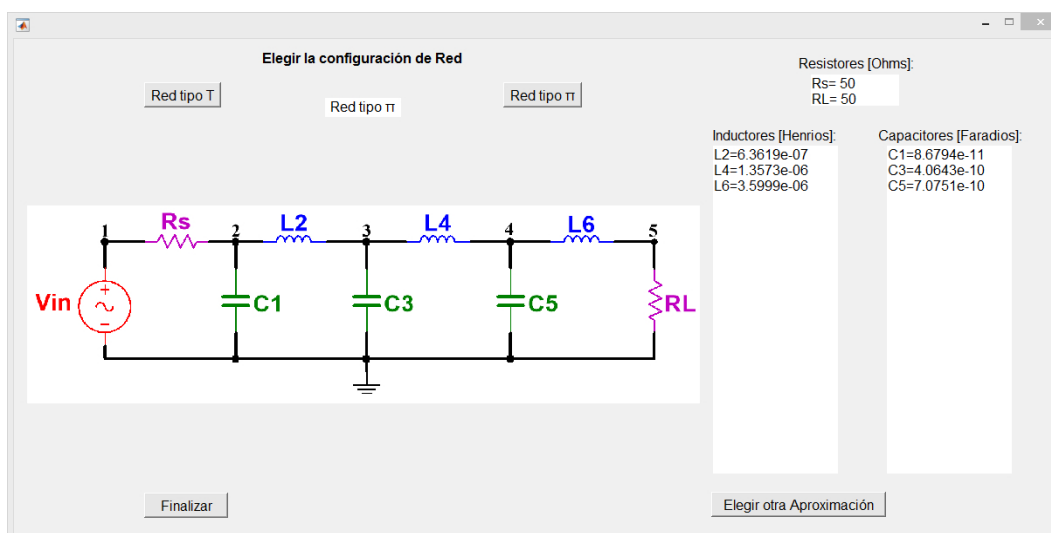


Figura 5.103: Red Eléctrica Pasa Bajas Tipo  $\pi$  desnormalizada a  $50\Omega$ .

Una vez realizado el diseño del Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson para el filtrado de la Señal de Video a 5M Hz en la herramienta SAFIMAM, y validado las especificaciones de diseño en la respuesta en frecuencia generada y el retardo de grupo, lo siguiente es verificar si las redes eléctricas entregadas por la herramienta generan las respuestas obtenidas en la simulación de MATLAB para su posterior implementación física, para ello más adelante se toma como implementación física la simulación de la Red Tipo T de la Fig. 5.102, en el Software de LTSpice y se validan los resultados de MATLAB.

### Análisis de Monte Carlo en LTSpice para el Filtro Bessel-Thomson para la Señal de Video NTSC

Para el filtro diseñado de Bessel-Thomson se realiza el análisis de Monte Carlo con la finalidad de observar cómo afectan al circuito las tolerancias de los 8 componentes que conforman la Red Eléctrica en configuración T, para ello se utiliza el simulador de LTSpice, donde se dibuja la red eléctrica, se programan las tolerancias de los compo-

mentos con variaciones del  $\pm 5\%$ , considerando 100 corridas como se muestra en la Fig. 5.104.

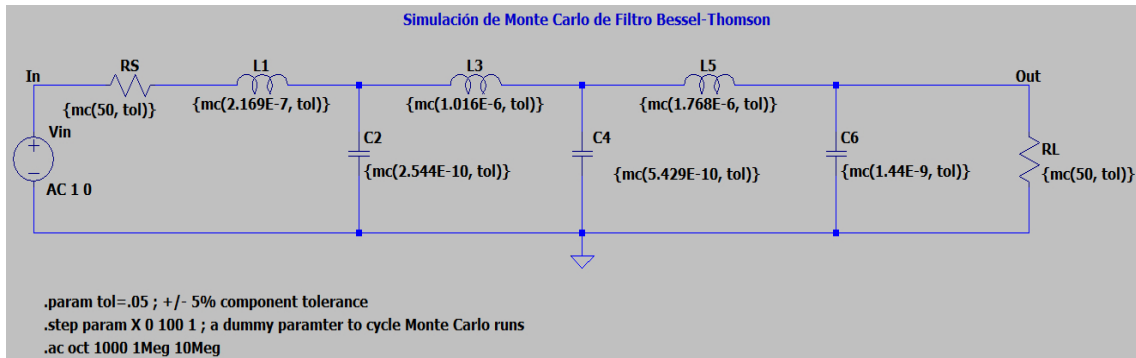


Figura 5.104: Red Eléctrica Tipo T para Análisis de Monte Carlo.

Al simular esta red calcula la respuesta del circuito mientras los valores de los elementos varían aleatoriamente con la tolerancia especificada, eso se realiza 100 veces, y se generan las respuestas en frecuencia mostradas en la Fig. 5.105, donde se puede observar la variación de la respuesta en frecuencia de la Magnitud y del retardo de grupo.

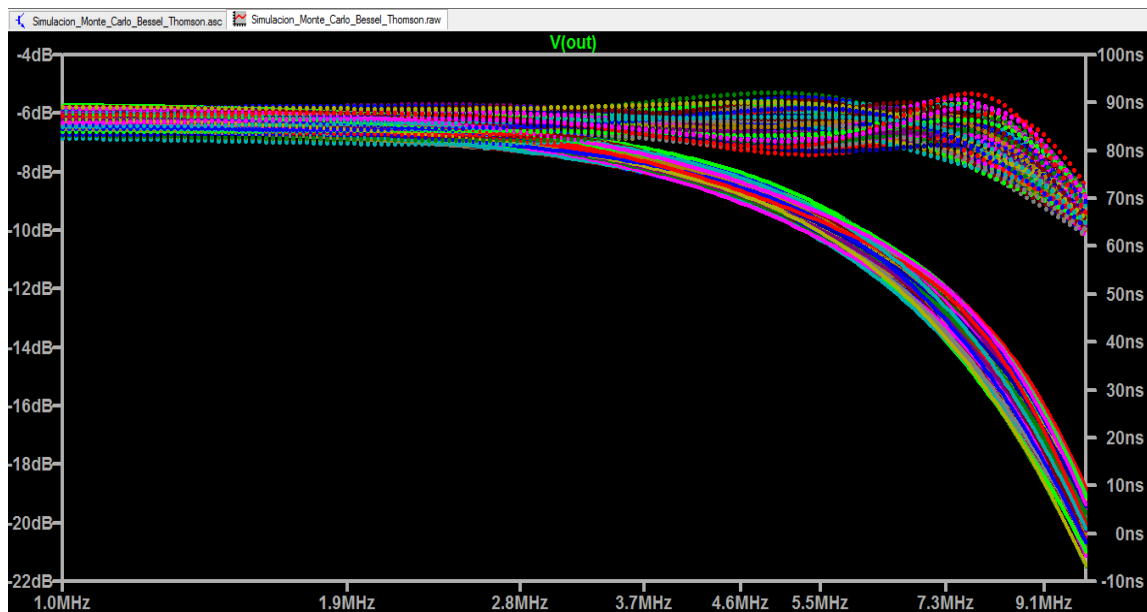


Figura 5.105: Respuesta en frecuencia del Análisis de Monte Carlo.

Como en los filtro Bessel-Thomson, el interés recae sobre la fase y el retardo de grupo, ahora se realiza un análisis con histogramas en MATLAB para verificar como las variaciones afectan el retardo de grupo del filtro. Para ello se exportan de LTSpice los datos de la frecuencia y la fase con 100 corridas, guardandose en un archivo .txt, ese archivo se limpia de tal forma que se obtienen columnas de únicamente datos numéricos. Estos datos se utilizan para determinar el retardo de grupo del filtro en MATLAB utilizando la definición de la ecuación 1.44, con ello se obtiene la respuesta de la Fig. 5.106, como se puede observar el comportamiento del retardo es igual al mostrado en la Fig. 5.105.

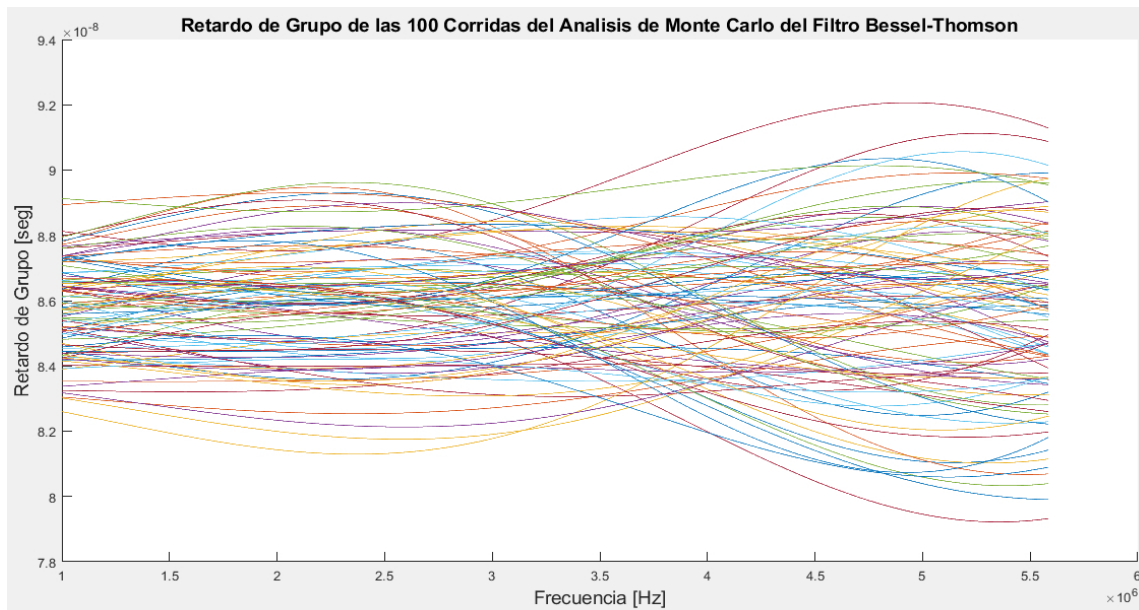


Figura 5.106: Retardo de grupo en Matlab del Analisis de Monte Carlo.

Una vez obtenido el retardo mediante la definición, se utilizan los datos de los retardos de las 100 corridas de Monte Carlo para generar los histogramas, obteniendo así dos formas de predecir la distribución de los datos, como se observa en la Fig. 5.107, la primera con un Polígono de Frecuencias que une con una línea los distintos puntos medios de las columnas del histograma, logrando así una forma geométrica, y el segundo es mediante un ajuste para lograr que el histograma tome una función de probabilidad normal, es decir, tome la forma de una campana simétrica alrededor de la media, que en este caso resulto con asimetría negativa.

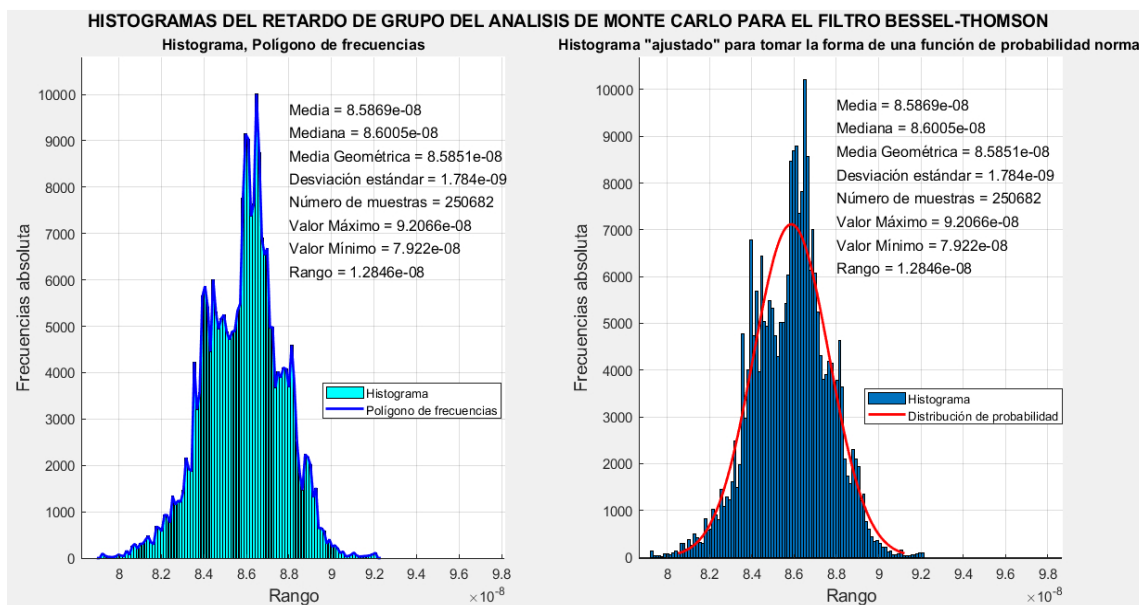


Figura 5.107: Histogramas del Retardo de grupo de las 101 corridas de Monte Carlo.

Para medir que el comportamiento del retardo de grupo mediante los histogramas tenga una distribución normal se calculan, la media, mediana, media geométrica, desviación estándar, número de muestras, valor máximo, valor mínimo y el rango. Y como

se puede observar de estas mediciones la media que es el valor representativo del conjunto de datos, en ambos casos da un valor de retardo de  $8,5869 \times 10^{-8}$  seg similar al retardo obtenido por la herramienta SAFIMAM en la Fig. 5.95 de  $8,5952 \times 10^{-8}$  seg, a pesar de que todos los componentes varían de forma aleatoria y no correlacionada, la variación es muy pequeña, lo que garantiza el buen funcionamiento del filtro considerando una variación del  $+ 5\%$  en las tolerancias de los elementos que es una variación bastante grande, además se confirma con el valor de la desviación estándar, de  $1,784 \times 10^{-9}$ , que es un valor muy bajo, por esa razón los valores obtenidos están muy cercanos al valor de la media, es decir, con curtosis leptocúrtica.

### 5.1.5. Filtro Pasa Banda SHF

Superalta frecuencia (SHF) es la designación de la UIT para las radiofrecuencias (RF) en el rango entre 3 y 30 gigahercios (GHz). Estas frecuencias caen dentro de la banda de microondas, por lo que las ondas de radio con estas frecuencias se denominan microondas [77]. Las frecuencias SHF ocupan un punto óptimo en el espectro radioeléctrico que actualmente están explotando muchos nuevos servicios de radio [78]. Son la banda de frecuencia más baja donde las ondas de radio pueden dirigirse en haces estrechos mediante antenas de tamaño conveniente para que no interfieran con los transmisores cercanos en la misma frecuencia, lo que permite la reutilización de frecuencia. Por otro lado, son las frecuencias más altas que se pueden utilizar para comunicaciones terrestres de larga distancia. En las últimas décadas se han desarrollado muchas nuevas fuentes de energía de microondas en estado sólido y los circuitos integrados de microondas permiten por primera vez realizar un procesamiento significativo de señales en estas frecuencias [79].

Por ello en esta implementación se toma de referencia el diseño del Filtro Pasa Banda Chebyshev I de orden 3 para un sistema antena-filtro, desarrollado en el proyecto de tesis del Ing. Luis H. Ruiz [80], donde el filtro tiene una frecuencia central de 3.6 GHz con ancho de banda fraccional del 10%, tomando esto en consideración se ingresan a SAFIMAM las especificaciones del rizo de 1 dB, atenuación de 25 dB y relación de transición de 2.5, para obtener un orden 3 de filtro pasa bajas, como se muestra en la Fig. 5.108, que posteriormente se realiza la transformación a Pasa Banda. En este ejemplo de diseño, es de interés la porción del espectro comprendida entre los 3,4 GHz y los 3,79 GHz, para posibles aplicaciones inalámbricas SHF, por ello el objetivo del diseño es determinar la red eléctrica que genere la respuesta pasa banda con ese rango de frecuencias.

### Simulación en MATLAB

Calculado el orden del filtro se determina la función de transferencia resultando lo de la Fig. 5.109, que genera la respuesta en frecuencia mostrada en la Fig. 5.110, donde se indica mediante un cursor la frecuencia de corte normalizada del filtro pasa bajas a 1 rad/seg en la caída de los 3 dB, así mismo se puede observar que al hacer la diferencia del valor del pico más alto 0.0153 dB y más bajo 0.99 dB en la banda de paso el rizo registrado es de aproximadamente 1 dB, y la atenuación de los 25 dB se da entre 2.18 rad/seg y 2.5 rad/seg, que es muy cercano a la relación de transición de 2.5, lo que comprueba que las especificaciones de diseño ingresada al inicio se mantienen.

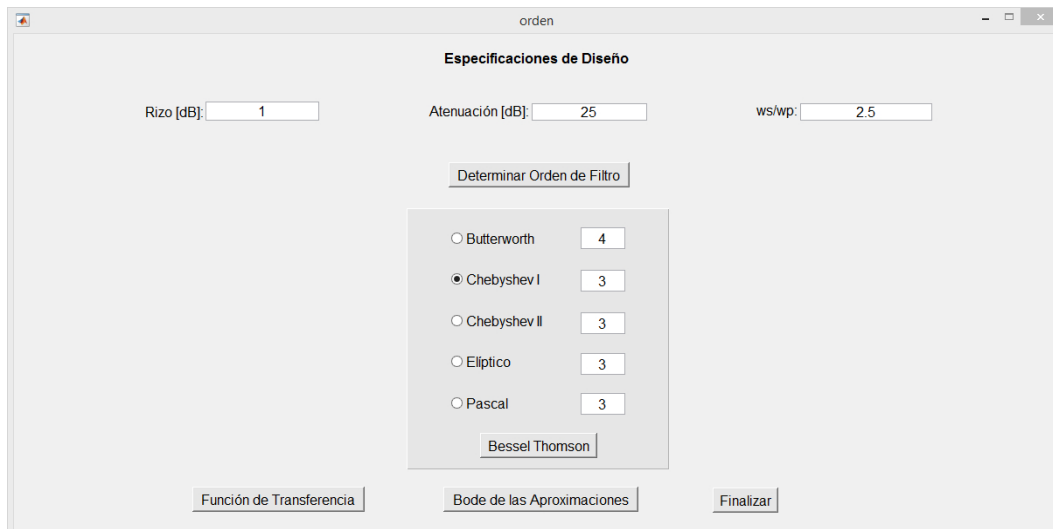


Figura 5.108: Orden del Filtro 5G.

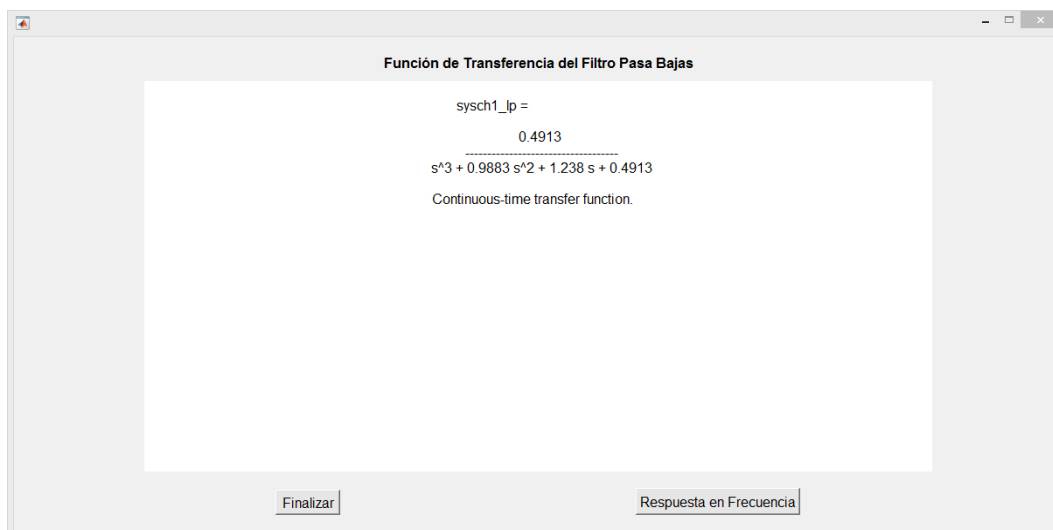


Figura 5.109: Función de Transferencia Normalizada Chebyshev I Pasa Bajas.

Verificadas las especificaciones de diseño en la respuesta del filtro Chebyshev I, se realiza rápidamente una comparación de esta respuesta con los demás métodos de aproximación, bajo las mismas especificaciones como se muestra en la Fig. 5.111, donde se puede observar que Chebyshev entrega una respuesta más óptima, ya que por ejemplo Butterworth a pesar de que la respuesta es máximamente plana en la banda de paso y la frecuencia de corte sea correcta el orden del filtro es mayor, por lo tanto, la comparación queda con Elíptico, y Pascal porque Chebyshev II no contempla esas especificaciones de diseño. La respuesta elíptica genera rizo en ambas bandas y no es conveniente utilizarlo para esta aplicación ya que más adelante se filtrara una banda de frecuencia muy selectiva, y en el caso de Pascal, la variación con Optimización en la Banda de Paso no genera una frecuencia de corte muy cercana a 1 rad/seg, tiene un ligero desplazamiento, por otro lado, una opción comparable con Chebyshev I es Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo que genera una respuesta similar, y de hecho en la Fig. 5.111 las respuestas están sobrepuestas.

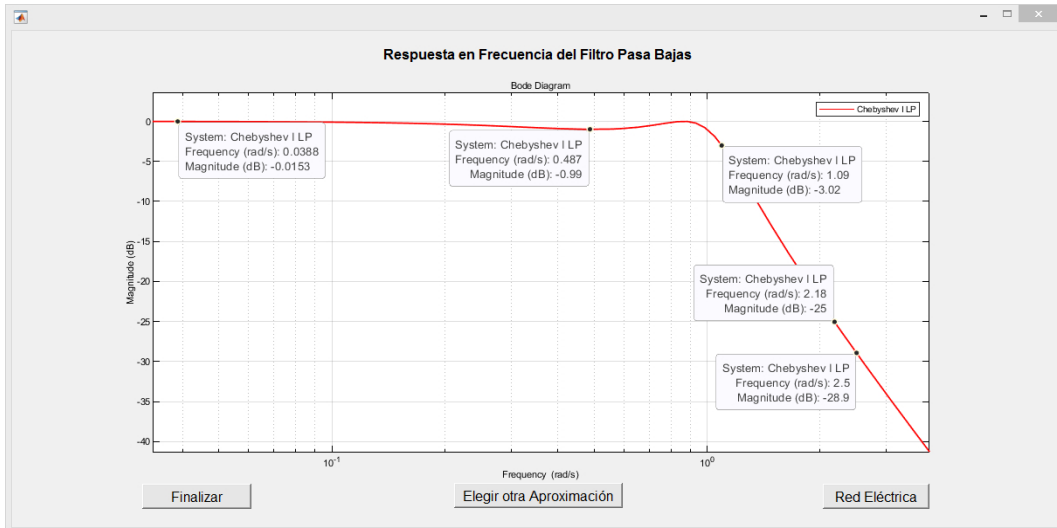


Figura 5.110: Respuesta en Frecuencia de la Magnitud del Filtro Pasa Bajas Chebyshev I Normalizado.

Realizada la comparación se procede a obtener las redes eléctricas del Filtro Chebyshev I, para la configuración tipo T se muestra en la Fig. 5.112 y la tipo  $\pi$  en la Fig. 5.113, ambas con la misma respuesta de tipo pasa bajas normalizada.

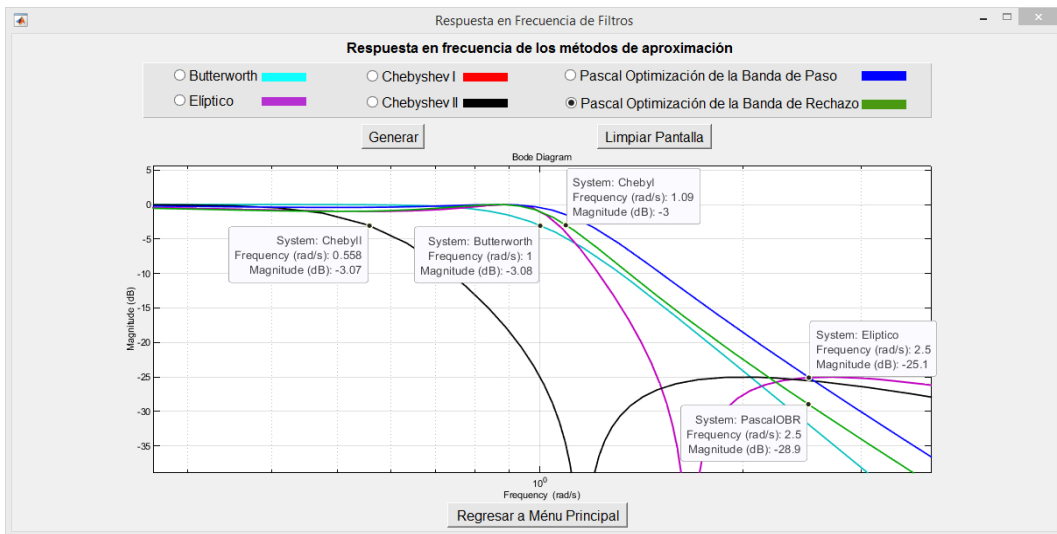


Figura 5.111: Comparación de Respuesta Chebyshev I Normalizado con los demás Métodos de Aproximación.

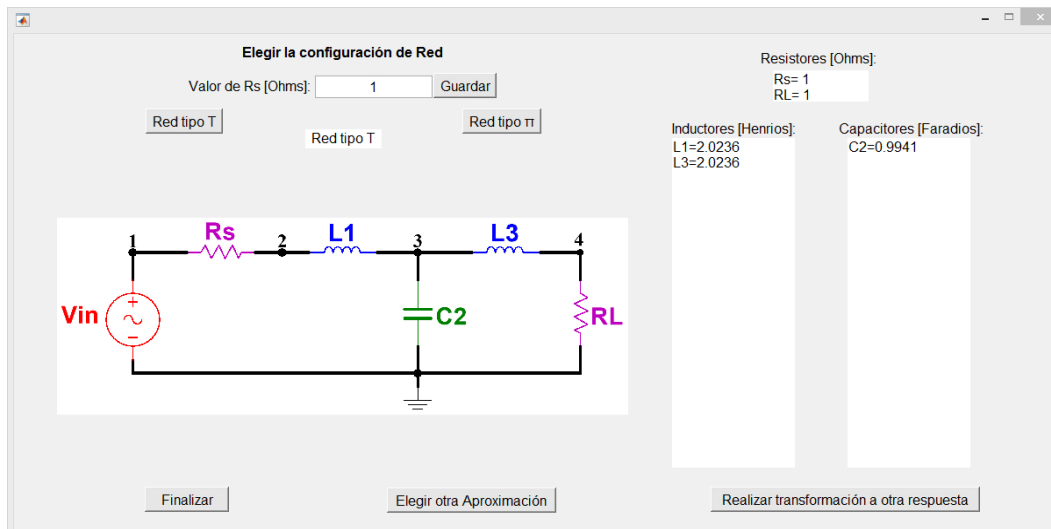


Figura 5.112: Red Tipo T Pasa Bajas Chebyshev I Normalizada.

Posteriormente se transforma el filtro pasa bajas normalizado a pasa banda con frecuencias de corte de 3.4 GHz y 3.79 GHz, ya que el ancho de banda de la especificación de diseño requerido es del 10% de la frecuencia central de 3.6 GHz, la transformación genera una nueva función de transferencia que se muestra en la Fig. 5.114.

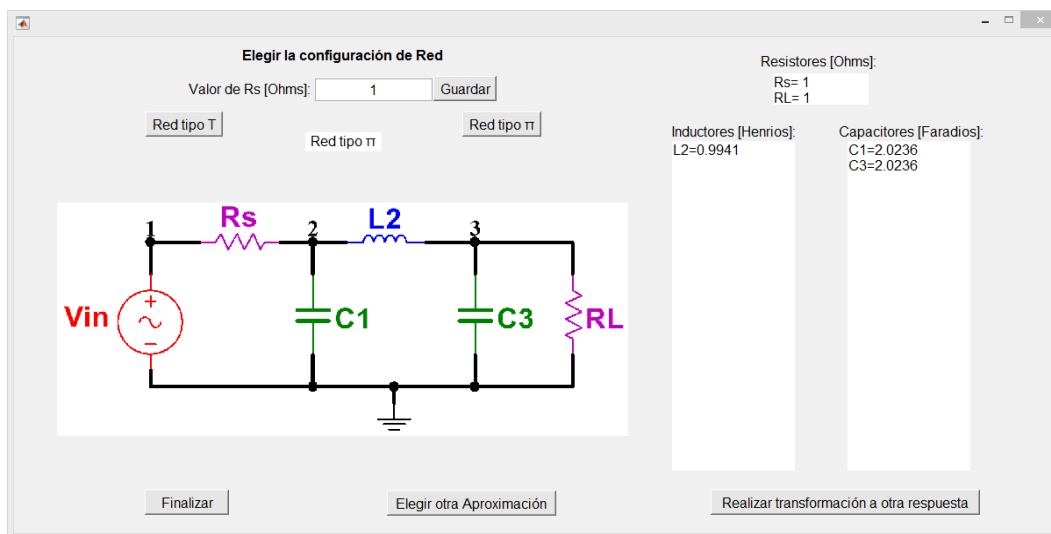


Figura 5.113: Red Tipo  $\pi$  Pasa Bajas Chebyshev I Normalizada.

La función de transferencia genera la respuesta en frecuencia mostrada en la Fig. 5.115, donde mediante cursores se indican las frecuencias de corte esperadas, obteniéndose la primera frecuencias de corte en 3.39 GHz, la segunda en 3.81 GHz que son muy cercanas a las indicadas en la especificación de diseño, por otro lado también se puede apreciar que al realizar la diferencia del pico más alto registrado en la banda de paso de 0.0641 dB con 0.987 dB del más bajo se obtiene un rizo de aproximadamente 1 dB, y la atenuación registrada en ambas bandas los 25 dB se dan a una frecuencia de 3.19 GHz y 4.04 GHz que resulta de una relación de transición de 1.06 que es mejor a la indicada en la especificación de diseño, por lo tanto la transformación se realizo de forma exitosa, obteniéndose el filtro pasa banda con las especificaciones correctas.

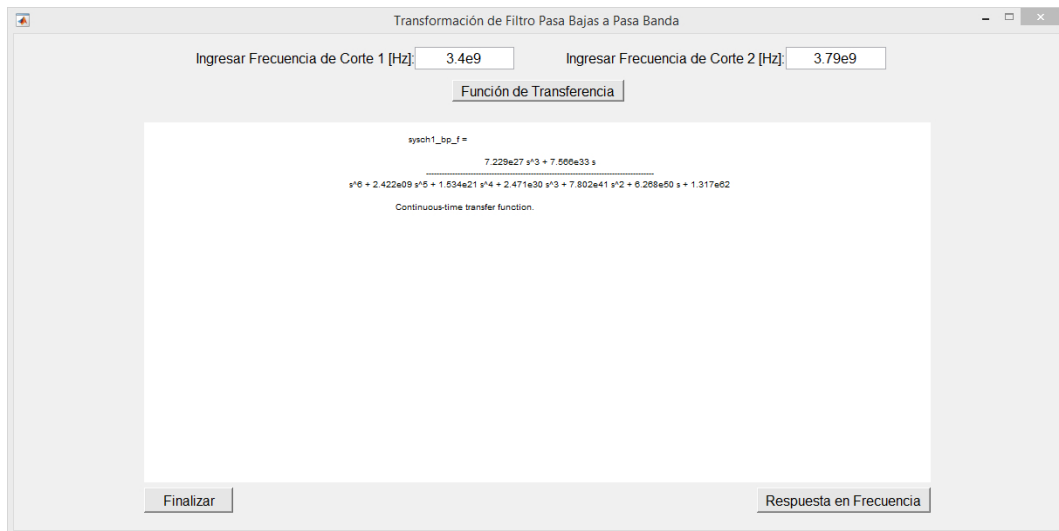


Figura 5.114: Transformación de Filtro Chebyshev I Pasa Bajas a Pasa Banda.

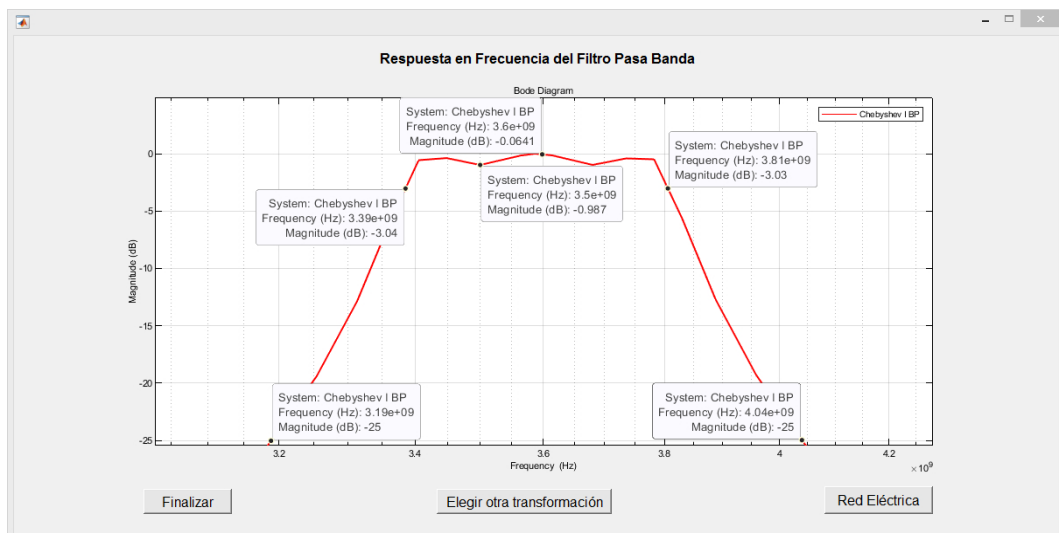


Figura 5.115: Respuesta en Frecuencia Pasa Banda de Filtro Chebyshev I.

Una vez generada la respuesta esperada, se procede a determinar las redes eléctricas del Filtro Pasa Banda para posteriormente realizar la implementación física de estas, al generarlas, se obtienen las redes mostradas en la Fig. 5.116 y Fig. 5.117.

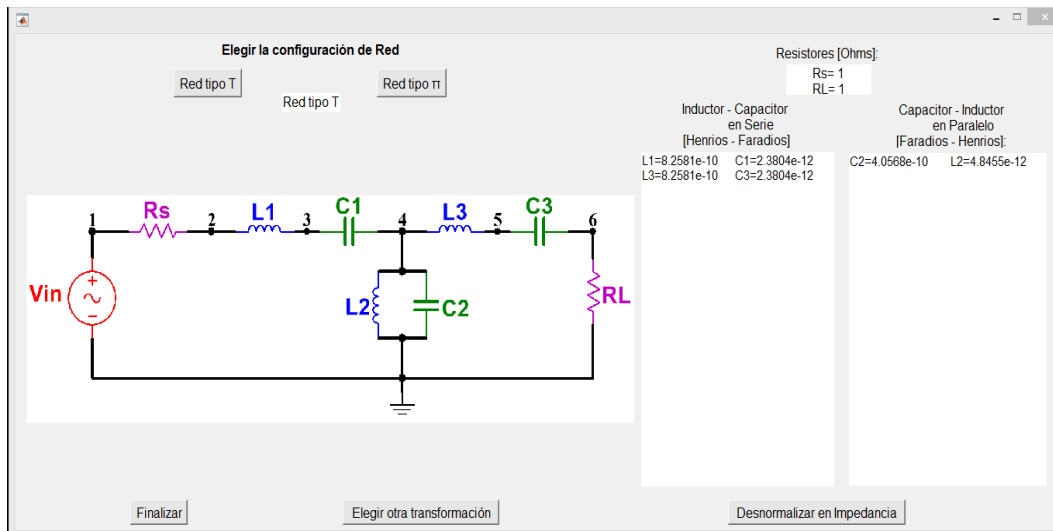
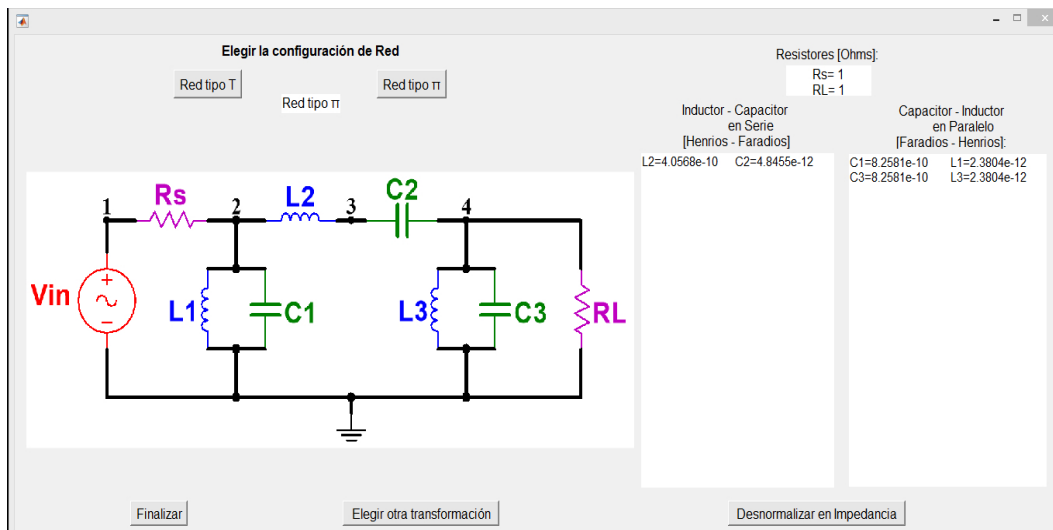


Figura 5.116: Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo T.

Figura 5.117: Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo  $\pi$ .

Para poder realizar la implementación física de las redes obtenidas, es necesario realizar la transformación en impedancia del filtro, misma que se lleva a cabo como se muestra en la Fig. 5.118, donde se ingresa una impedancia de desnormalización de  $50\Omega$ , con ello resulta una nueva función de transferencia, que al graficar su respuesta en frecuencia genera la respuesta mostrada en la Fig. 5.119, que es la misma respuesta de la Fig. 5.115, ya que esta función de transferencia es equivalente al del caso normalizado porque simplemente sufrió un escalado.

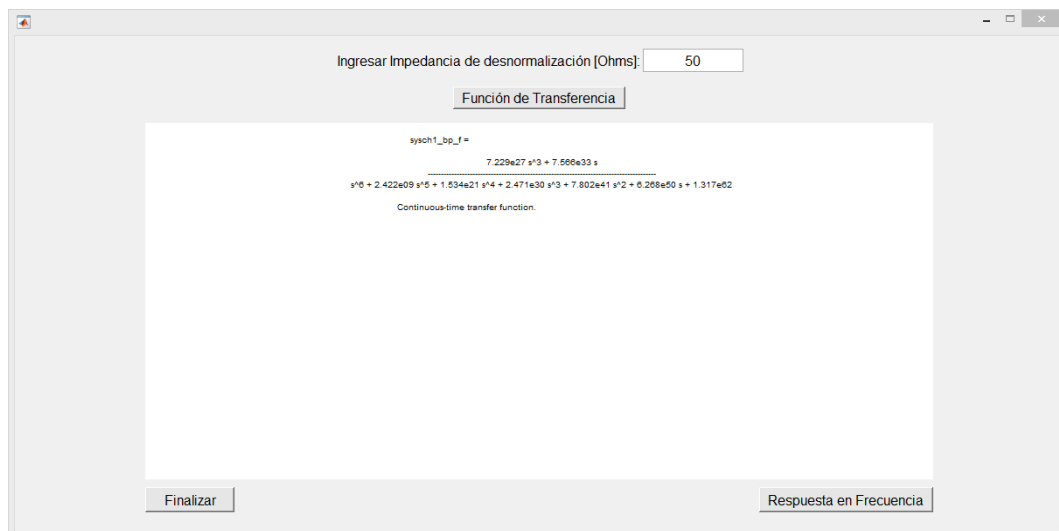


Figura 5.118: Desnormalización en Impedancia de Filtro Pasa Banda Chebyshev I.

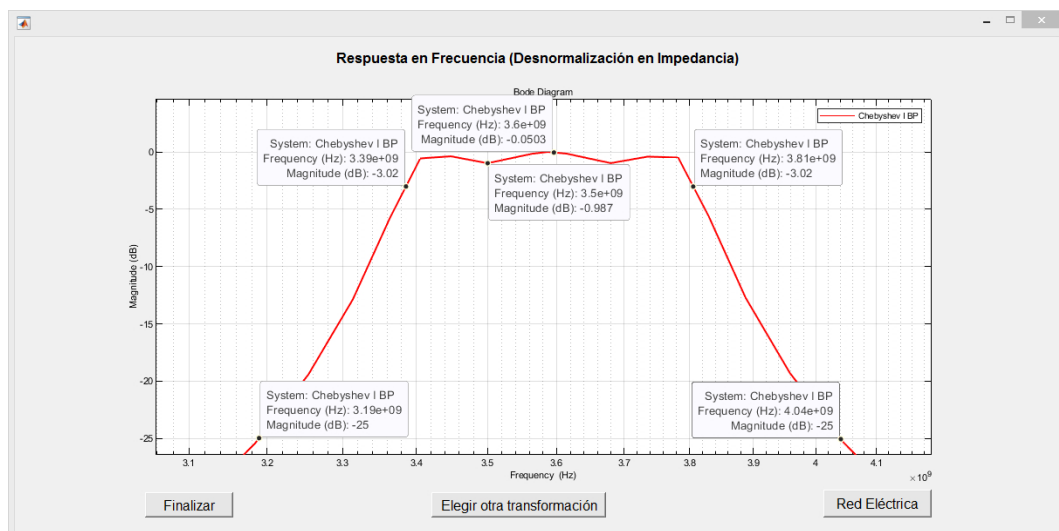


Figura 5.119: Respuesta en Frecuencia del Filtro desnormalizado en  $50\Omega$ .

Realizada la transformación en Impedancia del Filtro Pasa Banda Chebyshev I se generan las redes eléctricas para la configuración tipo T mostrada en la Fig. 5.120 y configuración tipo  $\pi$  en la Fig. 5.121, desnormalizadas a  $50\Omega$ , redes que generan la misma respuesta en frecuencia mostrada anteriormente, y que pueden servir para la implementación física.

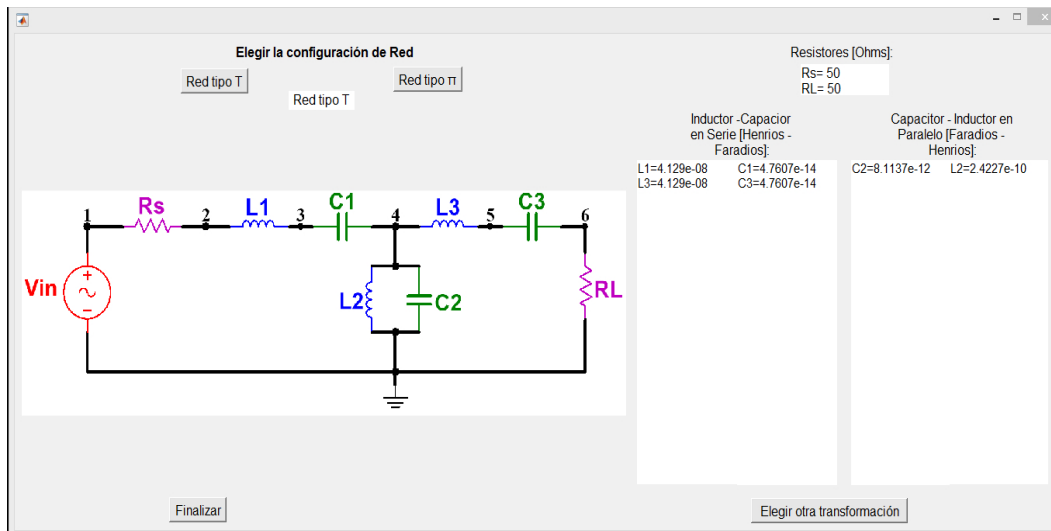


Figura 5.120: Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo T desnormalizado a  $50\Omega$ .

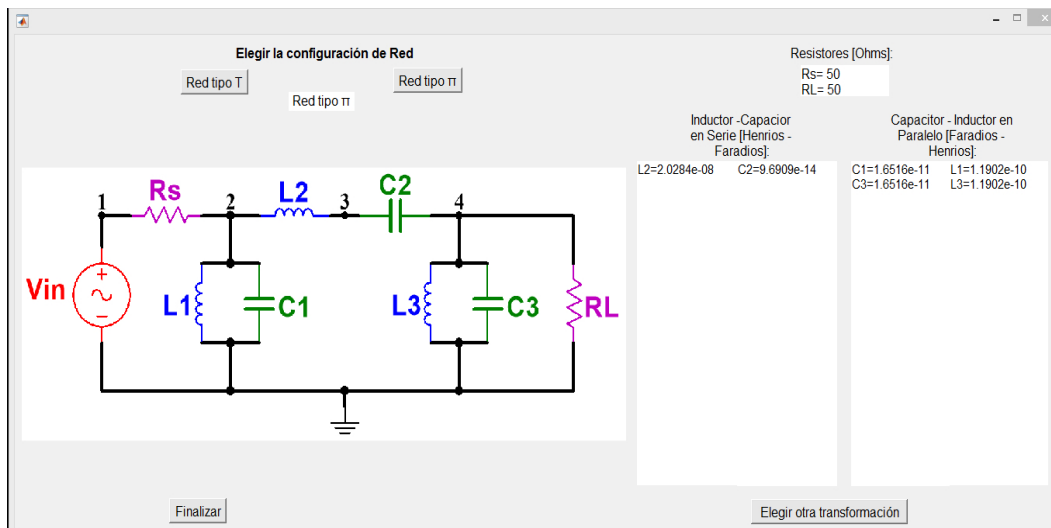


Figura 5.121: Red Pasa Banda Chebyshev I Tipo  $\pi$  desnormalizado a  $50\Omega$ .

Para hacer posible la implementación física del Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF, se debe realizar la transformación de las redes eléctricas con elementos con parámetros concentrados a elementos con parámetros distribuidos ya que los elementos pasivos sólo permiten diseñar filtros en baja frecuencia, además la síntesis en escalera a veces no es capaz de sintetizar cualquier respuesta, por ello se elige transformar la red eléctrica tipo T Normalizada de la Fig. 5.116 con un método llamado inversores de inmitancias, que es un método para atacar el problema de síntesis de forma más general utilizando nuevos métodos de agrupación de elementos. Aunque su uso originario es debido a que una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda actúa como un inversor de impedancias, se puede definir un inversor de inmitancias al margen de una línea de transmisión ya que una línea de transmisión tiene propiedades dependientes de la frecuencia [69].

En [81] se popularizó su uso para el diseño de filtros y posteriormente en [82] se formuló su uso general para diferentes diseños ya que, en un margen de frecuencias, muchos circuitos y estructuras pueden usarse como inversores [69].

Un inversor de impedancia de constante de inversión  $K$  es una red de dos accesos recíproca, sin pérdidas y simétrica la cual tiene una impedancia de entrada  $Z_{in}$  de valor

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (5.2)$$

cuando se le conecta a su salida una impedancia de carga  $Z_L$ . Las dimensiones de  $K$  son Ohmios ( $\Omega$ ) para mantener la consistencia de la ecuación y además  $K$  debe ser real.

Sustituyendo las impedancias por admitancias obtenemos la definición del inversor de admitancias con constante de inversión  $J$ .

Un inversor de admitancia de constante de inversión  $J$  es una red de dos accesos recíproca, simétrica y sin pérdidas la cual tiene una admitancia de entrada  $Y_{in}$  de valor

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

cuando se le conecta a su salida una admitancia de carga  $Y_L$ . Las dimensiones de  $J$  son Siemens ( $S$ ) para mantener la consistencia de la ecuación y además  $J$  debe ser real.

Un inversor se simboliza como aparece en la Fig. 5.122 donde aparece el inversor de impedancias y el de admitancias. Es necesario recalcar que físicamente no hay diferencia entre un inversor de impedancias y un inversor de admitancias. Son exactamente la misma red. Si igualamos  $Z_L = 1/Y_L$  obtenemos que para que un inversor de impedancias y uno de admitancias sean exactamente iguales se debe de cumplir que  $K^2 = 1/J^2$  [69].

El análisis de red puede mostrar que una inductancia en serie con un inversor en cada lado parece una capacitancia de derivación desde sus terminales exteriores, como se indica en la Fig. 5.123 (a). Del mismo modo, una capacitancia de derivación con un inversor en cada lado parece una inductancia en serie de sus terminales externos, como se muestra en la Fig. 5.123 (b) [80].

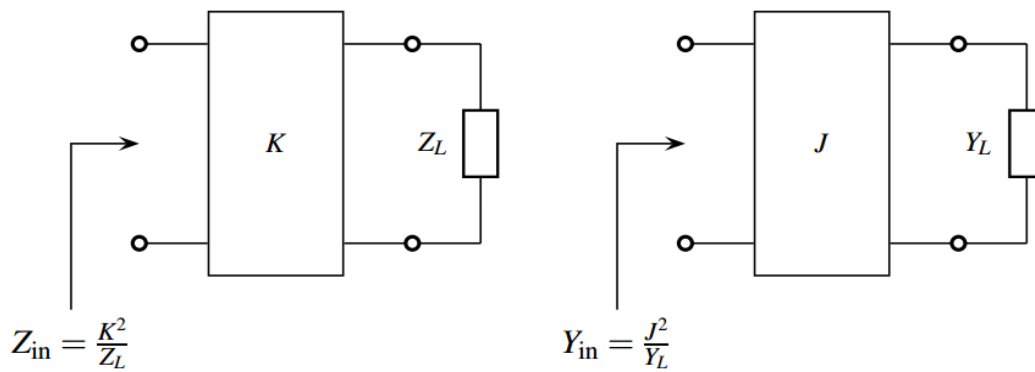


Figura 5.122: Inversor de impedancia (izquierda) e inversor de admittancia (derecha) [69].

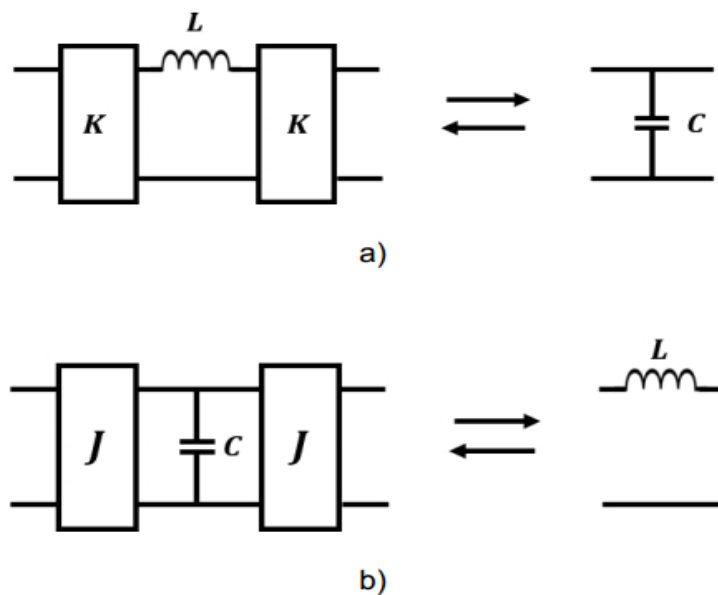


Figura 5.123: Inversores de Inmittancias [80].

El procedimiento de diseño de filtros o conversión de filtros con inversores de inmittancias se explica con más detalle, junto con ejemplos de diseño en [69].

Retomando la conversión de la Red Eléctrica del Filtro Pasa Banda Chebyshev I con inversores de admittancias, se realiza la sustitución de los capacitores e inductores conectados en serie de la red tipo T Normalizada de la Fig. 5.116 por los inversores con constantes de inversión  $J_1, J_2, J_3$  &  $J_4$ , resultando de esta forma la conexión en paralelo de los elementos como se muestra en la Fig. 5.124

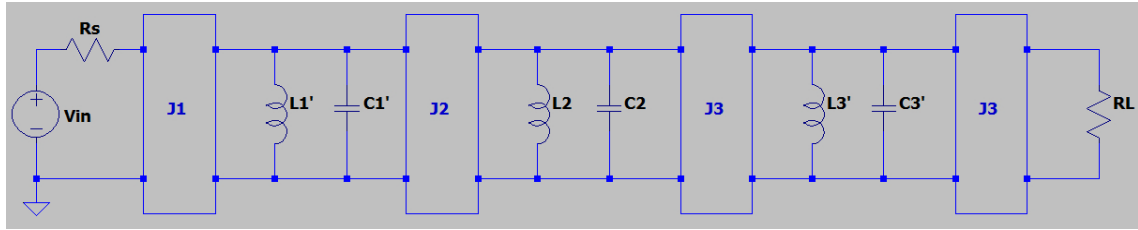


Figura 5.124: Filtro prototipo pasabanda con inversores de inmitancias.

Como se sabe la impedancia de entrada/salida de un resonador en serie Fig. 5.125 se puede expresar como

$$Z = Z_{in} = Z_{out} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) \tag{5.4}$$

donde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . Si vamos a utilizar un resonador paralelo es más cómodo trabajar con inversores de admitancia como en este caso, donde se obtuvo la configuración inferior como el de la Fig. 5.125. Además, como la impedancia de entrada y de salida son iguales, tenemos que  $Y_{in} = Y_{out}$  y los inversores también son iguales  $J_1 = J_2 = J$ . La admitancia del circuito paralelo entre los inversores  $Y_p$  es

$$Y_p = j\omega C' \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) \tag{5.5}$$

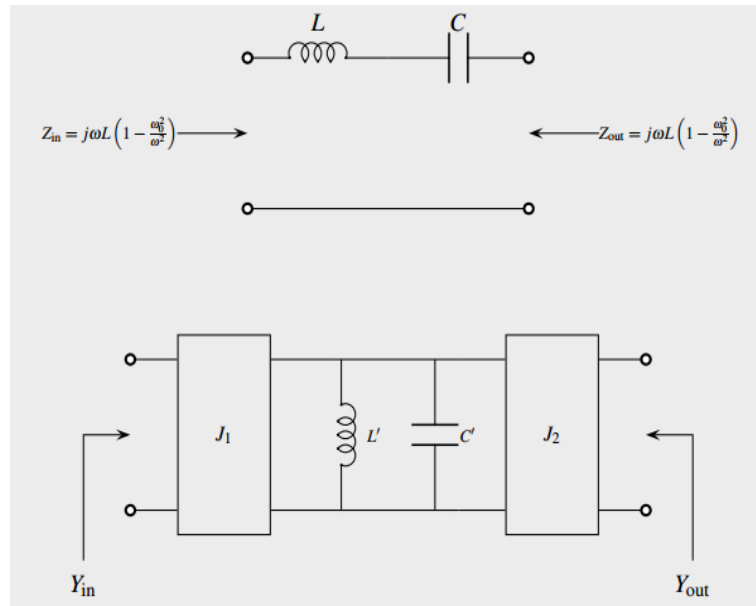


Figura 5.125: Resonador en serie [69].

donde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$  que debe ser la misma que la del circuito serie y por lo tanto podemos obtener el valor del condensador desconocido  $C'$  o inductor  $L'$ , en este caso para determinar primeramente el valor de  $L1'$ ,  $C1'$ ,  $L3'$ , y  $C3'$  de la Fig. 5.124 se propone que  $C1' = C3' = 1$  pF, así que al despejar  $L'$  resulta la ecuación  $L' = \frac{1}{\omega^2 C'}$ , al sustituir los valores resulta

$$L' = L1' = L3' = 1 / \left( (2\pi)(3,6 \times 10^9)^2 * (1 \times 10^{-12}) \right) = 1,954 \times 10^{-9}$$

Una vez obtenidos los valores de los inductores y capacitores de la transformación lo que resta es realizar la desnormalización de estos a  $50 \Omega$ , por lo tanto

$$C1' = C3' = 1 \times 10^{-12} / 50 = 2 \times 10^{-14}$$

$$L1' = L3' = 1,954 \times 10^{-9} / 50 = 9,77 \times 10^{-8}$$

Una vez que se obtuvieron los valores de todos los elementos de la red de la Fig. 5.124 se procede a calcular los valores de las constantes de inversión  $J_1$ ,  $J_2$ ,  $J_3$  y  $J_4$ , para ello tomando como base la admitancia vista desde la entrada/salida del circuito de la Fig. 5.125, se tiene que

$$Y = Y_{in} = Y_{out} = J^2 / Y_p = J^2 / \left( j\omega C' \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \right)$$

Igualando las expresiones de las admitancias de los dos circuitos obtenemos

$$Y = J^2 / \left( j\omega C' \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \right) \implies J = \sqrt{\frac{C'}{L}} = \sqrt{\frac{C}{L'}}$$

donde  $C'$ ,  $L'$  y  $C$ ,  $L$  deben ser los valores normalizados de la red.

Tomando esto en consideración  $L = L1 = L3$  y  $C = C1 = C3$  de la Red Normalizada de la Fig. 5.116, la constante de inversión  $J_1 = J_2$  viene dada por

$$J_1 = J_2 = \sqrt{\frac{C'}{L}} = \sqrt{\frac{1 \times 10^{-12}}{8,258 \times 10^{-10}}} = 0,034$$

$$J_3 = J_4 = \sqrt{\frac{C}{L'}} = \sqrt{\frac{2,3804 \times 10^{-12}}{1,954 \times 10^{-9}}} = 0,034$$

Obtenidas las constantes con los valores que se muestran en la Fig. 5.126 se realiza la transformación de Richard a esta red. Estas transformaciones son de vital importancia para el diseño práctico de filtros de microondas. Una aproximación comúnmente usada para el diseño práctico es buscar una aproximación equivalente entre elementos agrupados y distribuidos. Así que esta equivalencia puede ser establecida como en la Fig. 5.121 [83].

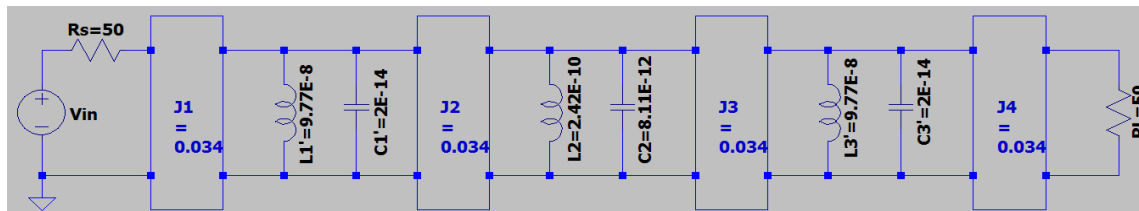


Figura 5.126: Red pasa banda con Inversores de admitancias.

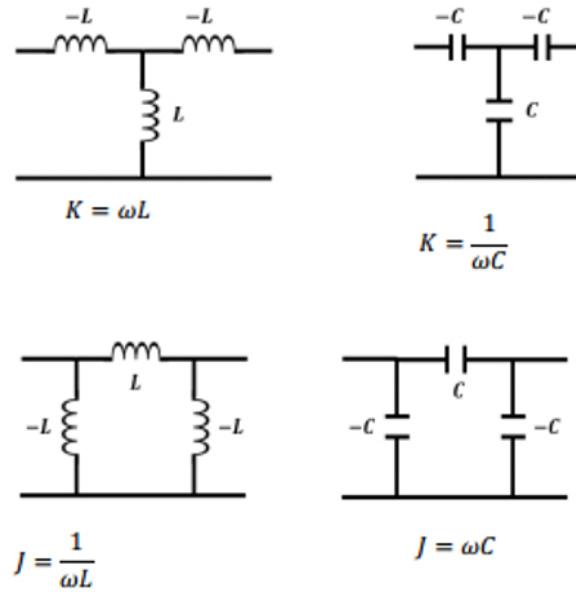


Figura 5.127: Elementos agrupados para inversores de inmitancias [80].

Aplicando esta transformación al filtro de la Fig. 5.126 resulta el circuito mostrado en la Fig. 5.128 donde se sustituyen los bloques de las constantes de inversión por elementos agrupados con capacitores.

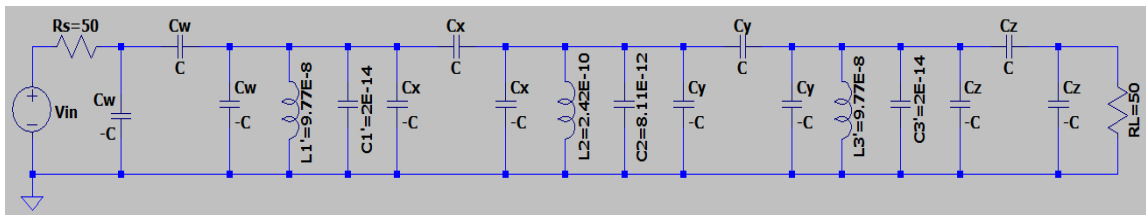


Figura 5.128: Filtro Pasa Banda con Transformación de Richard.

Para determinar los valores de los capacitores se realiza el despeje de la equivalencia de la constante de inversión  $J = \omega C$ , donde  $C = \frac{J}{\omega}$  así que

$$C_w = C_x = C_y = C_z = 0,034 / (2\pi * 3,6 \times 10^9) = 1,503 \times 10^{-12} F$$

al desnormalizar a  $50 \Omega$  resulta

$$C_w = C_x = C_y = C_z = 1,503 \times 10^{-12} / 50 = 3 \times 10^{-14} F$$

### Simulación en Advanced Design System

Una vez calculado estos valores se realiza la simulación del Filtro Pasa Banda Chebyshev I transformado a elementos con parámetros distribuidos en el Software Advanced Design System como se muestra en la Fig. 5.129 donde se puede observar el diagrama esquemático del filtro y en la Fig. 5.130 la respuesta en frecuencia Pasa Banda generada.

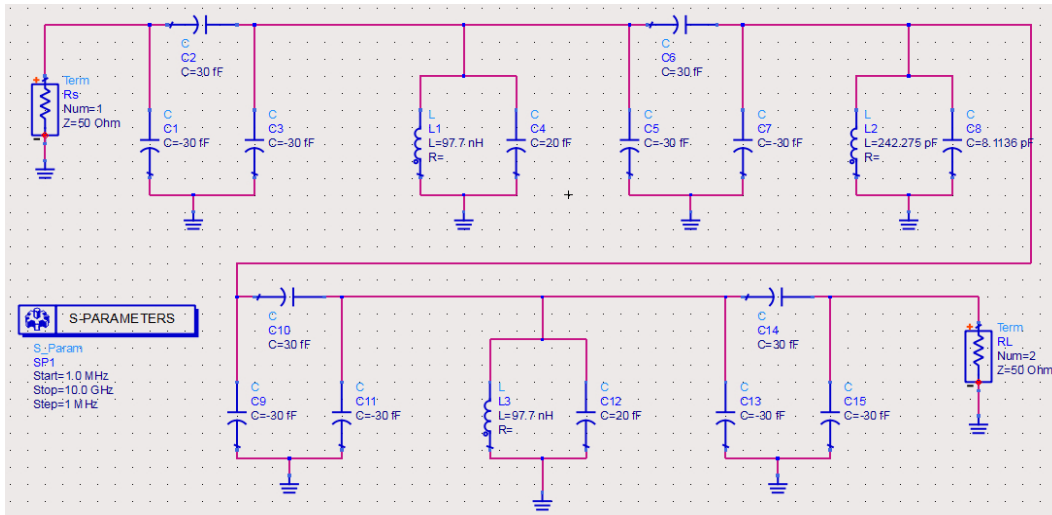


Figura 5.129: Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF con parámetros distribuidos, en ADS.

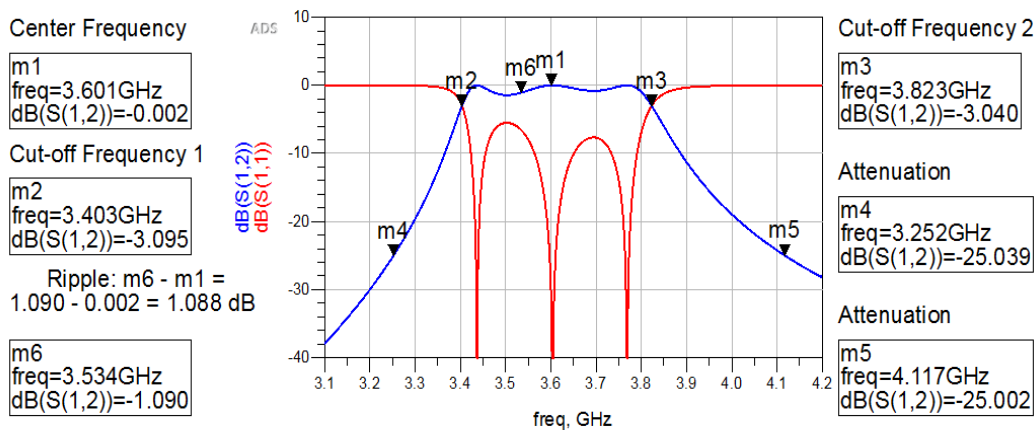


Figura 5.130: Respuesta en frecuencia de Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF en ADS.

Como se puede observar en la Fig. 5.130 se indicaron mediante cursores los puntos que ayudan a determinar si las especificaciones de diseño se siguen satisfaciendo, iniciando con la frecuencia central en el cursor m1 se puede ver que se encuentra a 3.601 GHz, las frecuencias de corte 1 en el cursor m2 se registra a 3.403 GHz, la frecuencia de corte 2 en el cursor m3 se da a 3.823 GHz, en el caso del rizo se realiza la diferencia del pico más alto de oscilación en la banda de paso con el pico más bajo, en este caso m6-m1 dando como resultado un rizo de aproximadamente 1 dB, y finalmente para la atenuación en los 25 dB especificado se manifiesta en m4 = 3.252 GHz y m5 = 4.117 GHz, dando una relación de transición entre 1.05 y 1.08 que es mejor a la especificada de  $\omega_s/\omega_p = 2$ . Como es evidente todas las especificaciones de diseño indicadas al inicio se conservan y siguen satisfaciéndose por lo que los resultados de simulación son prometedores para realizar la implementación física.

### Sensibilidad del Filtro Chebyshev I SHF

Antes de realizar la implementación física del filtro se lleva a cabo el análisis de sensibilidad para medir los efectos que tienen las variaciones en cada uno de los elementos en la respuesta del filtro, esta medición se lleva a cabo mediante el cálculo de la sensibilidad de la función de transferencia con respecto a cada elemento con parámetros distribuidos.

Al realizar la determinación de la función de transferencia simbólica del filtro pasa banda Chebyshev I de orden 3, y aplicar la definición de sensibilidad 5.1 a esta función, llevando a cabo las derivadas correspondientes con respecto a cada elemento del filtro de la Fig. 5.129 y evaluando los valores de los elementos, resultan las respuestas de sensibilidad mostrados en la Fig. 5.131.

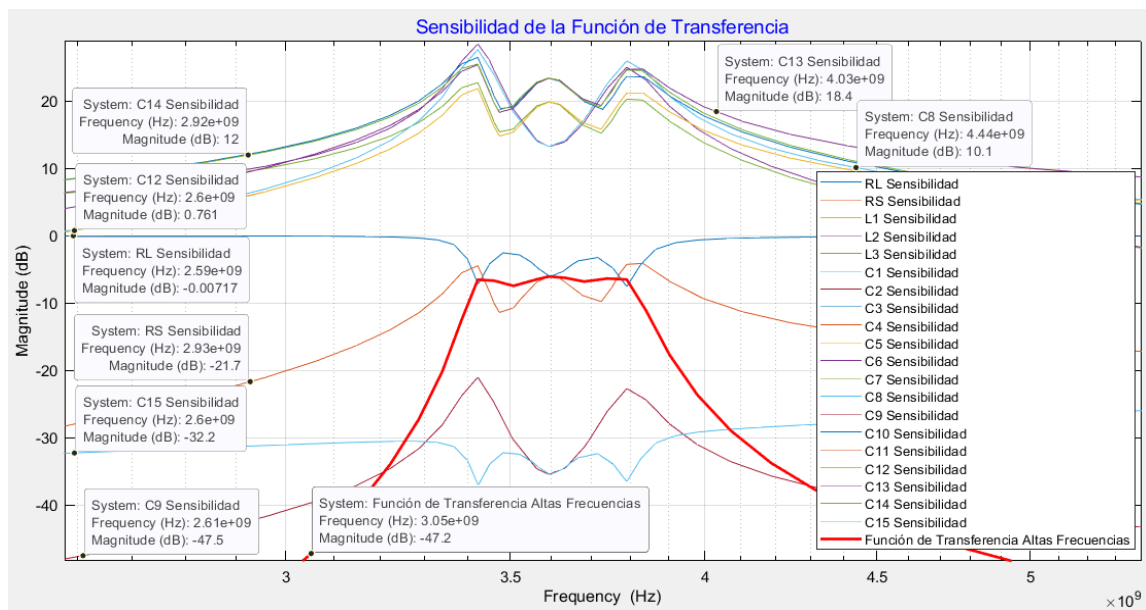


Figura 5.131: Sensibilidad del Filtro Chebyshev I SHF con Inversores de Inmitancias.

Una vez obtenidas las respuestas se establece un ancho de banda que va de la frecuencia de corte 1 de 3.4G Hz a la frecuencia de corte 2 de 3.8G Hz, dentro de este ancho de banda se realiza el análisis de variación que tienen las respuestas con respecto a la respuesta original del filtro, es decir, la de la función de transferencia que como se puede observar en la Fig. 5.132 el punto de referencia de la respuesta se establece en -6 dB por lo tanto, el porcentaje de variación se determina considerando la ganancia de -6 dB como el 0 % de variación, y se toma un valor de ganancia de -42 dB como el 100 % de variación por debajo de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia, y 30 dB como el 100 % por encima de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia, en ambas considerando un ancho de ganancia de 36 dB por arriba y por debajo de la respuesta de referencia de -6 dB.

Para el caso donde la referencia es -6 dB y el 100 % es -42 dB, para desplazar la referencia a 0 dB a los -42 dB se le deben sumar los 6 dB lo que resulta que 36 dB es el 100 % de variación, por lo tanto, al determinar la variación de los elementos del filtro las ganancias que presenten estos, se les debe sumar los 6 dB y posteriormente realizar el cálculo del porcentaje equivalente. Así mismo para el segundo caso, donde se tiene

que el 100 % de variación se da en 30 dB, los -6 dB se suman a los 30 dB para llevar la referencia a los 0 dB, de ello resulta 36 dB como el 100 % de la variación, por lo tanto, al calcular la variación que presenta cada elemento, la ganancia medida, se debe sumar 6 dB y posteriormente realizar la regla de 3 para determinar la variación considerando que 36 dB es el 100 %.

Determinando la sensibilidad del Capacitor C15, la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.132 es -36.9 dB sumando los 6 dB se tienen -30.9 dB que corresponde al 85.83 % de variación, para el Capacitor C9 con -35.4 dB más 6 dB resulta -29.4 dB equivalente a una variación del 81.66 %.

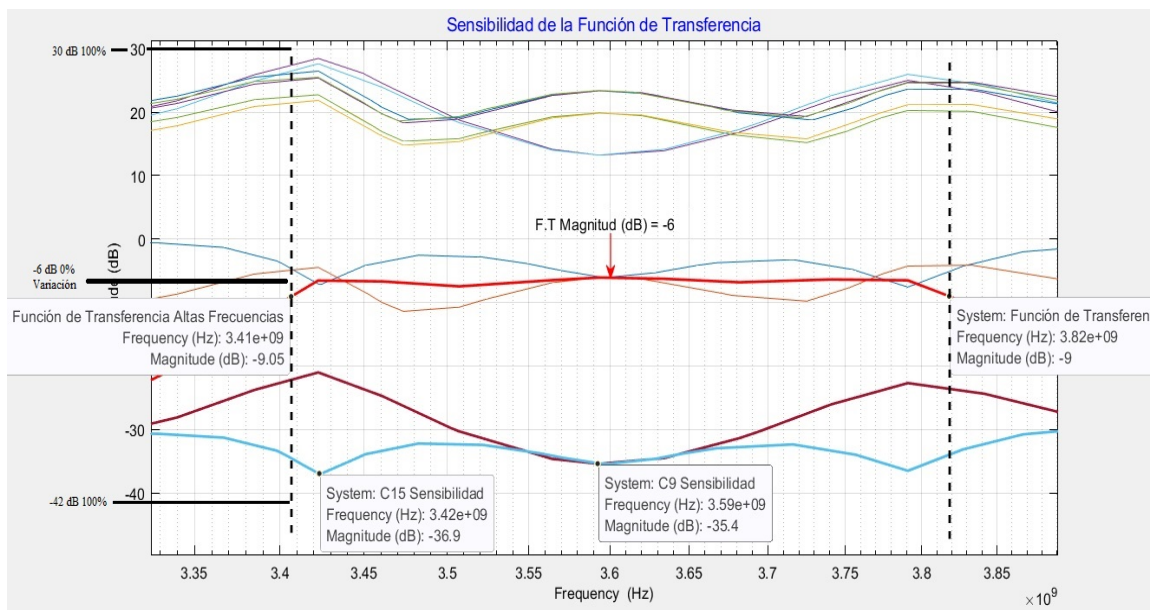


Figura 5.132: Sensibilidad de Capacitores C15 y C9.

Determinando la sensibilidad del Resistor  $R_S$ , la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.133 es -11.4 dB más 6 dB se tienen 5.4 dB que corresponde al 15 % de variación, y para el Resistor  $R_L$  con -2.53 dB de ganancia por arriba de los -6 dB de referencia, se le suman los 6 dB que resultan 3.47 dB que equivale a 9.63 % de variación.

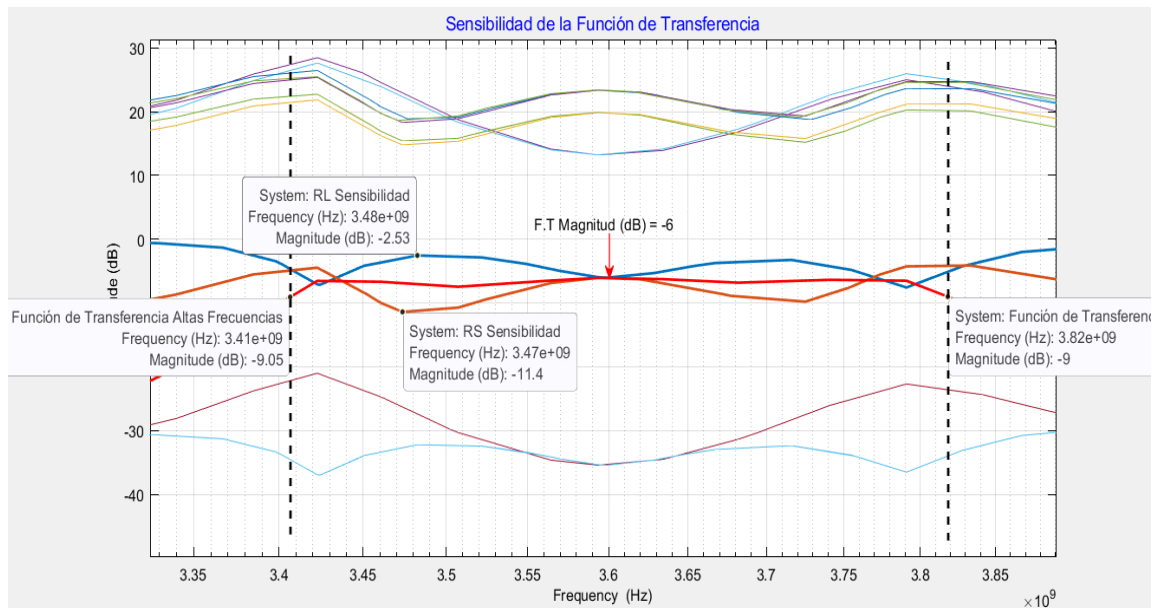


Figura 5.133: Sensibilidad de Resistores  $R_S$  y  $R_L$ .

Calculando la sensibilidad del Capacitor C12, la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.134 es 21.8 dB más 6 dB se tienen 27.8 dB que corresponde al 77.22 % de variación, y para el Inductor L3 con 22.7 dB más 6 dB son 28.7 dB, con una variación del 79.72 %.

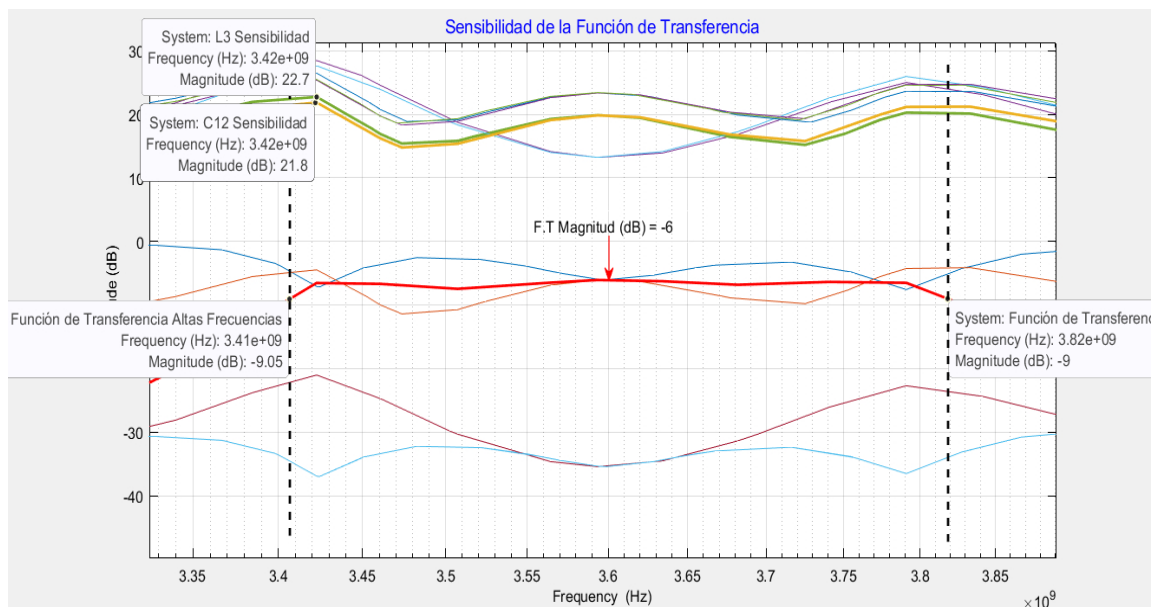


Figura 5.134: Sensibilidad de Capacitor C12 e Inductor L3.

Determinando la sensibilidad del Capacitor C8, la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.135 es 27.6 dB más 6 dB se tienen 33.6 dB que corresponde al 93.33 % de variación, y para el Inductor L2 con 28.5 dB más 6 dB son 34.5 dB, con una variación del 95.83 %.

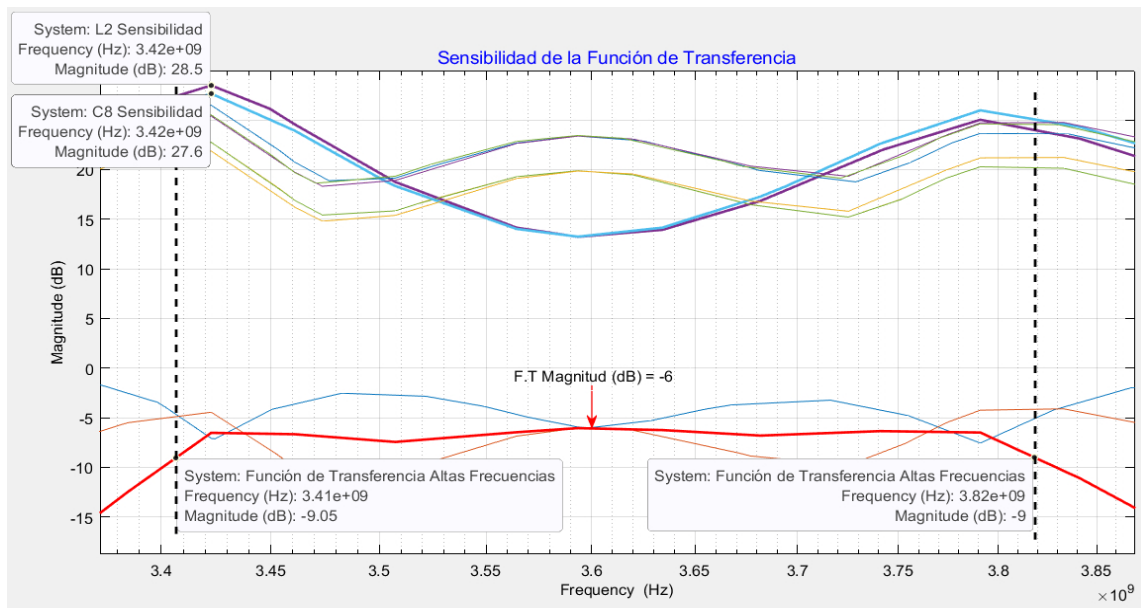


Figura 5.135: Sensibilidad de Capacitor C8 e Inductor L2.

Calculando la sensibilidad del Capacitor C10, la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.136 es 26.5 dB más 6 dB se tienen 32.5 dB que corresponde al 90.27% de variación, y para el Capacitor C14 con 25.5 dB más 6 dB son 31.5 dB, con una variación del 87.5%.

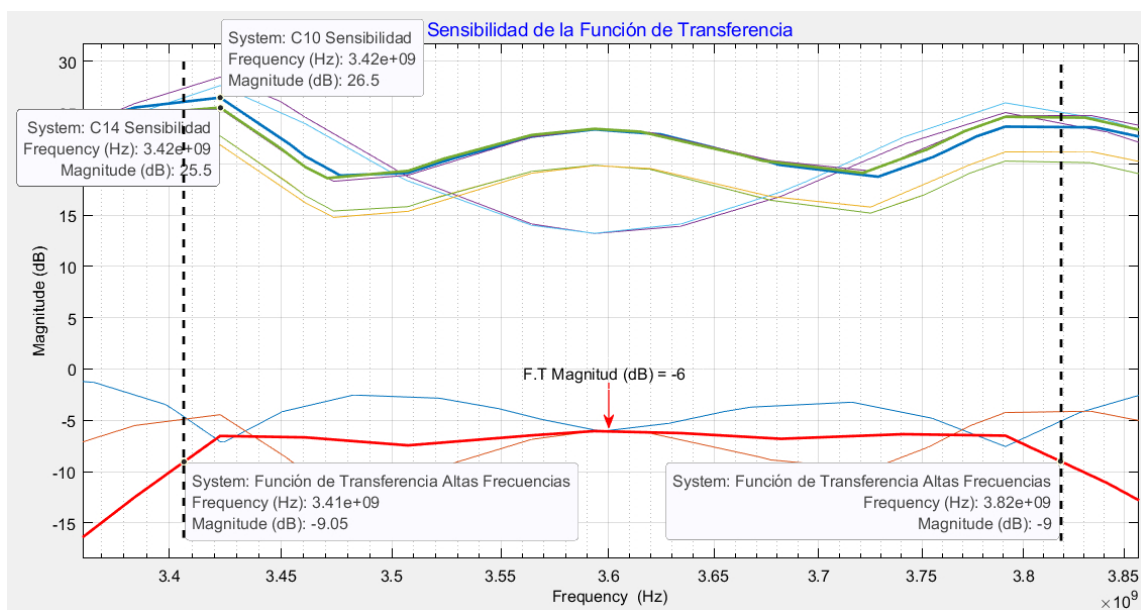


Figura 5.136: Sensibilidad de Capacitores C10 y C14.

Determinando la sensibilidad del Capacitor C13, la ganancia dentro del ancho de banda como se puede observar en la Fig. 5.137 es 25.4 dB más 6 dB se tienen 31.4 dB que corresponde al 87.22% de variación.

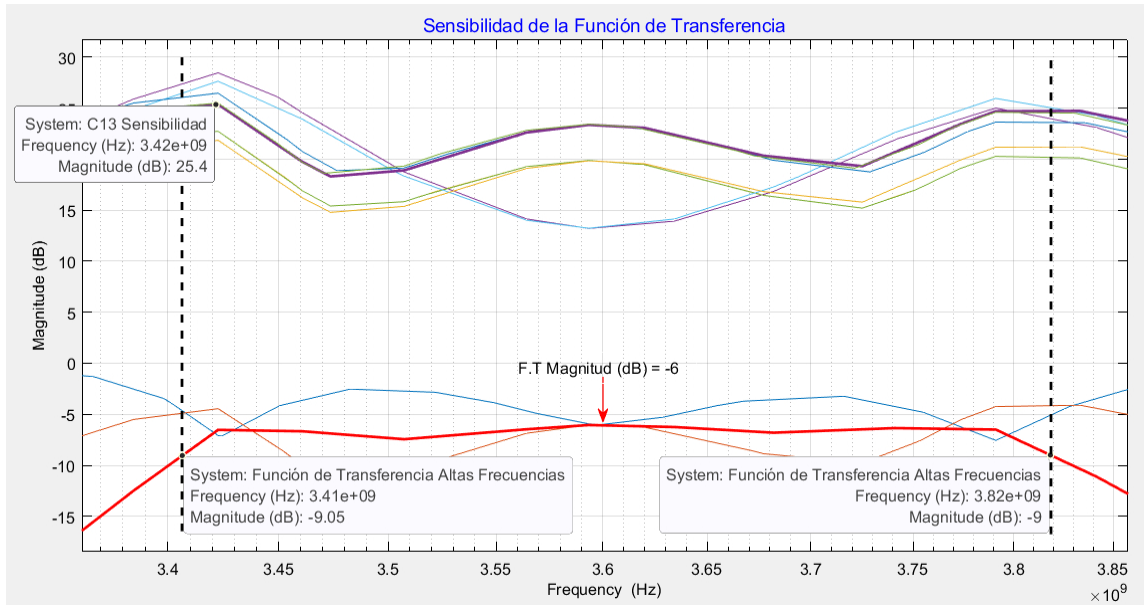


Figura 5.137: Sensibilidad de Capacitor C13.

Como se pudo observar las gráficas de las respuestas de las variaciones de sensibilidad de los elementos del Filtro Chebyshev I SHF dentro del ancho de banda indicado, algunos elementos presentan el mismo comportamiento, debido a la simetría en sus valores, por esa razón las gráficas se sobreponen y no se pudieron mostrar todas ellas. De las mediciones del porcentaje de variación de las respuestas de los elementos con respecto al de la función de transferencia se obtuvo que el elemento que mayor variación presenta es el Inductor L2 con 95.83% y con menor variación el Resistor  $R_L$  con 9.63%, pero a pesar de que presentan estas variaciones únicamente afectan a la ganancia y al tamaño del rizado, lo importante es que mantienen la selectividad de las frecuencias que pasan a través del ancho de banda definido por las frecuencias de corte especificadas durante el diseño, por ello se puede concluir que dicho filtro a pesar de las transformaciones tiene buena propiedades de sensibilidad.

## 5.2. Resultados experimentales

### 5.2.1. Filtro Pasa Banda Pascal para el Procesamiento de Señales Electromiográficas (EMG)

Con el fin de demostrar la funcionalidad de la herramienta de diseño SAFIMAM para la Síntesis de Filtros Pascal, el diseño realizado del filtro para aplicaciones biomédicas en configuración tipo  $\pi$  de la Fig. 5.82, se lleva a la implementación física, la cual se realizó utilizando la tarjeta NI ELVIS II+ proporcionada por la Facultad de Electrónica de la BUAP, las conexiones realizadas en la tarjeta se muestran en el diagrama de la Fig. 5.138. En la Fig. 5.139 se puede observar con más detalle los componentes que conforman la red pasa banda, y los arreglos entre capacitores e inductores que se realizaron para aproximar los valores proporcionados por la herramienta de diseño y las conexiones realizadas en la tarjeta, también se puede apreciar la interfaz del NI ELVIS que muestra el equipo de cómputo, donde se observa la respuesta en frecuencia que genera la red.

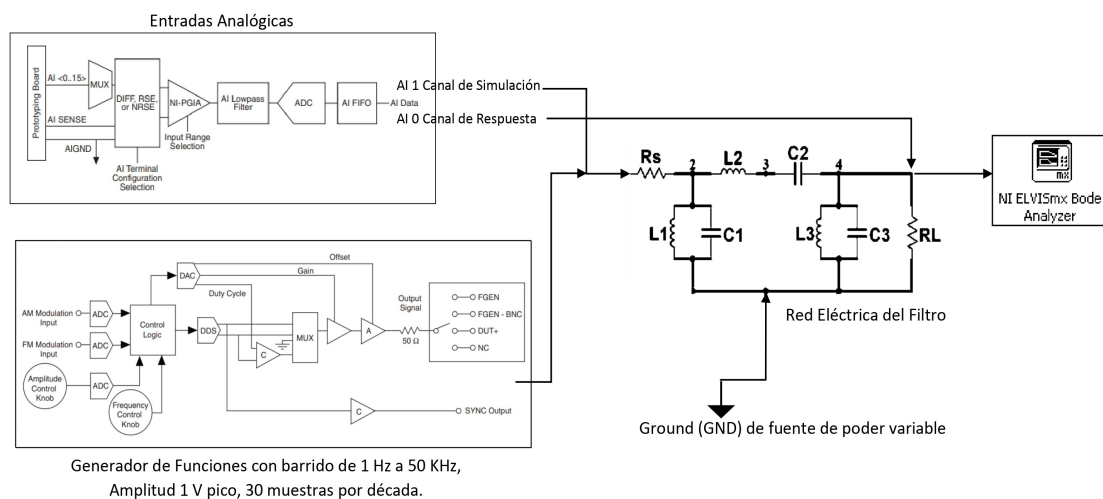


Figura 5.138: Diagrama de conexiones del Filtro Pasa Banda Pascal con Optimización en la Banda de Rechazo sobre la Tarjeta NI ELVIS II+.

Para realizar la medición de la respuesta en frecuencia de la red con la tarjeta, se abre la interfaz para la ELVIS II+ como se muestra en la Fig. 5.140, donde se elige la opción de Bode Analyzer, abierto este medidor se configura el canal de simulación, el canal de respuesta, la frecuencia inicial a partir de donde se comenzará a realiza la medición y frecuencia de parada, las muestras por década que se requieren, la amplitud pico y la escala de visualización.

Cabe mencionar que el objetivo en esta implementación es medir únicamente la respuesta en frecuencia que genera el filtro sin ingresar una señal en específico a través de él.

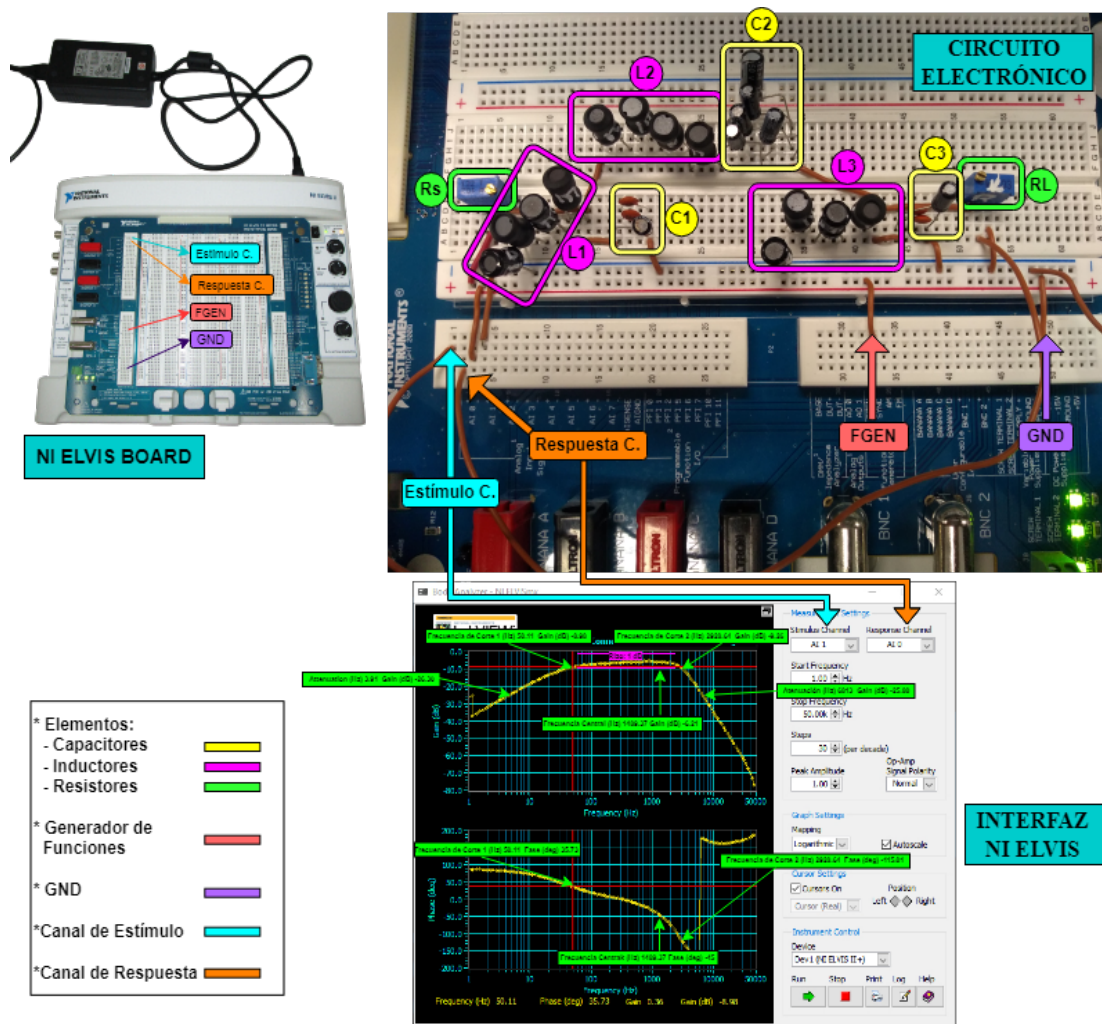


Figura 5.139: Diagrama de conexión realizado para la implementación del Filtro Pascal EMG.

En este caso la configuración se realiza como se muestra en la Fig. 5.139 con el canal de simulación AI 1, el canal de respuesta AI 0, la frecuencia inicial a partir de 1 Hz y frecuencia de parada 50k Hz, 30 muestras por década, 1 amplitud pico y con escala logarítmica. Realizada la configuración se activa la tarjeta, donde mediante su generador de funciones realiza un barrido de frecuencias para posteriormente comparar la señal del circuito a analizar con la señal de entrada, por medio de los dos canales de entrada analógica de la tarjeta, generando de esta forma la respuesta del filtro pasa banda mostrada en la Fig. 5.141.

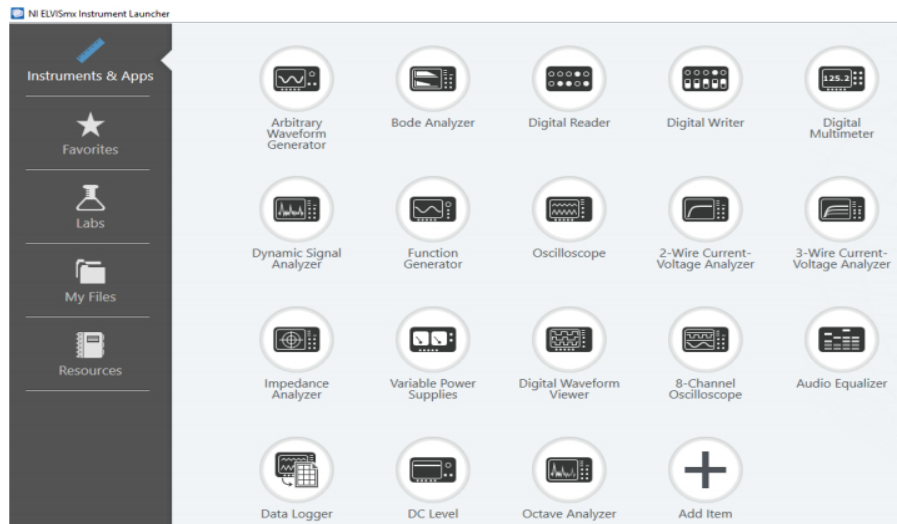
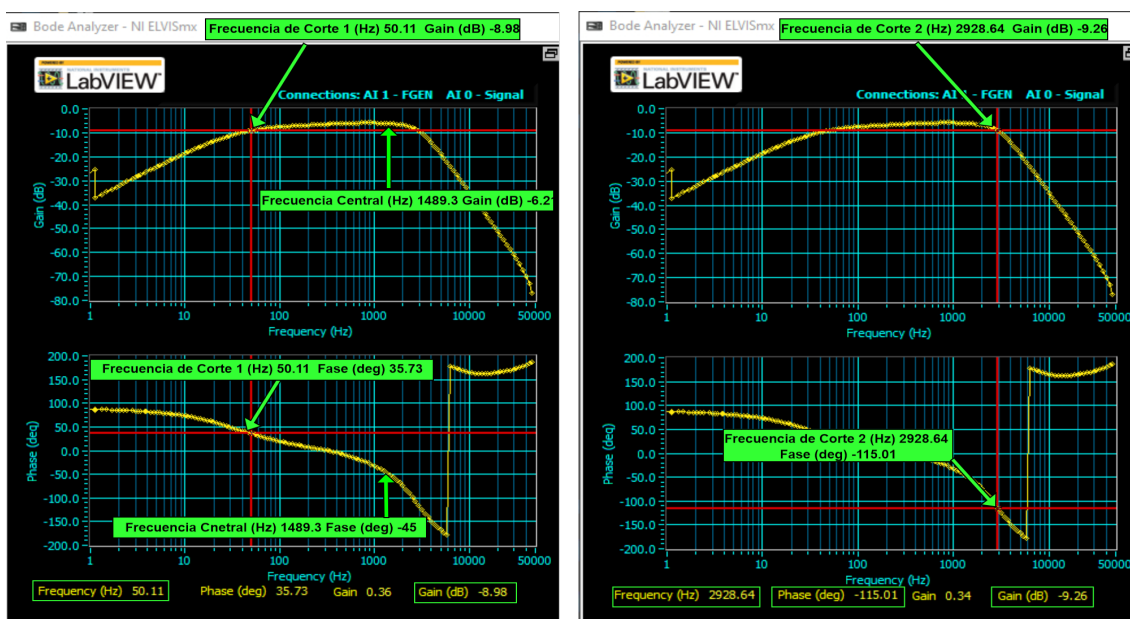


Figura 5.140: Interfaz de la aplicación para ELVIS II+.

De la respuesta en frecuencia mostrada en la Fig. 5.141, mediante cursores se indican las frecuencias de corte en la caída de los 3 dB, que en este caso corresponde a -9 dB ya que el pico de ganancia máxima se da en -6 dB, las frecuencias de corte se dan en 50.11 Hz Fig. 5.141 a) y 2928.64 Hz Fig. 5.141 b) muy aproximados a las frecuencias especificadas para el Filtro EMG de 50 Hz a 3K Hz, de igual forma se puede apreciar la medición de la frecuencia central que se da en 1525 Hz.



a)

b)

Figura 5.141: a) Frecuencia de Corte 1 y Frecuencia Central b) Frecuencia de Corte 2.

En la Fig. 5.142 se indican mediante los cursores las mediciones de la atenuación de 20 dB del filtro que se dan en -26.30 a 3.91 Hz, Fig. 5.142 a) y -25.80 en 6813 Hz, Fig. 5.142 b), estas mediciones se realizaron en -26 dB ya que la referencia está en -6 dB, cabe mencionar que al realizar el cociente de la frecuencia de atenuación de 6813 Hz con 3000 Hz de frecuencia de corte 2, generan una relación de transición de 2.2 cercano al especificado durante el diseño. Finalmente se muestra el rizo generado por el Filtro EMG de aproximadamente 1 dB de amplitud sobre la banda de paso.

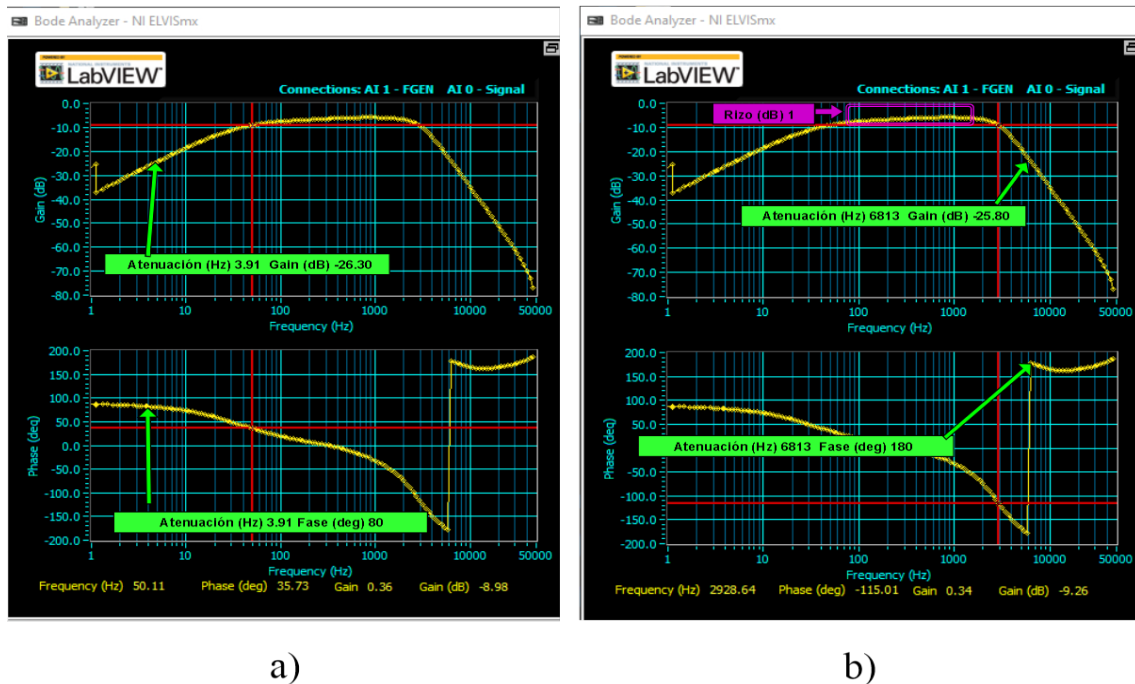


Figura 5.142: a) Atenuación b) Atenuación y Rizo.

Como era de esperar, las especificaciones de diseño proporcionadas a SAFIMAM, que a su vez son los desencadenantes del proceso de síntesis llevado a cabo por la interfaz, coinciden con los resultados de simulación en LTSpice y experimentales como se muestra en la Tabla comparativa 5.1. Donde se muestran los valores medidos de las especificaciones de diseño y los porcentajes de variación con respecto a las especificaciones ideales, los cuales son porcentajes de variación muy pequeños que pueden ser por errores de redondeo, tolerancia de los elementos del filtro y otros factores externos.

Tabla 5.1: Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Pascal EMG.

Parámetros	Ideal	SAFIMAM	% Var.	LTSpice	% Var.	Experimental	% Var.
Frecuencia Central	1525 Hz	1520 Hz	0.32 %	1521.2 Hz	0.24 %	1489.37 Hz	2.3 %
Ancho de Banda	2950 Hz	2939.8 Hz	0.34 %	2941.6 Hz	0.28 %	2878.53 Hz	2.4 %
Frecuencia de Corte 1	50 Hz	50.2 Hz	0.4 %	50.4 Hz	0.8 %	50.11 Hz	0.22 %
Frecuencia de Corte 2	3000 Hz	2990 Hz	0.33 %	2992 Hz	0.26 %	2928.64 Hz	2.3 %
Rizo	1 dB	0.678 dB	32.2 %	1 dB	0 %	1 dB	0 %
Relación de transición	2	1.66	17 %	1.66	17 %	2.32	16 %

### 5.2.2. Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson para Señal de Video

Con la finalidad de mostrar la funcionalidad del Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson para el Filtrado de la Señal de Video diseñado en SAFIMAM, se realiza la implementación del filtro mediante la herramienta LTSpice con el objetivo de medir únicamente la respuesta en frecuencia que genera el filtro sin ingresar una señal en específico a través de él, como se muestra en la Fig. 5.143.

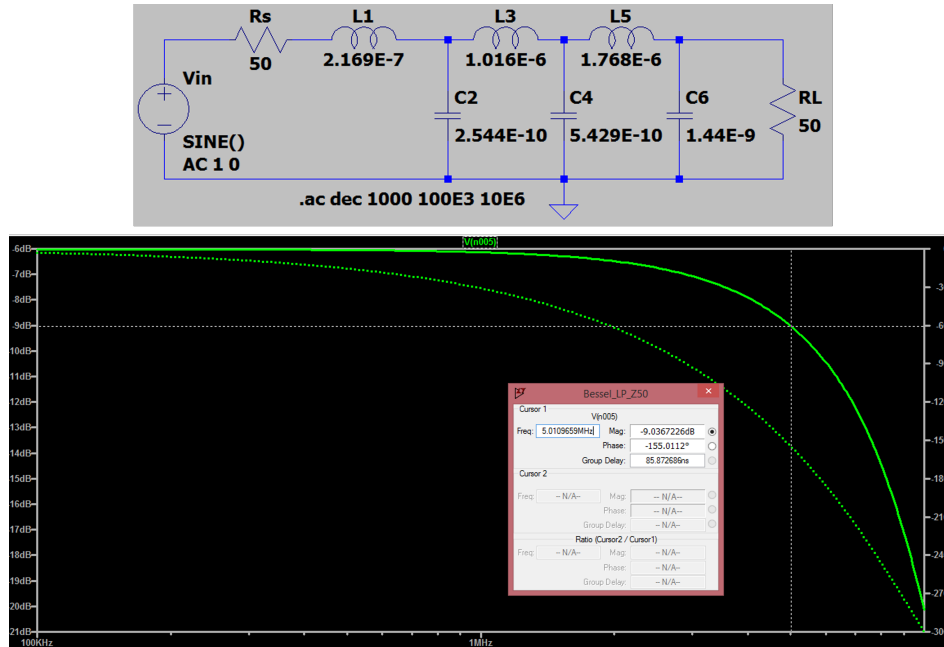
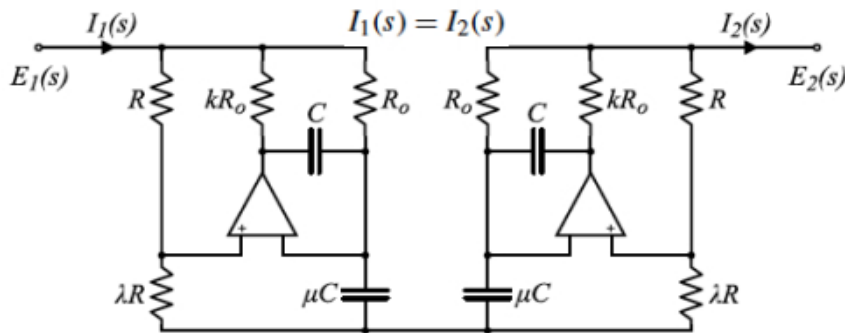


Figura 5.143: Simulación de Filtro Bessel-Thomson en LTSpice.

Al circuito del filtro obtenido en la Fig. 5.102 con configuración de red tipo T, se le realiza una transformación para sustituir los inductores que componen la red por GICs, la sustitución de los inductores flotados de la red se lleva a cabo con la aproximación de un OPAM, como se muestra en la Fig. 5.144 con el objetivo de obtener un filtro con elementos activos.



$$\lambda\mu = 1 + \frac{R_o}{R} + \frac{1}{k} \quad Y_{IN}(s) = \frac{1}{2sk(\lambda + 1)R_o^2C} \quad L = 2k(\lambda + 1)R_o^2C$$

Figura 5.144: Inductor Simulado flotado con aproximación de un OPAM [70].

La transformación de la red pasiva consta de tres etapas ya que son tres inductores

los que se deben sustituir, para el primer inductor la determinación de los valores de los Resistores y Capacitores conectados a los OPAMs como se muestra en la Fig. 5.144 se deben calcular siguiendo las ecuaciones mostradas en esa figura, por lo tanto, para el primer inductor se propone

$K = 1$ ,  $R_0 = R$  por lo tanto  $\lambda = 3$  y  $u = 1$ . Para determinar el valor de  $R_0$  se despeja de la ecuación 5.6

$$L = 2k(\lambda + 1)R_0^2C \quad (5.6)$$

quedando

$$R_0 = \sqrt{\frac{L_1}{2k(\lambda + 1)C}} \quad (5.7)$$

Se propone  $C = C_x = 1$  nF, y se sabe que  $L_1 = 217$  nH de la red pasiva, sustituyendo estos valores en la ecuación 5.7, el valor de los resistores es

$$R_x = R_0 = \sqrt{\frac{217 \times 10^{-9}}{2(1)(3+1)(1 \times 10^{-9})}} = 5,208\Omega$$

Para el Inductor  $L_3$  la sustitución también se realiza considerando  $K = 1$ ,  $R_0 = R$ ,  $\lambda = 3$ ,  $u = 1$ , y  $C = C_y = 1$  nF, al sustituir estos valores y el valor del inductor  $L_3 = 1,02$  uH, el valor de los resistores resulta

$$R_y = R_0 = \sqrt{\frac{1,02 \times 10^{-6}}{2(1)(3+1)(1 \times 10^{-9})}} = 11,291\Omega$$

Para el ultimo inductor  $L_5 = 1,77$  uH se toman las mismas consideraciones que en los dos casos anteriores con la única diferencia de que el capacitor  $C = C_z = 10$  nF, al determinar el valor de los resistores se tiene

$$R_z = R_0 = \sqrt{\frac{1,77 \times 10^{-6}}{2(1)(3+1)(10 \times 10^{-9})}} = 4,7\Omega$$

Una vez calculados los valores de los componentes que forman parte del arreglo que sustituye a los inductores, se dibuja el circuito en LTSpice, resultando la red mostrada en la Fig. 5.145, donde se puede observar la ausencia de inductores en la red, y los arreglos que los sustituyen.

Esta nueva red genera la respuesta en frecuencia de tipo pasa bajas mostrada en la Fig. 5.146 donde mediante el cursor se indica la frecuencia de corte del filtro pasa bajas en la caída los 3 dB, que en este caso se da en -9 dB ya que la referencia es -6 dB, como se puede observar en esta caída se registra la frecuencia de corte especificada durante el diseño que es 5 MHz con un retardo de grupo de 86 ns, con una respuesta máximamente plana como es de esperarse por Bessel-Thomson, pero el punto más importante es que el retardo de grupo permaneció a pesar de la sustitución de los inductores.

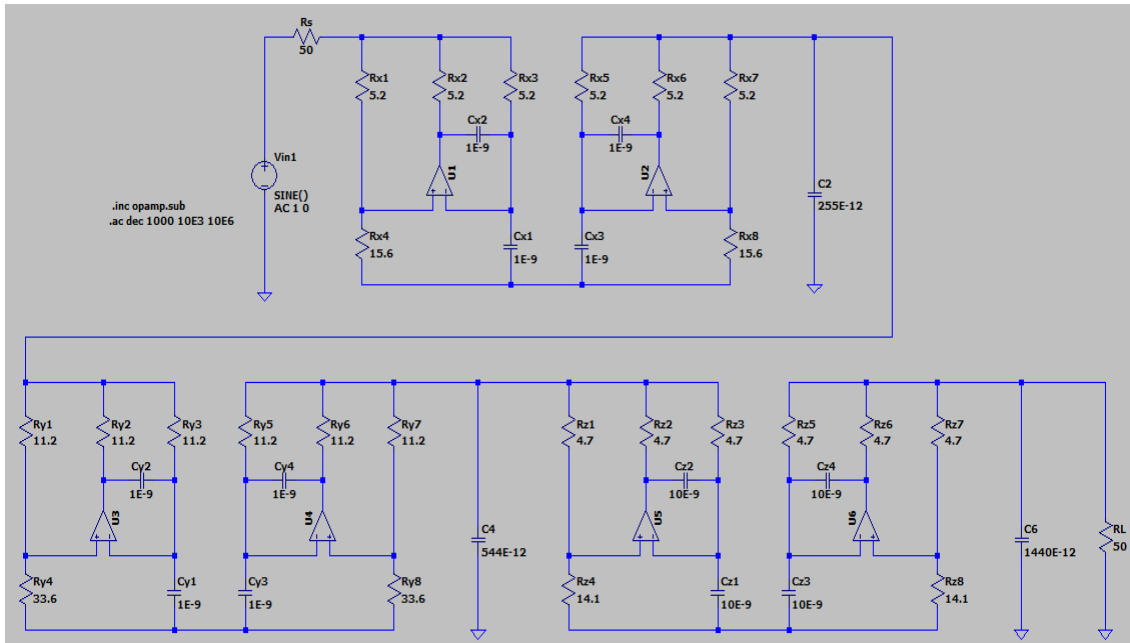


Figura 5.145: Red Eléctrica de Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson con sustitución directa de Inductores por GICs.

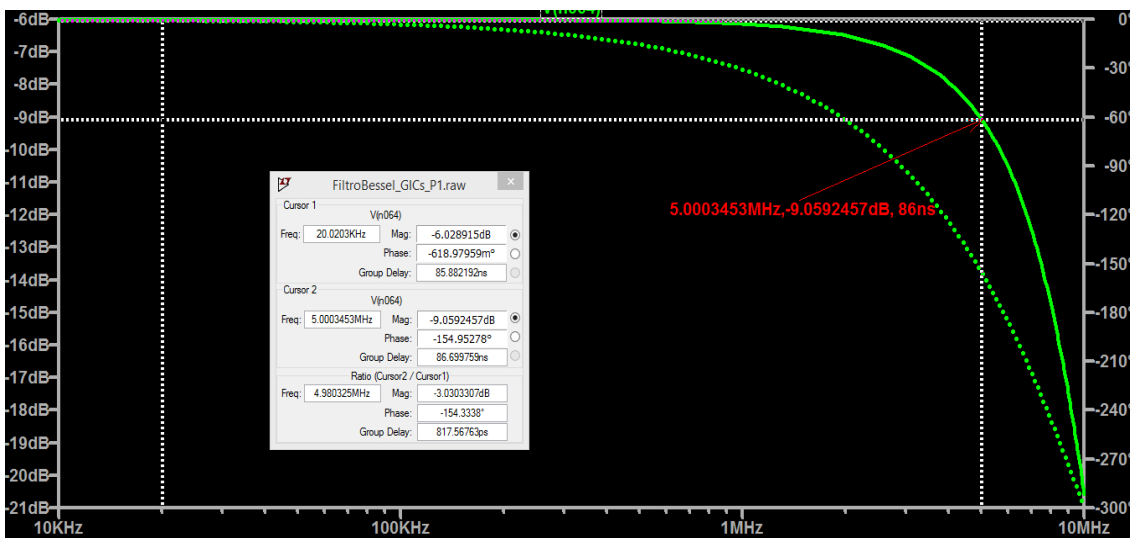


Figura 5.146: Respuesta en frecuencia de filtro de Video Bessel-Thomson.

Como era de esperar los resultados experimentales coinciden con los simulados en la herramienta SAFIMAM y LTSpice como se muestra en la Tabla comparativa 5.2, teniendo entre estas una ligera variación que puede ser por errores de redondeo en los valores de los elementos. En este diseño los valores que se midieron y compararon fueron únicamente la frecuencia de corte y el retardo de grupo, que son los factores más importantes que se consideraron para el filtrado de la señal de video, las variaciones se midieron con respecto a los valores ideales.

Tabla 5.2: Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro para Video Bessel-Thomson.

Parametros	Ideal	SAFIMAM	% Var.	LTSpice	% Var.	Filtro Activo	% Var.
Frecuencia de Corte	5 MHz	5 MHz	0 %	5.01 MHz	0.2 %	5 MHz	0 %
Retardo de Grupo	86 ns	85.95 ns	0.05 %	85.87 ns	0.15 %	86.6 ns	0.6 %

### 5.2.3. Filtro Pasa Banda Chebyshev I SHF

Para la implementación física, el Filtro Pasa Banda Chebyshev 1 para tecnología SHF de la Fig. 5.129, con un ancho de banda de 3.4 GHz a 3.79 GHz, al realizarle la transformación de Richard da lugar a una guía de onda integrada en sustrato (SIW), la cual se diseño en HFSS con el Software Ansys Electronics Desktop, considerando la frecuencia central de 3.6 GHz, el sustrato que se utilizó para el diseño fue el Rogers 4003C, que tiene una permitividad relativa de  $\epsilon_r = 3,55$ , perdidas tangenciales  $\delta = 0,0023$ , y un espesor de  $h = 1,524$  mm, el alambre de cobre utilizado fue con un diámetro comercial de 2.05 mm de calibre 12, como se muestra en la Fig. 5.147.

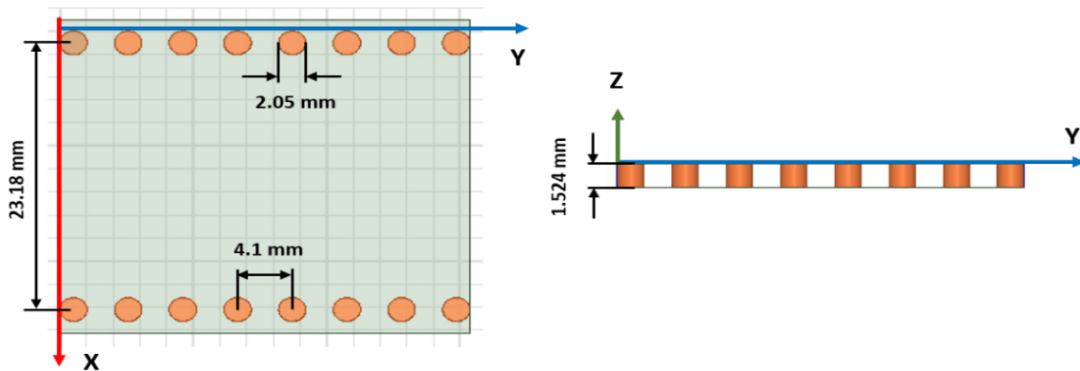


Figura 5.147: Diseño de SIW en HFSS [80].

Posteriormente se realizó un análisis paramétrico variando el número de vias con el fin de observar como afecta el largo de la SIW a la respuesta en frecuencia de diseño, y también se varió la geometría de la placa, hasta finalmente obtener que el parámetro que más influye en la respuesta es la distancia entre las vias  $a_s$ . La Tabla 5.3 muestra los valores reales que se usaron para que la SIW funcione a la frecuencia de los 3.6 GHz.

Tabla 5.3: Especificaciones SIW

SIW	Diámetro d(mm)	s(mm) (separación entre vias de centro a centro)	$a_s(mm)$ (distancia entre vias)	No. de Vías
Valor real	2.05	4.1	27.74	8

El siguiente paso fue determinar el factor de acoplamiento obteniéndose un valor de  $k_t = 0,07$ , este acoplamiento se hizo mediante la simulación en HFSS. Posteriormente se determino el factor de calidad externo  $Q = 0,067$  realizando un análisis paramétrico, considerando los parámetros  $a = 1$  mm y  $b = 5$  mm, como se muestra en la Fig. 5.148.

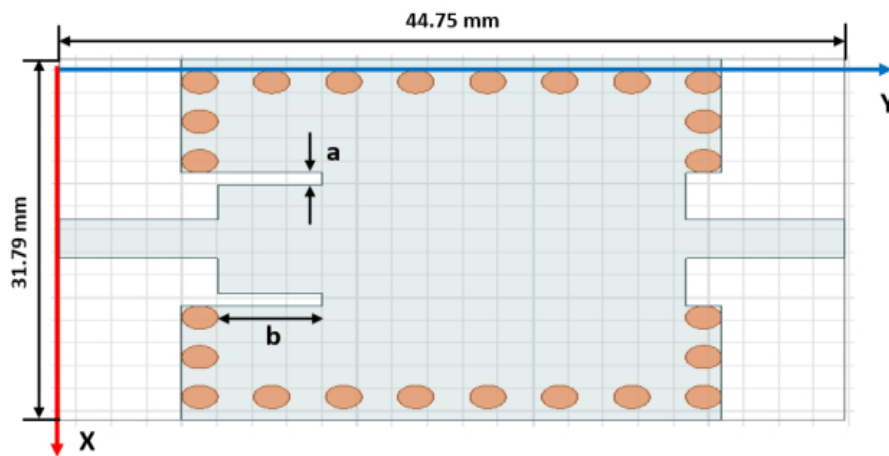


Figura 5.148: Simulación en HFSS para determinar el factor de calidad [80].

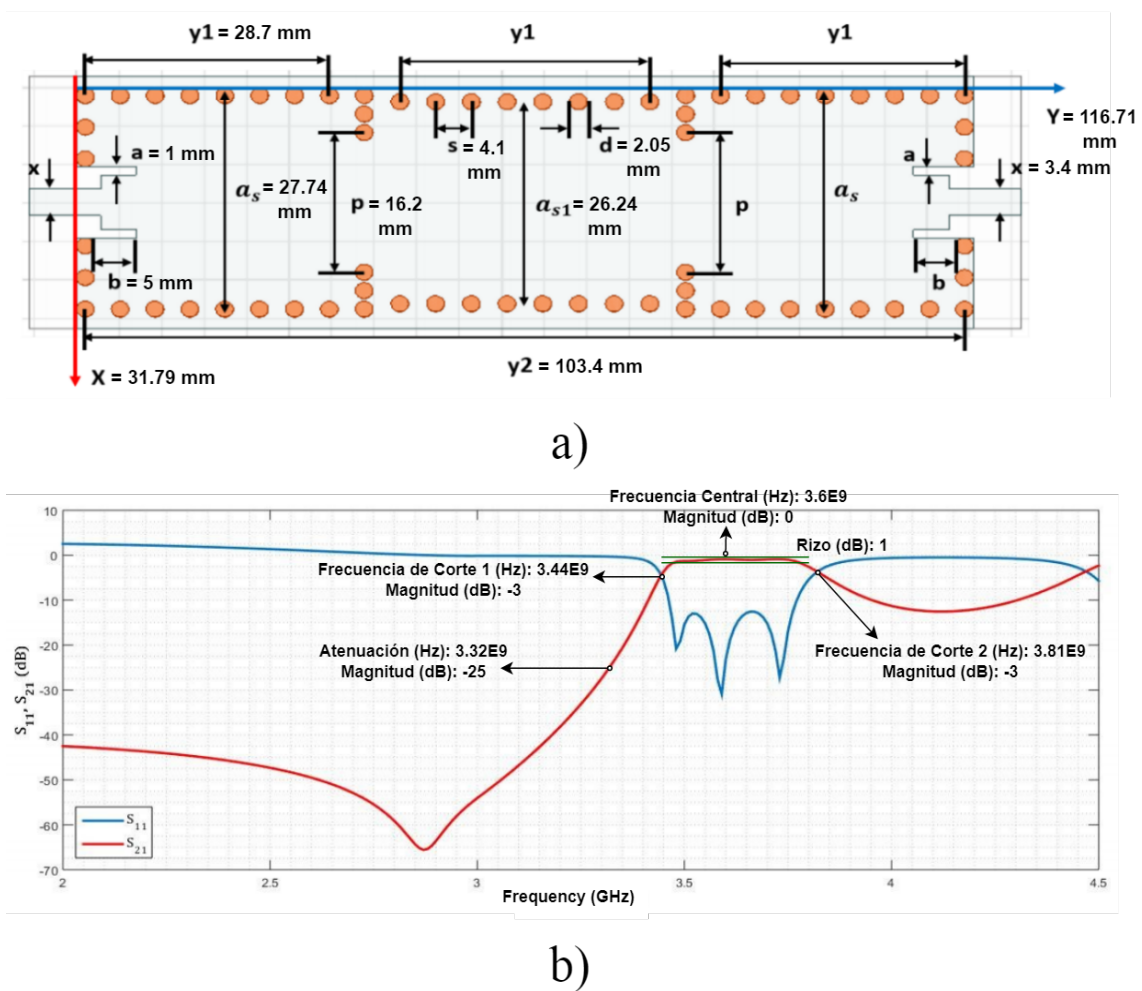


Figura 5.149: a) Diseño de ISM con las cavidades SIW, b) Respuesta en frecuencia del Filtro Chebyshev I SHF [80].

Finalmente, para diseñar el filtro Chebyshev I SHF de tercer orden, se acoplaron tres cavidades SIW, el tamaño del ISM diseñado fue de 116.71 mm x 31.79 mm, junto con las mediciones anteriormente calculadas, como se muestra en la Fig. 5.149 (a), al realizar la simulación de la placa en HFSS genera la respuesta en frecuencia de tipo pasa banda mostrada en la Fig. 5.149 b), donde se puede observar las mediciones realizadas de las frecuencias de corte 1 en 3.44 GHz, frecuencia de corte 2 en 3.81 GHz, la atenuación de los 25 dB en 3.32 GHz que genera una relación de transición de 1.03 mejor a la especificada de  $\omega_s/\omega_p = 2$ , el rizo que se mide es aproximadamente de 1 dB y finalmente la frecuencia central se encuentra sobre 3.6 GHz, estos parámetros medidos muestran una buena concordancia con las especificaciones de diseño.

Realizada la validación en HFSS del funcionamiento de la placa diseñada con tecnología SIW, se procede a la fabricación de esta, resultando la placa mostrada en la Fig. 5.150, a la cual se le soldaron conectores SMA hembra para medir los parámetros de dispersión que genera el filtro. Cabe mencionar que el objetivo en esta implementación es medir únicamente los parámetros “S” que generan la respuesta en frecuencia del filtro sin ingresar una señal en específico a través de él.

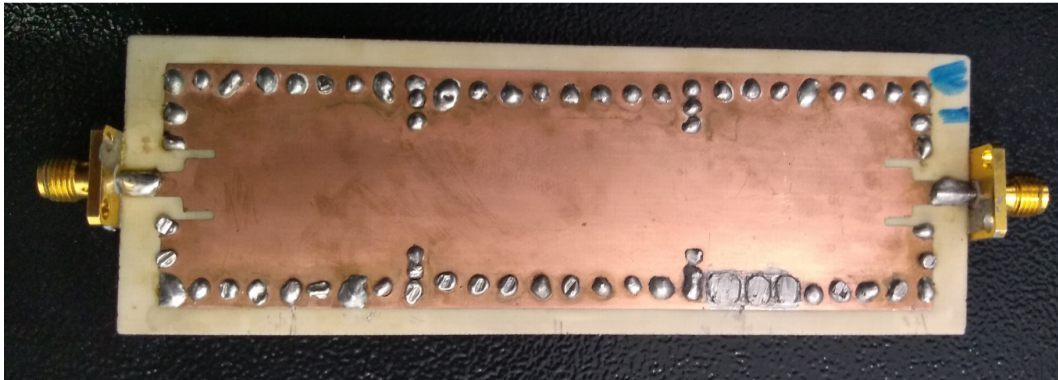


Figura 5.150: Filtro Chebyshev I SHF fabricado en tecnología SIW.

Por lo tanto, una vez realizada la fabricación se procede a medir los parámetros de dispersión “S” que genera el filtro con la ayuda del analizador vectorial de redes (Vector Star, Anritsu MS4644B) del Laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas de la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la BUAP como se muestra en la Fig. 5.151, minutos antes de realizar las mediciones se tuvo que encender el equipo y realizar la calibración SOLT (Short, Open, Load y Thru), de los dos conectores VNA por separado para lograr una buena precisión durante la medición, el equipo utilizado tiene una frecuencia de operación de 10 MHz a 40 GHz con una potencia de 5 dBm, la configuración del equipo para proceder a la medición fue con una frecuencia inicial de 2 GHz, frecuencia de parada de 4 GHz, 401 muestras por decada, 1V amplitud, y escala logarítmica.

Una vez acondicionado el equipo se realizó la medición de los parámetros S que genera el Filtro, como el equipo tiene internamente dos generadores de funciones realiza un barrido de frecuencias, encendiendo el primer generador midiendo la reflexión y la transmisión y posteriormente realiza el mismo proceso con el segundo, registrando de esta forma los parámetros S11, S12, S21, S22, donde la respuesta en frecuencia de interés lo registran los parámetros de transmisión S12 y S21, de esta forma se generó la

respuesta en frecuencia de tipo pasa banda, y los datos se guardaron en una memoria USB en un archivo con extensión .s2p, para posteriormente graficarlos en MATLAB como se muestra en la Fig. 5.152, donde se puede observar que se colocaron cursores para medir las especificaciones de diseño, se registro una frecuencia de corte 1 en 3.44 GHz, frecuencia de corte 2 en 3.82 GHz, ambos medidos en la caída de los 3 dB en -4 dB ya que la referencia es -1 dB, de estas frecuencias se obtuvo un ancho de banda de 380 MHz alrededor de una frecuencia central de 3.6 GHz, un rizo en la banda de paso de aproximadamente 1 dB al realizar la diferencia de la ganancia de pico mas alto con el más bajo en la banda de paso, es decir,  $-2 \text{ dB} + 1.1 \text{ dB} = 0.9 \text{ dB}$ , y finalmente se midió la atenuación de los 25 dB a 3.3 GHz que genera una relación de transición de 1.04, menor que en la especificación de diseño.

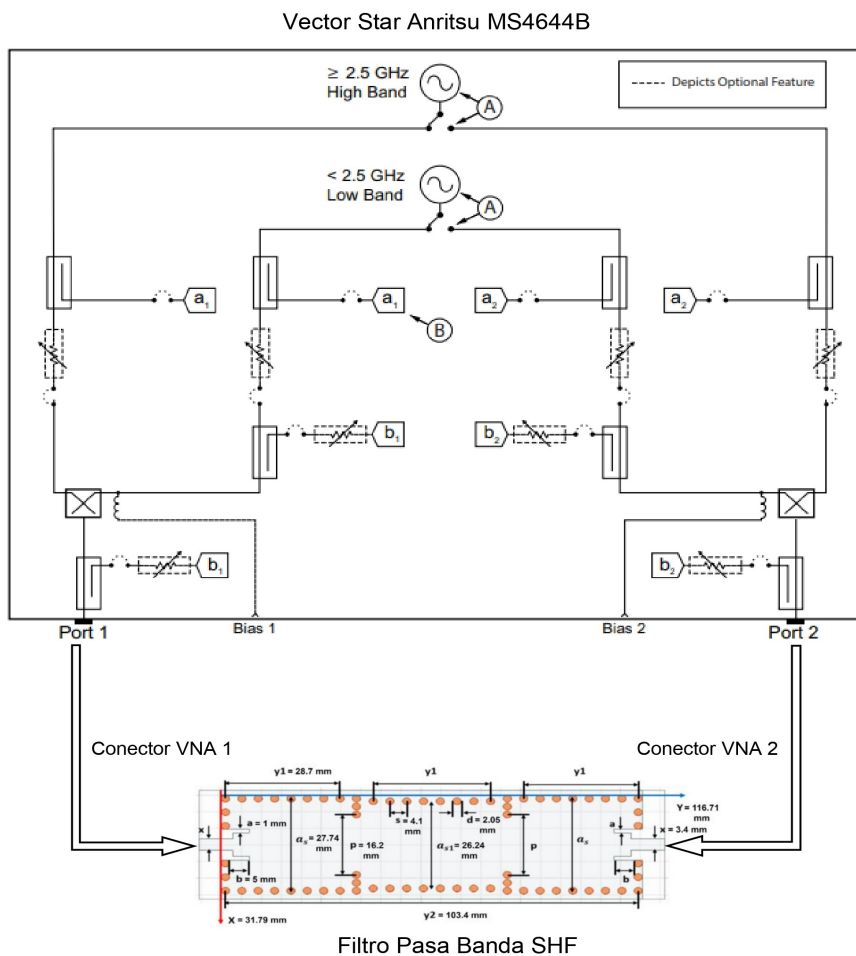


Figura 5.151: Medición de parámetros S del Filtro Chebyshev I SHF.

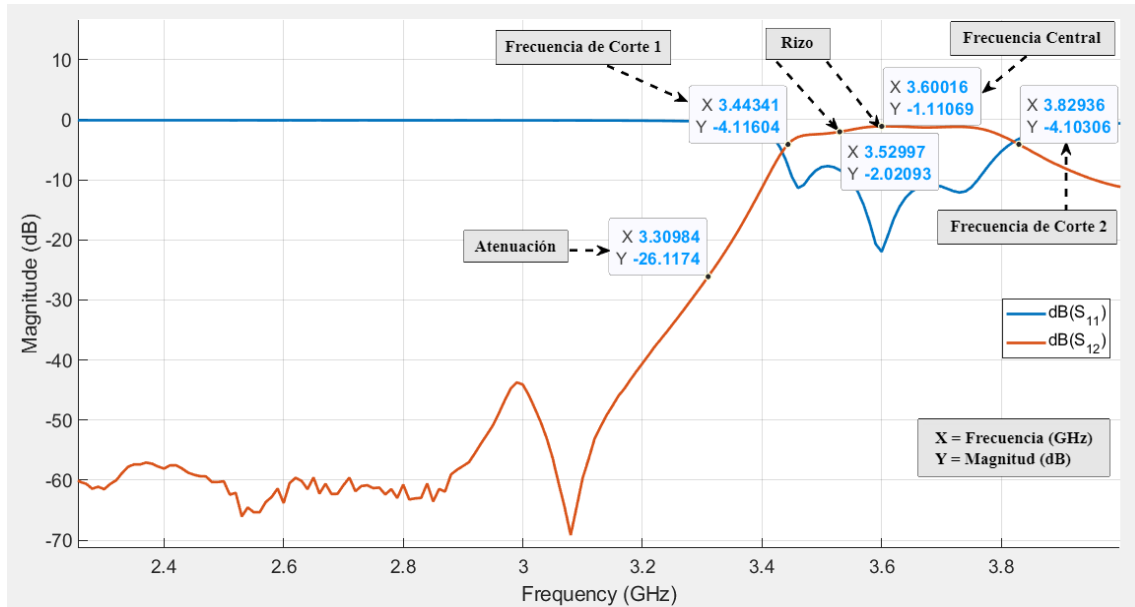


Figura 5.152: Respuesta en frecuencia de Filtro Chebyshev I SHF fabricado físicamente con tecnología SIW.

Por lo tanto, es evidente que tanto los resultados experimentales como los de simulación concuerdan con las especificaciones de diseño, en la Tabla 5.4 se realiza la comparación de los resultados obtenidos, y se puede observar que estos son muy aproximados de acuerdo a la variación medida de cada especificación de diseño en cada prueba (medición en SAFIMAM, en ADS, en HFSS y la parte Experimental), con respecto a las especificaciones ideales.

Tabla 5.4: Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Chebyshev I 5G.

Parámetros	Ideal	SAFIMAM	% Var.	ADS	% Var.
Frecuencia Central	3.6 GHz	3.6 GHz	0 %	3.61 GHz	0.27 %
Ancho de Banda	0.36 GHz	0.42 GHz	16.6 %	0.42 GHz	16.6 %
Frecuencia de Corte 1	3.42 GHz	3.39 GHz	0.87 %	3.4 GHz	0.58 %
Frecuencia de Corte 2	3.78 GHz	3.81 GHz	0.79 %	3.82 GHz	1.05 %
Rizo	1 dB	0.92 dB	8 %	1.08 dB	8 %
Relación de transición	2.5	1.06	57.6 %	1.07	57.2 %

Parámetros	Ideal	HFSS	% Var.	Experimental	% Var.
Frecuencia Central	3.6 GHz	3.62 GHz	0.5 %	3.63 GHz	0.83 %
Ancho de Banda	0.36 GHz	0.37 GHz	2.7 %	0.38 GHz	5.5 %
Frecuencia de Corte 1	3.42 GHz	3.44 GHz	0.58 %	3.44 GHz	0.58 %
Frecuencia de Corte 2	3.78 GHz	3.81 GHz	0.79 %	3.82 GHz	1.05 %
Rizo	1 dB	1 dB	0 %	0.91 dB	9 %
Relación de transición	2.5	1.03	58.8 %	1.04	58.4 %

# 6

## RESUMEN Y CONCLUSIONES

En este capítulo se resume la tesis, se enumeran las principales conclusiones y finalmente se dan las sugerencias para futuras investigaciones.

### Resumen de la Tesis

#### Capítulo 1

Se lleva a cabo el estudio de los fundamentos teóricos de los filtros y los métodos de aproximación, donde se menciona que un filtro es un dispositivo que se aplica a un conjunto de señales con ruido, con la finalidad de extraer información de interés, se utiliza comúnmente para describir un dispositivo que discrimina aquellas señales fuera de su rango de interés, y que pasan a través de él [1]. Un filtro analógico es típicamente un sistema de una sola entrada y salida que se especifican en el dominio del tiempo y pueden ser un voltaje o una corriente, este filtro se centra en los aspectos de forma de onda de la relación salida-entrada que se rige por la función de red o función de transferencia en el dominio de la frecuencia compleja, a la cual al sintetizarla da origen al diseño de un circuito de procesamiento de señales. Para llegar a esta síntesis es necesario realizar primeramente el paso de aproximación que produce una función de transferencia que será implementada por el circuito resultante del paso de síntesis, existen métodos de aproximación que dan origen a distintas funciones de transferencia como lo son:

- Butterworth propuesta en 1930 por el ingeniero británico Stephen Butterworth que exhibe una respuesta máximamente plana en la banda de paso [2]. Debido a su baja complejidad es una de las aproximaciones más ampliamente utilizada cuando las demandas del filtro son más relajadas.

- Chebyshev también conocida como la respuesta con rizo en la banda de paso (Tipo I) y respuesta con rizo en la banda de rechazo (Tipo II), fuera de la banda de paso decrece monótonamente a una razón mayor que un filtro Butterworth. Esta aproximación se basa en el trabajo del matemático ruso Pafnuty Lvovich Chebyshev [16].
- Elíptico también conocido como respuesta con rizo en las bandas de paso y rechazo, fuera de la banda de paso decrece monótonamente a una razón mayor que los filtros Chebyshev y Butterworth. Esta se basa en el trabajo del matemático alemán Wilhelm Cauer [2].
- Bessel-Thomson que se enfoca en el retardo de fase/grupo máximamente plano del filtro y conserva la forma de onda de las señales filtradas en la banda de paso, se basa en el trabajo del matemático alemán Friedrich Bessel y W.E Thomson quien descubrió como aplicar las funciones de Bessel para el diseño de los filtros [2].
- Una propuesta más reciente es el caso del método de aproximación basado en el polinomio de Pascal propuesta originalmente por el filósofo y matemático francés Blaise Pascal, el método de aproximación se introdujo por primera vez por Thomas J. Goodman [17], se detallan dos variantes de este método el primero con optimización en la banda de paso que tiene la finalidad de reducir el rizo en esta banda y la optimización en la banda de rechazo con el fin de generar una caída más abrupta de la respuesta del filtro en la banda de transición.

No obstante, la extensa variedad de métodos de síntesis de filtros, en su mayoría, hay herramientas de simulación que trabajan con estructuras activas de primer y segundo orden para generar funciones de transferencia de orden superior mediante la conexión en cascada de dichas estructuras [26]; sin embargo, este tipo de solución solo es factible en algunos casos, principalmente en aquellos donde el orden del filtro es relativamente bajo y la respuesta en frecuencia es máximamente plana. Por lo tanto, existe un área de oportunidad para la síntesis semiautomatizada de filtros activos a partir de métodos de aproximación polinomial.

## Capítulo 2

Existe la necesidad de sintetizar filtros analógicos para diversas aplicaciones, a pesar de que en la actualidad la inmensa mayoría del procesamiento electrónico es digital, hay aplicaciones en donde el procesamiento analógico es imprescindible por la naturaleza misma de las señales con las que se están lidiando. Algunas de las encomiendas que pueden realizar los filtros analógicos incluyen: duplexado de frecuencia en sistemas de comunicación por radio y radar [37]; acoplamiento de impedancias en amplificadores de potencia [38]; entre otros. Si los complicados compromisos de diseño en su implementación no limitaran su utilidad, los filtros de tiempo continuo se emplearían en muchas más aplicaciones. Desafortunadamente, un número limitado de filtros analógicos se realizan en forma activa porque han demostrado ser los más confiables y versátiles en términos de realización de circuitos, sensibilidad y complejidad matemática, por ello se propone diseñar una herramienta en MATLAB para la síntesis de filtros analógicos con métodos de aproximación, que le permita al usuario tomar decisiones acerca de que es lo que le conviene más en términos de las figuras de mérito del filtro, además que sea semi-automatizada, que permita hacer los diseños de forma eficaz y en corto tiempo, ya que hoy en día el diseño electrónico tiene esa clara tendencia, no se hace el diseño de forma manual sino automatizado, y no existen muchas herramientas que tengan esa capacidad de especialización.

Por lo tanto, el objetivo general planteado para el desarrollo de la investigación es:

- Realizar una herramienta en MATLAB para la síntesis semiautomática de la función de transferencia en tiempo continuo, así como la red pasiva a partir de especificaciones de la respuesta en frecuencia de un filtro requerido y su posterior realización activa.

Con los siguientes objetivos específicos:

- Estudiar los métodos de aproximación para la síntesis de funciones de transferencia de filtros pasa-bajas (Butterworth, Chebyshev, Cauer, Pascal).
- Estudiar la síntesis de redes pasivas a partir de funciones de transferencia de tipo pasa-bajas.

- Estudiar los métodos de transformación en frecuencia, impedancia y de tipo pasa bajas a pasa-altas, pasa-bajas a pasa-banda, pasa-bajas a rechaza-banda.
- Realizar un programa en MATLAB que permita sintetizar una red pasiva a partir de especificaciones de la respuesta en frecuencia del filtro requerido.
- Simulación e implementación de diferentes filtros para verificar la funcionalidad de la herramienta realizada. Se proponen: un filtro pasa-banda para aplicaciones biomédicas, un filtro pasa-bajas para convertidores de datos y un filtro pasa-banda para aplicaciones en alta frecuencia.

### Capítulo 3

Se hace un estudio profundo del estado del arte, que revela que actualmente los diseños de los circuitos electrónicos se realizan mediante el uso de herramientas de diseño automatizado, que se catalogan dentro del diseño asistido por ordenador, donde nos encontramos que los circuitos electrónicos digitales disponen de herramientas EDA muy avanzadas en las que muchos aspectos están automatizados de forma completa, cosa contraria sucede para los circuitos analógicos, donde mediante la investigación se encontraron escasas publicaciones para obtener herramientas que asistan al diseñador en la tarea del diseño.

De las herramientas encontradas, se clasifican en dos categorías, las comerciales y las académicas, de las académicas se pone en evidencia la utilidad de estas para el desarrollo y finalización de proyectos de investigación, en el área educativa ayuda a comprender los tópicos de una forma más dinámica, en cuanto a los comerciales hay que destacar que son realizadas por un equipo de trabajo experto, algunos no son softwares gratuitos, tienen un determinado costo, y en ocasiones no hay posibilidad de ocupar directamente las herramientas porque se tiene que pertenecer al grupo de trabajo, pagar una suscripción o hacer un convenio con ellos.

A pesar de las ventajas que ofrecen, existe una ausencia de información relativa al uso de herramientas de diseño de filtros analógicos, ya que los encontrados son herramientas especializadas para una aplicación específica, o están basados en algunos de los métodos de aproximación

clásicos, están limitados a diseñar filtros con determinadas respuestas, no todas proporcionan las redes eléctricas pasivas, y algunas herramientas siguen en desarrollo.

Esto abre una posibilidad para el diseño de una herramienta semiautomatizada de síntesis y diseño de filtros analógicos con capacidades de diseño similares dentro del rango de las soluciones encontradas, con facilidad de uso y entendimiento, requiriendo conocimientos básicos sobre filtros analógicos, llevando al usuario de la mano durante todo el proceso de diseño, permitiendo ir de un diseño de bajo nivel a alto nivel hasta el grado de obtener la red eléctrica para su posterior implementación física, incluyendo además de los métodos clásicos de aproximación, un nuevo método basado en el polinomio de Pascal, que ofrece dos variaciones posibles, la primera con optimización en la banda de paso y la segunda con optimización en la banda de rechazo, también incluyendo la aproximación Bessel-Thomson enfocada al retardo de grupo de los filtros.

## Capítulo 4

Se diseña la estructura de la herramienta propuesta que lleva por nombre SAFIMAM (Síntesis de Filtros Analógicos en Matlab por Métodos de Aproximación), donde la primera parte consiste con la interacción con el usuario donde entrega las especificaciones de diseño para el filtro, el diseño comienza con un Filtro Pasa Bajas, por lo tanto el usuario debe ingresar únicamente tres especificaciones que son el rizo, la atenuación y la relación de transición, con esta información se determina el orden de los filtros, posteriormente se debe elegir un método de aproximación (Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, Elíptico, Bessel-Thomson o Pascal) para determinar la función de transferencia, visualizar la respuesta en frecuencia para medir las especificaciones y obtener la red eléctrica del filtro en dos posibles configuraciones de red tipo T o  $\pi$ , posteriormente se abre la posibilidad de transformar al filtro pasa bajas en frecuencia o impedancia e inclusive en otra respuesta de tipo pasa altas, pasa banda o rechaza banda, al elegir una de estas transformaciones debe ingresar ya sea la impedancia de desnormalización, la frecuencia de desnormalización, o las frecuencias de corte de las otras respuestas, para nuevamente obtener la función de transferencia, la respuesta en frecuencia y finalmente la red eléctrica transformada.

Con la estructura de la herramienta definida se crean las funciones en MATLAB para hacer posible el diseño de los filtros con el Método de Aproximación de Pascal y Bessel-Thomson, considerando y estudiando todo el fundamento teórico que llevan consigo estos métodos, con estas nuevas funciones y con las funciones propias de MATLAB para el diseño de los filtros con los métodos clásicos de aproximación y el Toolbox for Analog Filters (AF TOOLBOX 2016) se crean las ventanas de la Interfaz Gráfica SAFIMAM. Las funciones utilizadas son detalladas en este capítulo al igual que las características que tiene cada ventana de la interfaz.

## Capítulo 5

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos en MATLAB con la herramienta de diseño SAFIMAM, para el diseño de filtros analógicos mediante métodos de aproximación. En el primer caso se realiza el diseño de los Filtros Pascal basándose en el realizado en [19], tomando como punto de partida las especificaciones utilizadas en esa Tesis, mencionando que la finalidad de ella es el diseño de un Filtro Pasa Banda para frecuencias de microondas, en esta primera parte se realiza la comparación de resultados al diseñar el filtro pasa bajas con la herramienta SAFIMAM y los resultados obtenidos en la Tesis de G. Kasapoglou. También se llevan a cabo todas las transformaciones del filtro pasa bajas obtenido con las especificaciones de [19], incluyendo por supuesto la parte del Filtro Pasa Banda.

En la segunda parte del capítulo se muestran los diseños y resultados que se obtienen al momento de sintetizar los filtros pasa bajas Pascal de orden par con las restricciones que traen consigo el valor de la resistencia interna  $R_S$  de la red, para cada caso se muestra que ocurre y como se soluciona el problema, ya sea incrementando el orden de los filtros o cambiando automáticamente las especificaciones de diseño, por valores de atenuación permitidos.

La tercera parte del capítulo consiste en la validación del funcionamiento de la herramienta, para ello se implementaron tres ejemplos de diseño sintetizados con SAFIMAM, un Filtro Pasa Banda Pascal de tercer orden con Optimización en la Banda de Rechazo para posibles aplicaciones en el procesamiento de Señales Electromiografías (EMG), el cual

se diseñó con un rizo de 1 dB, una atenuación de 20 dB y una relación de transición de 2, para las frecuencias de corte de 50 Hz a 3000 Hz, se obtuvo la red eléctrica tipo  $\pi$  desnormalizada a 100 Ohmios con la herramienta, y se implementó físicamente con elementos pasivos en la tarjeta NI ELVIS II+, de donde se realizaron las mediciones de las especificaciones indicadas durante el diseño. La siguiente implementación fue un Filtro Pasa Bajas Bessel-Thomson de sexto orden para el filtrado de una Señal de Video con frecuencia de corte de 5 MHz y retardo de 86 ns, con la herramienta fue posible obtener la red eléctrica tipo T desnormalizada a 50 Ohmios, la cual se le realizó un análisis de Monte Carlo para determinar la variación del retardo de grupo cuando los elementos de la red eléctrica presentan una variación del  $\pm 5\%$  de forma no correlacionada, con ello se determinó que el retardo permanece con una variación muy pequeña dando paso a la implementación física, el cual se realizó mediante la conversión de la red pasiva a una red con elementos activos sustituyendo los inductores por GICs con la aproximación de un solo OPAM, y la red resultante se simuló en LTSpice, donde se midieron las especificaciones. Finalmente la última realización, fue un Filtro Chebyshev I de tercer orden, para aplicaciones SHF para un sistema Antena-Filtro Pasa Banda en tecnología Surface Integrated Waveguide (SIW), para el cual primeramente se obtuvo la red eléctrica tipo T desnormalizada a 50 Ohmios con SAFIMAM, con especificaciones de rizo 1 dB, atenuación de 25 dB y una relación de transición de 2.5, para la frecuencia central de 3.6 GHz con un ancho de banda de 0.36 GHz, posteriormente se transformó la red pasiva, con inversores de admitancias y con la transformación de Richard para pasar de una red con parámetros concentrados a una red con parámetros distribuidos, la cual se diseñó en Ansys Electronics Desktop acoplando tres cavidades SIW y se midieron los resultados durante la simulación en HFSS, posteriormente se construyó la placa de PC con sustrato Rogers 4003C y se midieron los parámetros de dispersión con la ayuda del analizador vectorial de redes Vector Star Anritsu MS4644B, del Laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas de la BUAP. En los tres casos, se realizó la comparación de las especificaciones medidas en SAFIMAM, en los Softwares de simulación y experimentales con respecto a las especificaciones ideales o esperadas, como se muestran en las tablas 6.1, 6.2 y 6.3, donde las mediciones realizadas con las esperadas son muy aproximadas unas de otras, ya que los márgenes de error son relativamente pequeñas y pueden deberse a las tolerancias que presen-

tan los elementos que conforman el filtro físicamente, la temperatura, los errores de redondeo en los simuladores ya que son programas numéricos que utilizan diversas técnicas de convergencia; con estas comparaciones se concluye que los resultados experimentales demuestran la viabilidad de SAFIMAM, lo que evidencia el alcance que tiene esta herramienta para desarrollar diseños de filtros para diversas aplicaciones, de una forma más dinámica y fluida brindando un rendimiento cercano al óptimo, que puede evitar los costosos procesos de rediseño y reconstrucción de prototipos.

Tabla 6.1: Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Pascal EMG.

Parámetros	Ideal	SAFIMAM	% Var.	LTSpice	% Var.	Experimental	% Var.
Frecuencia Central	1525 Hz	1520 Hz	0.32 %	1521.2 Hz	0.24 %	1489.37 Hz	2.3 %
Ancho de Banda	2950 Hz	2939.8 Hz	0.34 %	2941.6 Hz	0.28 %	2878.53 Hz	2.4 %
Frecuencia de Corte 1	50 Hz	50.2 Hz	0.4 %	50.4 Hz	0.8 %	50.11 Hz	0.22 %
Frecuencia de Corte 2	3000 Hz	2990 Hz	0.33 %	2992 Hz	0.26 %	2928.64 Hz	2.3 %
Rizo	1 dB	0.678 dB	32.2 %	1 dB	0 %	1 dB	0 %
Relación de transición	2	1.66	17 %	1.66	17 %	2.32	16 %

Tabla 6.2: Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro para Video Bessel-Thomson.

Parametros	Ideal	SAFIMAM	% Var.	LTSpice	% Var.	Filtro Activo	% Var.
Frecuencia de Corte	5 MHz	5 MHz	0 %	5.01 MHz	0.2 %	5 MHz	0 %
Retardo de Grupo	86 ns	85.95 ns	0.05 %	85.87 ns	0.15 %	86.6 ns	0.6 %

## Contribuciones Originales

- Integración en la herramienta de diseño SAFIMAM, las funciones de MATLAB que hacen posible el diseño de los filtros con los métodos de aproximación clásicos que son Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, y Elíptico con las funciones creadas para el diseño de los filtros con los métodos de aproximación de Pascal y Bessel-Thomson, donde se pueden realizar cada uno de los diseños sobre la misma herramienta y no de forma independiente sobre la ventana de comandos de MATLAB como se hacía con anterioridad.
- La creación de las funciones en MATLAB para determinar el orden de los filtros Pascal y Bessel-Thomson, considerando pocas especificaciones de diseño.

Tabla 6.3: Comparación de resultados simulados y experimentales de Filtro Chebyshev I 5G.

Parámetros	Ideal	SAFIMAM	% Var.	ADS	% Var.
Frecuencia Central	3.6 GHz	3.6 GHz	0%	3.61 GHz	0.27%
Ancho de Banda	0.36 GHz	0.42 GHz	16.6%	0.42 GHz	16.6%
Frecuencia de Corte 1	3.42 GHz	3.39 GHz	0.87%	3.4 GHz	0.58%
Frecuencia de Corte 2	3.78 GHz	3.81 GHz	0.79%	3.82 GHz	1.05%
Rizo	1 dB	0.92 dB	8%	1.08 dB	8%
Relación de transición	2.5	1.06	57.6%	1.07	57.2%

Parámetros	Ideal	HFSS	% Var.	Experimental	% Var.
Frecuencia Central	3.6 GHz	3.62 GHz	0.5%	3.63 GHz	0.83%
Ancho de Banda	0.36 GHz	0.37 GHz	2.7%	0.38 GHz	5.5%
Frecuencia de Corte 1	3.42 GHz	3.44 GHz	0.58%	3.44 GHz	0.58%
Frecuencia de Corte 2	3.78 GHz	3.81 GHz	0.79%	3.82 GHz	1.05%
Rizo	1 dB	1 dB	0%	0.91 dB	9%
Relación de transición	2.5	1.03	58.8%	1.04	58.4%

- La creación de la función que hace posible el diseño del filtro Pascal a pesar de resultar un orden de filtro Par, y elegir un valor determinado de  $R_S$ . Esta función internamente determina el rango de valores de  $R_S$  para el cual el filtro pascal de orden Par no se puede diseñar y verifica si el valor ingresado de  $R_S$  está dentro de ese rango, y si está dentro del rango no realizable, es capaz de modificar las especificaciones de atenuación sustituyéndolas por nuevas especificaciones adecuadas, o simplemente incrementando el orden del filtro si no se cumplen las desigualdades de atenuación que se establecieron en el fundamento teórico. Esta función es clave para el diseño de los filtros pascal de orden par, ya que para ordenes impares el diseño se lleva a cabo sin problema, y una vez que verifica las especificaciones procede a determinar la función de transferencia.
- La función que lleva a cabo el proceso de síntesis de la función de transferencia para determinar los valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros Pascal en dos configuraciones de red, tipo T y tipo  $\pi$ , esta función utiliza el método de eliminación secuencial de polos en el infinito de la función de impedancia para determinar los valores de inductores y capacitores, generando de esta forma una red de dos puertos con terminación resistiva doble.
- La función para determinar los valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros Bessel-Thomson en dos configuraciones de red, tipo T y tipo  $\pi$ , que de igual forma utiliza el proceso de

eliminación secuencial de polos en el infinito para generar la red de dos puertos con terminación resistiva doble. Cabe mencionar que la obtención de las redes eléctricas de los filtros Bessel-Thomson en MATLAB no estaba disponible, por lo tanto, con esta nueva función se lleva a un nuevo nivel el proceso de diseño para filtros Bessel-Thomson.

- En general la integración a MATLAB el diseño de filtros Pascal con dos variantes, con Optimización en la Banda de Paso, y con Optimización en la Banda de Rechazo, donde el diseño va de un bajo nivel a un alto nivel, es decir, se parte de la determinación del orden del filtro, la función de transferencia pasa bajas, la respuesta en frecuencia, las redes eléctricas pasa bajas, y la posibilidad de transformar al filtro pasa bajas, en impedancia, frecuencia o a otra respuesta de tipo pasa altas, pasa banda y rechaza banda, donde de igual forma se puede llegar a obtener las redes eléctricas transformadas.
- La viabilidad que presentan los diseños generados por la herramienta SAFIMAM, es decir, las redes eléctricas resultantes ofrecen un rendimiento cercano al óptimo durante la implementación física de estas.

### **Recomendaciones para el Trabajo Futuro**

- Extender la capacidad de diseño en la herramienta SAFIMAM, incrementando el rango de cálculo del orden de los filtros, es decir, calcular ordenes de filtro superiores a 21, para ello se propone cambiar las metodologías utilizadas principalmente la de Pascal, realizando la programación de su nomografo de orden. Con ello se obtendrán ordenes de filtro superiores haciendo posible el diseño de filtros digitales.
- Estudiar el comportamiento del grafico de los polinomios de Pascal simétricos desplazados y escalados de orden superior a 21 y extraer los valores característicos que hacen posible el cálculo de los coeficientes de los Polinomios de Pascal simétricos apropiados para el filtro.
- Incluir a la herramienta el método de aproximación de Pascal Inverso para tener más opciones de diseño con este método. Ya que este se enfoca a la optimización de la atenuación máxima permitida en la banda de rechazo, es decir, puede atenuar el rizo en esta banda,

permitiendo tener una respuesta máximamente plana en la banda de paso y puede resultar útil para determinadas aplicaciones.

- Incluir la capacidad a la herramienta de realizar la transformación de los filtros pasivos a filtros activos, con la sustitución de los elementos por arreglos con OPAMS, utilizando GICS y FDNRS.
- Incluir la capacidad a la herramienta de transformar la red pasiva del filtro de elementos con parámetros concentrados a parámetros distribuidos, con la transformación del filtro con inversores de inmitancias.
- Proporcionar las listas de descripción de circuito de los filtros al final de cada diseño, para su simulación en algún otro Software.
- Realizar la interfaz gráfica SAFIMAM una aplicación ejecutable.
- Subir a Mathworks las funciones que hacen posible el diseño de los filtros Pascal, como lo son; la determinación del orden de los filtros, cálculo de las funciones de transferencia de las dos variantes del filtro Pascal, y la función para determinar los valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros, para que esté disponible a toda la comunidad científica.
- Subir a Mathworks la función para calcular los valores de los elementos de las redes eléctricas de los filtros Bessel-Thomson.



# BIBLIOGRAFÍA

- [1] Kendall L Su. *Analog filters*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [2] David Baez. «Approximation in analog signal processing». En: (feb. de 2012), págs. 69-90.
- [3] Hercules G Dimopoulos. *Analog electronic filters: theory, design and synthesis*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [4] Steve Winder. *Analog and digital filter design*. Elsevier, 2002.
- [5] George S Moschytz. *Analog Circuit Theory and Filter Design in the Digital World: With an Introduction to the Morphological Method for Creative Solutions and Design*. Springer, 2019.
- [6] R.A. Heising. «Production of Single Sideband for Trans-Atlantic Radio Telephony». En: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 13.3 (1925), págs. 291-312. DOI: 10.1109/JRPROC.1925.220950.
- [7] K.R. Lakshmikumar et al. «A modem/codec for cellular telephony». En: *1993 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers*. 1993, págs. 148-149. DOI: 10.1109/ISSCC.1993.280019.
- [8] W. P. Mason y R. A. Sykes. «Electrical wave filters employing crystals with normal and divided electrodes». En: *The Bell System Technical Journal* 19.2 (1940), págs. 221-248. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1940.tb00827.x.
- [9] G. K. Burns. «Manufacture of quartz crystal filters». En: *The Bell System Technical Journal* 19.4 (1940), págs. 516-532. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1940.tb00844.x.
- [10] J. Silva-Martinez y S. Solis-Bustos. «Design considerations for high performance very low frequency filters». En: *1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. Vol. 2. 1999, 648-651 vol.2. DOI: 10.1109/ISCAS.1999.780848.
- [11] Gursel Duzenli et al. «On the design of low-frequency filters using CMOS OTAs operating in the subthreshold region». En: *Microelectronics Journal* 30.1 (1999), págs. 45-54.
- [12] Héctor Guamán et al. «Analysis of two control strategies applied to a single phase active power filter». En: *2017 IEEE Second Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*. 2017, págs. 1-5. DOI: 10.1109/ETCM.2017.8247482.
- [13] Enrique Rodriguez-Diaz et al. «Analysis and Comparison of Notch Filter and Capacitor Voltage Feedforward Active Damping Techniques for LCL Grid-Connected Converters». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.4 (2019), págs. 3958-3972. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2856634.

- [14] Vančo Litovski. *Electronic Filters*. Springer, 2019.
- [15] Lars Wanhammar. *Analog filters using MATLAB*. Vol. 233. Springer, 2009.
- [16] Marc Thompson. *Intuitive analog circuit design*. Elsevier, 2006.
- [17] Thomas J Goodman y Maurice F Aburdene. «Pascal filters». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 55.10 (2008), págs. 3090-3094.
- [18] Hercules G Dimopoulos y Elena Sarri. «The modified Pascal polynomial approximation and filter design method». En: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 40.2 (2012), págs. 145-163.
- [19] G Kasapoglou. «Design and implementation of a bandpass filter for microwave frequencies by the Pascal approximation». Tesis doct. Master's Thesis, National y Kapodistrian University of Athens, Athens . . . , 2017.
- [20] GB Kasapoglu y et al Karagianni. «PASCAL APPROXIMATION IN PASSIVE FILTER DESIGN». En: *IC-EPSSMO* (2017).
- [21] Goran Molnar y Marko Matijašćić. «Pascal arrays». En: *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2019, págs. 1-5.
- [22] Hercules G Dimopoulos. «Even-order passive filters: Pascal versus Chebyshev». En: *International Journal of Circuit Theory and Applications* (2013), págs. 946-959.
- [23] Esteban Tlelo-Coyotecatl et al. «Enhancing Q-factor in a biquadratic bandpass filter implemented with opamps». En: *Technologies* 7.3 (2019), pág. 64.
- [24] A. Fettweis. «Wave digital filters: Theory and practice». En: *Proceedings of the IEEE* 74.2 (1986), págs. 270-327. DOI: 10.1109/PROC.1986.13458.
- [25] H. Dimopoulos y A. Constantinides. «Linear transformation active filters». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 25.10 (1978), págs. 845-852. DOI: 10.1109/TCS.1978.1084391.
- [26] Microchip Technology, “FilterLab Filter Design Software”, disponible en: <https://www.microchip.com/developmenttools/ProductDetails/filterlabdesignsoftware>, consultado en Nov. 7, 2021.
- [27] AUSTIN V Eastman. «The Application of Filter Theory to the Design of Reactance Networks». En: *Proceedings of the IRE* 32.9 (1944), págs. 538-546.
- [28] VITOLD Belevitch. «Recent developments in filter theory». En: *IRE Transactions on Circuit Theory* 5.4 (1958), págs. 236-252.
- [29] Vitold Belevitch. «Summary of the history of circuit theory». En: *Proceedings of the IRE* 50.5 (1962), págs. 848-855.
- [30] Luis Abraham Sánchez-Gaspariano et al. «CMOS analog filter design for very high frequency applications». En: *Electronics* 9.2 (2020), pág. 362.
- [31] Darrin J Young. «Analog front-end and telemetry systems». En: *Implantable Biomedical Microsystems*. Elsevier, 2015, págs. 39-55.
- [32] Wen-Chung Tsai, You-Jyun Shih y Nien-Ting Huang. «Hardware-Accelerated, Short-Term Processing Voice and Nonvoice Sound Recognitions for Electric Equipment Control». En: *Electronics* 8.9 (2019), pág. 924.
- [33] Joan-Gerard Camarena et al. «Some improvements for image filtering using peer group techniques». En: *Image and Vision Computing* 28.1 (2010), págs. 188-201.

- [34] Liansheng Tan, AC Pugh y Min Yin. «Rate-based congestion control in ATM switching networks using a recursive digital filter». En: *Control Engineering Practice* 11.10 (2003), págs. 1171-1181.
- [35] Bingting Wang y Ziping Cao. «A review of impedance matching techniques in power line communications». En: *Electronics* 8.9 (2019), pág. 1022.
- [36] Chins Chinnasamy et al. «Synthesis of high magnetic moment soft magnetic nanocomposite powders for RF filters and antennas». En: *Applied Surface Science* 334 (2015), págs. 58-61.
- [37] Letao Xu, Dejun Feng y Xuesong Wang. «Matched-filter properties of linear-frequency-modulation radar signal reflected from a phase-switched screen». En: *IET Radar, Sonar & Navigation* 10.2 (2016), págs. 318-324.
- [38] Alireza Saberhari et al. «Active inductor-based tunable impedance matching network for RF power amplifier application». En: *Integration* 52 (2016), págs. 301-308.
- [39] Giovanni Piccinni et al. «Innovative Strategy for Mixer Design Optimization Based on gm/ID Methodology». En: *Electronics* 8.9 (2019), pág. 954.
- [40] Mansour Rachid, Sudhakar Pamarti y Babak Daneshrad. «Filtering by aliasing». En: *IEEE transactions on signal processing* 61.9 (2013), págs. 2319-2327.
- [41] Jingsong He y Jin Yin. «Evolutionary design model of passive filter circuit for practical application». En: *Genetic Programming and Evolvable Machines* 21.4 (2020), págs. 571-604.
- [42] Samin Ebrahim Sorkhabi y Lihong Zhang. «Automated topology synthesis of analog and RF integrated circuits: A survey». En: *Integration* 56 (2017), págs. 128-138.
- [43] MAZEN HASHIM MAHGOUB ELSAYED. «A COMPUTATIONAL TOOL FOR MICROSTRIP PLANAR FILTER DESIGN». En: (2017).
- [44] Shreyas Rao y Raghuvir Tomar. «A New MATLAB based Microstrip Filter Design Tool». En: (2017).
- [45] Galia Marinova, Ognyan Chikov y Blaž Rodič. «E-Content and Tool Selection in the Cloud-based Online-CADCOM Platform for Computer-Aided Design in Communications». En: *2019 15th International Conference on Telecommunications (ConTEL)*. IEEE. 2019, págs. 1-5.
- [46] M Rincy Juliet, R Vallikannu y BC Kavitha. «A novel design of hybrid microwave bandpass filter using lumped element and microstrip line technology». En: *2017 International Conference on Intelligent Computing and Control (I2C2)*. IEEE. 2017, págs. 1-4.
- [47] Nevzat Yildirim. «Recent Advances in Microwave Filter Design on Filpro». En: *2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*. IEEE, págs. 210-213.
- [48] Ognyan R Chikov y Galia I Marinova. «Expert Tool for Filter Design Program Selection in Online-CADCOM Platform». En: *2020 55th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST)*. IEEE. 2020, págs. 73-76.
- [49] Arturo Corona Nieva et al. «Síntesis automatizada de filtros analógicos para aplicaciones de radio frecuencia mediante herramienta EDA de análisis simbólico en MatLab.» En: *REPOSITORIO NACIONAL CONACYT* (2017).

- [50] Mohamed B Elamien et al. «Analog Circuit Design Using Symbolic Math Toolboxes: Demonstrative Examples». En: *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems* (2021).
- [51] Analog Device, “Analog Filter Wizard”, disponible en: <https://tools.analog.com/en/filterwizard/>, consultado en Oct. 31, 2021.
- [52] Texas Instrumets, “Webench Power Designer”, disponible en: *ti.com*, consultado en Nov. 2, 2021.
- [53] “Elsie”, disponible en: <https://elsie.software.informer.com/versions/>, consultado en Nov. 2, 2021.
- [54] Schematica Software, “Filter Wiz Pro”, disponible en: <https://es.freedownloadmanager.org/Windows-PC/Filter-Wiz-PRO.html>, consultado en Nov. 4, 2021.
- [55] Wayback Machine, “FILPRO”, disponible en: <http://web.archive.org/web/20150224192415/http://www.eee.metu.edu.tr/~nyil/filpro.html>, consultado en Nov. 4, 2021.
- [56] Linear Technology Analog Devices, “Filter-CAD”, disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an38f.pdf>, consultado en Nov. 5, 2021.
- [57] RF Tools Marki Microwave, “LC Filter Design Tool”, disponible en: <https://rf-tools.com/lc-filter/>, consultado en Nov. 7, 2021.
- [58] OKAWA Electric Design, “Filter Design and Analysis”, disponible en: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/Fkeisan.htm>, consultado en Nov. 8, 2021.
- [59] The MathWorks, “Orden y frecuencia de corte del filtro Butterworth - MATLAB buttord- MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/buttord.html>, consultado en Feb. 10, 2022. 2022.
- [60] The MathWorks, “ Orden de filtros Chebyshev tipo I - MATLAB cheb1ord - MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/cheb1ord.html>, consultado en Feb. 10, 2022. 2022.
- [61] The MathWorks, “ Chebyshev Type II filter order - MATLAB cheb2ord -MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/cheb2ord.html>, consultado en Feb. 10, 2022. 2022.
- [62] The MathWorks, “ Orden mínimo para filtros elípticos - MATLAB ellipord - MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/ellipord.html> , consultado en Feb. 10, 2022. 2022.
- [63] The MathWorks, “ Prototipo de filtros Butterworth - MATLAB buttap- MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/buttap.html>, consultado en Feb. 12, 2022. 2022.
- [64] The MathWorks, “ Chebyshev Type I analog lowpass filter prototype - MATLAB cheb1ap- MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/cheb1ap.html> , consultado en Feb. 12, 2022. 2022.
- [65] The MathWorks, “ Chebyshev Type II analog lowpass filter prototype - MATLAB cheb2ap- MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/cheb2ap.html>, consultado en Feb. 12, 2022. 2022.

- [66] TheMath Works, “ Elliptic analog lowpass filter prototype - MATLAB ellipap- MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/ellipap.html>, consultado en Feb. 12, 2022. 2022.
- [67] Louis Weinberg. *Network analysis and synthesis*. RE Krieger Publishing Company, 1975.
- [68] The MathWorks, “ Bode plot of frequency response, or magnitude and phase- data - MATLAB bode- MathWorks América Latina ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/help/ident/ref/lti.bode.html> , consultado en Feb. 14, 2022. 2022.
- [69] Santiago Cogollos Borrás. *FUNDAMENTOS DE LA TEORÍA DE FILTROS*. Editorial Universitat Politècnica de València, 2016.
- [70] L. A Sánchez Gaspariano. *Síntesis de Filtros [PowerPoint]*. Ingeniería en Sistemas Automotrices, FCE-BUAP.
- [71] Louis Weinberg. *Network analysis and synthesis*. RE Krieger Publishing Company, 1975.
- [72] The MathWorks, “ GUI de MATLAB. (s. f.) - MATLAB Simulink ”, disponible [Online] en: <https://la.mathworks.com/discovery/matlab-gui.html>, consultado en Sept. 4, 2022. 2022.
- [73] Diego Orlando Barragán Guerrero. «Manual de interfaz gráfica de usuario en Matlab». En: *Parte I-www. matpic. com* 16 (2008).
- [74] Liliana Haiko Salas Barradas. «A high dynamic range-CMRR and tunable bandwidth front-end amplifier for biomedical applications». En: (2015).
- [75] Mahesh Kumar Adimulam y MB Srinivas. «Modeling of EXG (ECG, EMG and EEG) non-idealities using MATLAB». En: *2016 9th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI)*. IEEE. 2016, págs. 1584-1589.
- [76] Marc T. Thompson. *Intuitive Analog Circuit Design (Second Edition), Chapter 14 - Analog Low-Pass Filters*. Newnes, 2014.
- [77] S Freedman. *Two-way radio for everyone*. Radio News. New York: Ziff-Davis,36 (3): pags. 25–27, 1946.
- [78] Thomas H Lee. *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits*. Cambridge University Press. pag. 27. ISBN 1316175774, 2004.
- [79] John S Seybold. *Introduction to RF Propagation*. John Wiley y Sons. págs. 55–58. ISBN 0471743682, 2005.
- [80] Luis Hernández Ruiz. *Sistema Antena-Filtro Pasa Banda en Tecnología SIW centrado a 3.6 GHZ para 5G*. Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 2021.
- [81] Seymour B Cohn. «Direct-coupled-resonator filters». En: *Proceedings of the IRE* 45.2 (1957), págs. 187-196.
- [82] Ralph Levy. «Tables of element values for the distributed low-pass prototype filter». En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 13.5 (1965), págs. 514-536.

- [83] Jia-Shen G Hong y Michael J Lancaster. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley & Sons, 2004.
- [84] Charles A Desoer. *Basic circuit theory*. Tata McGraw-Hill Education, 2010.

# Apéndice A

## Método de aproximación de Pascal

El polinomio modificado apropiado para el filtro  $P_D(N, \omega)$  se puede utilizar como una función de aproximación para derivar la aproximación de Pascal [18]:

$$G_{pa}(\omega) = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega)}} \quad (\text{A.1})$$

El factor constante  $\lambda$ , correspondiente al factor de ondulación  $\epsilon$  de la aproximación de Chebyshev, se calcula a continuación a partir de las especificaciones normalizadas del filtro de paso bajo  $\omega_s$  y  $\{H_c, H_s\}$  o  $\{a_{max}, a_{min}\}$ .

La ganancia en  $\omega = 1$ ,  $G_{Pa}(1)$ , es igual al valor del mínimo absoluto de la banda de paso asumido en  $\omega_{max}/\omega_D < 1$  y después de esta frecuencia, disminuye monótonamente. Por lo tanto, en lo que respecta a la banda de paso, la ganancia permanecerá en el área permitida seleccionando el parámetro  $\lambda$  para satisfacer [20].

$$G_{pa}(1) = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega)}} \geq H_c \quad (\text{A.2})$$

El termino  $P_D^2(N, 1) = P_{max}^2$  y, por lo tanto

$$\lambda \leq \lambda_{max} = \frac{\sqrt{\frac{H_0^2}{H_c^2} - 1}}{|P_{max}|} = \frac{\sqrt{10^{\frac{a_{max}}{10}} - 1}}{|P_{max}|} \quad (\text{A.3})$$

Usando el valor máximo para el factor  $\lambda$  obtenemos la respuesta optimizada del borde de la banda de rechazo:  $\lambda = \lambda_{max} \Rightarrow G_{Pa}(1) = G_{Pa}(\omega_{max}/\omega_D) = H_c$ .

De acuerdo con la ecuación (A.1), el factor  $\lambda$  también tiene un valor límite más bajo  $\lambda_{min}$  derivado del requerimiento de la banda de rechazo:

$$G_{pa}(\omega_s) = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega_s)}} \leq H_s \quad (\text{A.4})$$

Esto implica que

$$\lambda \geq \lambda_{min} = \frac{\sqrt{\frac{H_0^2}{H_s^2} - 1}}{|P_D(N, \omega_s)|} = \frac{\sqrt{10^{\frac{a_{min}}{10}} - 1}}{|P_D(N, \omega_s)|} \quad (\text{A.5})$$

La respuesta optimizada de la banda de paso se obtiene seleccionando  $\lambda = \lambda_{min} \Rightarrow G_{Pa}(\omega_s) = H_s$ . Finalmente, el factor de ondulación  $\lambda$  se puede seleccionar de la ecuación (A.3) en vista de (A.5), o de su expresión combinada [19]:

$$\frac{\sqrt{10^{\frac{a_{min}}{10}} - 1}}{|P_D(N, \omega_s)|} = \lambda_{min} \leq \lambda \leq \lambda_{max} = \frac{\sqrt{10^{\frac{a_{max}}{10}} - 1}}{|P_D(N, 1)|} \quad (\text{A.6})$$

con  $|P_D(N, 1)| = |P_{max}|$ .

## A.1. Cálculo del orden del filtro

Hasta ahora, el orden  $N$  no se ha conocido, pero se puede calcular a partir de (2) estableciendo  $\lambda = \lambda_{min}$  o desde (4) estableciendo  $\lambda = \lambda_{max}$ . En ambos casos terminamos con la desigualdad de orden. En esta desigualdad, la única incógnita es el orden  $N$  ya que el cociente de  $P_{max}$  con  $P_D(N, \omega_s)$  depende de las especificaciones. Por lo tanto, para el cálculo del orden, la desigualdad (6) debe resolverse para  $N$ , pero debido a la naturaleza de los polinomios de Pascal, no se puede derivar una expresión analítica [3]. Debido a ello, se implementaron métodos numéricos para crear el nomógrafo de orden que se muestra en la Fig. A.4.

El nomógrafo funciona de la siguiente manera: se dibuja una línea vertical desde el punto del eje horizontal que corresponde al  $\omega_s$  especificado. A continuación, se dibuja una línea horizontal desde el punto del eje vertical que corresponde a HP:

$$HP = 20 \log \left( \frac{1}{g} \right) \quad \text{donde} \quad g = \sqrt{\frac{\frac{H_0^2}{H_c^2} - 1}{\frac{H_0^2}{H_s^2} - 1}} = \sqrt{\frac{\frac{a_{max}}{10} - 1}{\frac{a_{min}}{10} - 1}} \ll 1 \quad (\text{A.7})$$

Las dos líneas se cruzan en un punto. El orden  $N$  es el número de la curva que se encuentra por encima de este punto [18].

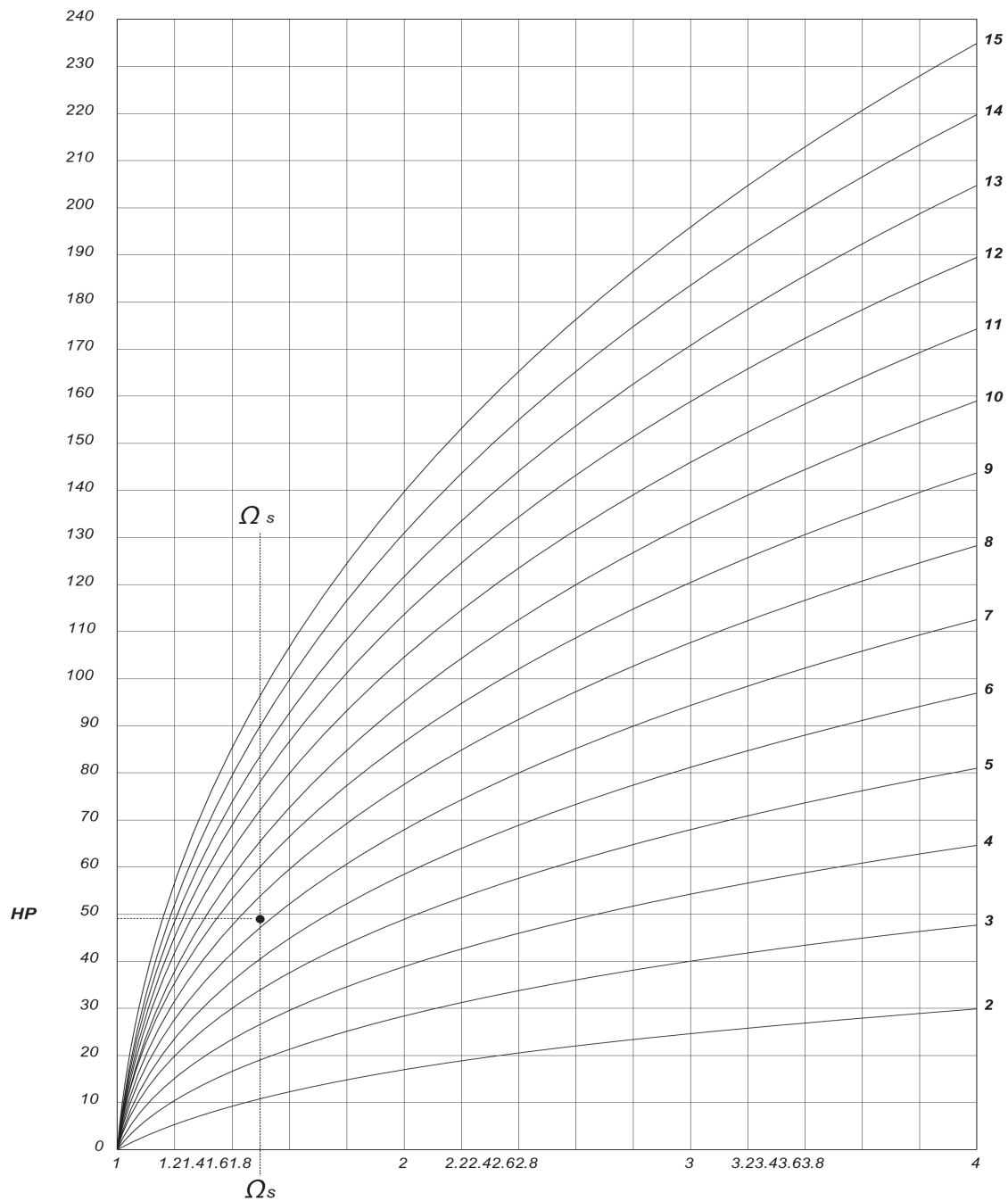


Figura A.1: Aproximación Pascal y nomógrafo de orden de filtro[18]

## A.2. Función de transferencia

Dado que tenemos una aproximación polinómica, se espera que la función de transferencia sea de todos los polos de la forma:

$$H(s) = \frac{C}{\prod_{k=1}^N (s - s_k)} = \frac{C}{(s + s_R)^\eta \prod_{k=1}^{\frac{N-\eta}{2}} (s^2 + 2Re|s_k| + |s_k|^2)} \quad (\text{A.8})$$

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{para } N \text{ par} \\ 1 & \text{para } N \text{ impar} \end{cases}$$

donde  $s_k = \rho_k \pm \omega_k$  son los pares de polos conjugados  $(N - \eta)/2$  de  $H(s)$  y  $s_R$  el polo real cuando  $N$  es impar.

La constante  $C$  se calcula fácilmente a partir de (A.8) y después de algunas manipulaciones, resulta:

$$C = \frac{H_0}{\lambda |a_N|} \quad (\text{A.9})$$

donde  $a_N$  es el coeficiente de  $\omega^N$  en el polinomio  $P_D(N, \omega)$  que se puede tomar de la tabla de coeficientes o ser calculado [3]. Y una vez más no se pueden encontrar expresiones analíticas para los polos y el uso de métodos numéricos o paquetes de software matemático parece inevitable.

Debe tenerse en cuenta que  $a_N$  depende sólo del orden  $N$ , y el factor de ondulación  $\lambda_{max}$  depende de  $N$  y del  $a_{max}$  especificado. En vista de (1.8), los polos son por lo tanto funciones de  $N$  y  $a_{max}$ , y se puede crear una tabla que da la constante  $C$  y los polos para todos los órdenes  $N$  y todos los valores de  $a_{max}$ . La tabulación para  $\lambda = \lambda_{min}$  requeriría tablas separadas para valores de  $\omega_s$  ya que  $\lambda_{min}$  depende de  $\omega_s$  según la ecuación (1.5).

La Tabla A.1 da la constante  $C$  y los polos de la función de transferencia para  $N = 2 - 9$  y  $a_{max} = 0.01, 0.1, 0.5, 1.0, 1.25$  y  $1.5$  dB. La tabla se ha creado para el caso optimizado para el borde de banda de rechazo con  $\lambda = \lambda_{max}$  [18]. Para cualquier otro valor  $\lambda_{min} \leq \lambda \leq \lambda_{max}$ , se debe utilizar un paquete de software matemático.

## A.3. Procedimiento de diseño

Dadas las especificaciones normalizadas  $\omega_s$  y  $\{H_c, H_s\}$  o  $\{a_{max}, a_{min}\}$ , el procedimiento de diseño completo se puede describir de la siguiente manera:

- Calcular HP a partir de (1.7) y encontrar el orden  $N$  del filtro en el nomografo de la Figura A.1. Si se requiere la función de transferencia del filtro optimizado para el borde de la banda de rechazo ( $\lambda = \lambda_{max}$ ), ir al último paso.
- Obtener  $P_{max}$  y  $\omega_D$  de la Tabla 1.4 para el orden  $N$  calculado.
- Calcular los límites del factor de ondulación  $\lambda$ . Si se va a diseñar el filtro optimizado para el borde de la banda de rechazo, se puede calcular  $\lambda_{max}$  a partir de (1.6). Si se requiere el filtro optimizado de banda de paso,  $P_D(N, \omega_s)$  se puede calcular a partir de la formula  $P_D(N, \omega) = (-1)^N / N! \prod_{k=1}^N ((N+1)/2\omega_D\omega + (N-1)/2 - k + 1)$  y  $\lambda_{min}$  desde (1.6). En este punto toda la información necesaria para la ganancia está disponible.
- Si el filtro optimizado para el borde de la banda de rechazo se va a diseñar con  $\lambda = \lambda_{max}$ , la función de transferencia se puede calcular utilizando la Tabla A.1.

Para cualquier otro valor  $\lambda_{min} \leq \lambda \leq \lambda_{max}$ , el coeficiente  $C$  y los polos de la función de transferencia se pueden calcular a partir de la siguiente ecuación utilizando un paquete de software matemático [18].

$$H(s) = G_{P_a}^2(\omega)|_{\omega^2=-s^2} = \left| \frac{H_o^2}{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega)} \right|_{\omega^2=-s^2} = G_{P_a}^2(js) = G_{P_a}^2(-js) \quad (\text{A.10})$$

#### A.4. Atenuación efectiva de los filtros pasivos

Los filtros pasivos se diseñan a partir de las especificaciones normalizadas  $\{\omega_c = 1, \omega_s, R_L = 1, R_S\}$  y las especificaciones de atenuación  $\{A_{max}, A_{min}\}$  en dB. Las especificaciones de magnitud de banda de paso y banda de rechazo podrían expresarse en términos de magnitud o ganancia logarítmica, pero tradicionalmente, se dan en términos de la atenuación efectiva  $A(\omega)$ :

$$A(\omega) = 10 \log\left(\frac{P_{MAX}}{P_2(\omega)}\right) = 20 \log\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_S}} \frac{|E(j\omega)|}{|V_2(j\omega)|}\right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{A.11})$$

donde  $P_2(\omega)$  es la potencia media disipada a la carga  $R_L$  y  $P_{MAX} \geq P_2(\omega)$  es la potencia máxima de la fuente con resistencia interna  $R_S$ . La

atenuación efectiva  $A(\omega)$  asume solo valores positivos, y en las frecuencias de transferencia de potencia máxima, es cero.

Las cantidades positivas especificadas  $A_{max}$  y  $A_{min}$  son relativas a la atenuación efectiva mínima de la banda de paso  $A_k$  como se muestra en la Fig. A.3;  $A_{max}$  especifica la atenuación máxima permitida de la banda de paso y  $A_{min}$  la atenuación mínima permitida de la banda de rechazo, ambas medidas a partir de  $A_k$  [22].

A frecuencia cero ( $s=0$ ) donde los inductores se convierten en cortocircuitos y los condensadores se convierten en circuitos abiertos, la impedancia de entrada  $Z_1(s)$  de un LC de dos puertos terminado por  $R_L$  (ver Fig. A.2) puede asumir uno de los siguientes valores:  $Z_1(0) = 0$  o  $Z_1(0) = \infty$  o  $Z_1(0) = R_L$

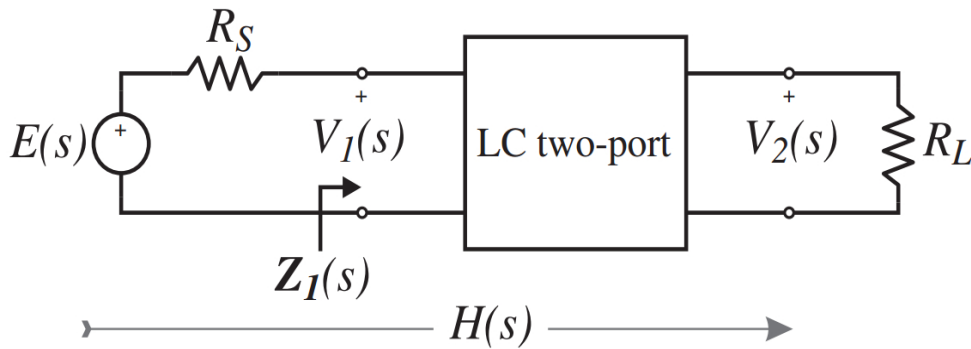


Figura A.2: Red pasiva de dos puertos con terminación resistiva doble[22]

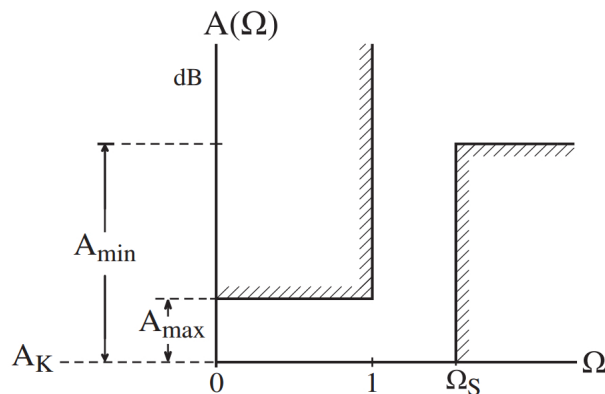


Figura A.3: Especificaciones de atenuación efectiva del filtro pasivo de paso bajo[22]

En filtros de paso bajo donde, en la banda de paso, la atenuación debe ser muy baja, el LC esperado de dos puertos solo puede tener una estructura que, cuando termina por  $R_L$ , presenta  $Z_1(0) = R_L$ ; es decir, los

dos puertos se vuelven “transparentes.<sup>a</sup> frecuencia cero, y la atenuación  $A(0)$  está dada por

$$A(0) = 20 \log \left( \frac{R_S + R_L}{2\sqrt{R_S R_L}} \right) = A_0 \quad (\text{A.12})$$

Como consecuencia, la función de atenuación  $A(\omega)$  de todas las aproximaciones utilizadas para el diseño del filtro LC de dos puertos pasivos con terminación resistiva doble, debe tener  $A(0) = A_0$ . La aproximación de Pascal podría definirse para  $N$  impar de la siguiente manera:

$$A_{pasc}(\omega) = A_0 + 20 \log \sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega)} \quad (\text{A.13})$$

porque, en este caso,  $P_D(N, 0) = 0$ . Sin embargo, incluso para  $N$ , la condición  $A(0) = A_0$  se viola porque  $|P_D(N, 0)| > 0$ . Para corregir esto, se deben utilizar la siguiente definición de la aproximación en el diseño de filtros pasivos:

$$A_{pasc}(\omega) = A_0 + 20(1 - \eta) \log \sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, \omega)} + 20 \log \sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2 N, \omega} \quad (\text{A.14})$$

$\eta=0$  para  $N$  par y  $\eta=1$  para  $N$  impar. El parámetro  $\eta$  se utiliza para unificar los casos  $N$  pares e impares.

De (A.13), está claro que cuando  $N$  es impar, la atenuación de la banda de paso está por encima de  $A_0$ , y la atenuación mínima de la banda de paso,  $A_k$  en la Fig. A.4, es  $A_k = A_0$  que ocurre en las raíces de  $P_D(N, \omega)$ , incluyendo  $\omega = 0$ . Sin embargo, cuando  $N$  es par,

- en la aproximación pascal para las frecuencias en las que  $|P_D(N, \omega)| < |P_D(N, 0)|$ , la atenuación de la banda de paso asume valores por debajo de  $A_0$  [19].

Cuando el orden  $N$  es par, la atenuación mínima de la banda de paso  $A_k$  está dada por

$$N \Rightarrow A_k = A_0 - 20 \log \sqrt{1 + \lambda^2 P_D^2(N, 0)} \quad P_D(N, 0) \neq 0 \quad (\text{A.15})$$

y ocurre en las raíces de  $P_D(N, 0)$ . Por lo tanto, cuando se dan las especificaciones positivas  $A_{max}$  y  $A_{min}$ , pueden interpretarse como se muestra

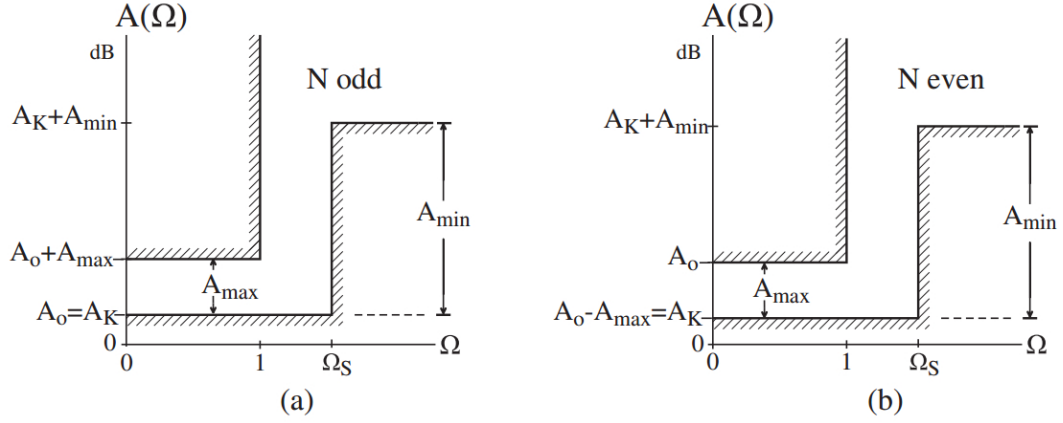


Figura A.4: Interpretación de las especificaciones de atenuación para (a) orden impar y (b) orden par[22]

en la Fig. A.4(a) para  $N$  impar y en la Fig. A.4(b) para  $N$  par. De la Fig. A.4(b), es obvio que surge un problema de diseño cuando  $A_{max} > A_0$  y el orden  $N$  es par.

$$\frac{\sqrt{10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1}}{|P_D(N, \omega_s)|} = \lambda_{min} \leq \lambda \leq \lambda_{max} = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}}{|P_{Dmax}|} \quad (A.16)$$

Para cada valor de los rangos antes mencionados, las especificaciones de magnitud especificadas se cumplen de una manera diferente que corresponde a un filtro con diferentes características de magnitud. El valor máximo del factor de ondulación, por ejemplo, conduce al filtro optimizado para frecuencia de borde de banda de rechazo donde la ondulación es igual al  $A_{max}$  especificado y  $A(\omega_s) < A_{min}$ . El valor mínimo del factor de ondulación conduce al filtro optimizado para banda de paso, donde la ondulación es menor que el  $A_{max}$  especificado y  $A(\omega_s) = A_{min}$  [22].

## A.5. Filtros pasivos pascal de orden par

Las terminaciones normalizadas especificadas  $R_S$  y  $R_L = 1$  determinan la atenuación efectiva  $A_0$  del filtro pasivo a frecuencia cero según (A.11). La atenuación efectiva  $A(\omega)$  asume por definición sólo valores no negativos. En los filtros Pascal de orden impar donde, como resultado de (A.16), la atenuación está siempre por encima del valor no negativo  $A_0$ , no hay restricciones en el valor de la ondulación de banda de paso  $A_{max}$ . En los filtros Pascal de orden par, la atenuación de la banda de paso varía de  $A_0 - \delta A$  hasta  $A_0 - \delta A + A_{max}$  donde para que la atenuación

de la banda de paso no sea negativa,  $\delta A$  puede ser como máximo igual a  $A_0$  [20]

$$\delta A = 20 \log \sqrt{1 + \lambda_{max}^2 P_D^2(N, 0)} = 20 \log \sqrt{1 + (10^{0,1A_{max}-1}) \frac{P_D^2(N, 0)}{P_{D_{max}}^2(N)}} \quad (\text{A.17})$$

porque  $A_0$  depende sólo de las terminaciones, para cada valor de  $R_S$ , hay una ondulación máxima que se puede realizar mediante un filtro Pascal pasivo de orden par, y para cada valor de ondulación (rizado)  $A_{max}$ , hay un rango  $R_{S1} < R_S < R_{S2}$  para lo cual no se puede realizar [19]. Este rango se determina encontrando las raíces  $R_{S1}$  y  $R_{S2}$  de la ecuación.

$$\delta A = A_0 \Rightarrow \sqrt{1 + (10^{0,1A_{max}-1}) \frac{P_D^2(N, 0)}{P_{D_{max}}^2(N)}} \quad (\text{A.18})$$

$$R_{S1,2} = 1 + 2 \frac{P_D^2(N, 0)}{P_{D_{max}}^2(N)} \left(10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1\right) \mp 2 \left| \frac{P_D^2(N, 0)}{P_{D_{max}}^2(N)} \right| \sqrt{(10^{0,1A_{max}-1}) \left[1 + \frac{P_D^2(N, 0)}{P_{D_{max}}^2(N)} (10^{0,1A_{max}-1})\right]} \quad (\text{A.19})$$

La ondulación máxima  $A_{maxo}$  que se puede realizar mediante un filtro Pascal pasivo  $N$  de orden par es una función de  $R_S$  y puede determinarse mediante un ajuste  $\delta A = A_0$  para encontrar

$$A_{maxo}(R_S) = 20 \log \sqrt{1 + \frac{(R_S - 1)^2 P_{D_{max}}^2(N)}{4R_S P_D^2(N, 0)}} \quad (\text{A.20})$$

Se puede demostrar que incluso cuando, para el  $R_S$  especificado tenemos  $R_{S1} < R_S < R_{S2}$  (o equivalentemente  $A_{max} > A_{maxo}(R_S)$ ), el filtro aún se puede diseñar directamente con una ondulación más baja  $A_{maxo}$  dado por (A.20) siempre que el  $A_{min}$  es inferior a la especificación de banda de rechazo máxima  $A_{Smx}$ , que puede satisfacerse mediante un filtro Pascal de orden  $N$  y  $\{R_S, R_L = 1, \omega_s\}$ . El valor de  $A_{Smx}$  se puede determinar a partir de la desigualdad de orden tomando el mismo caso con  $A_{max} = A_{maxo}$ :

$$\left| \frac{P_{D_{max}}}{P_D(N, \omega_s)} \right| = \sqrt{\frac{10^{0,1A_{maxo}-1}}{10^{0,1A_{Smx}-1}}} \Leftrightarrow A_{Smx} = 10 \log \left( \frac{(R_S - 1)^2 P_D^2(N, \omega_s)}{4R_S P_D^2(N, 0)} + 1 \right) \quad (\text{A.21})$$

Finalmente, el filtro Pascal pasivo  $N$  de orden par no se puede diseñar directamente con la ondulación  $A_{max}$  especificada en los dos casos siguientes [22]:

1.  $R_S = R_L \Leftrightarrow A_0 = 0$
2.  $R_S \neq R_L \Leftrightarrow A_0 > 0$  y

$$\delta A > A_0 \Leftrightarrow R_{S1} < R_S < R_{S2} \Leftrightarrow A_{max} > 10 \log \sqrt{\frac{(R_S - R_L)^2}{4R_S R_L} \frac{P_{D_{max}}^2}{P_D^2(N, 0)} + 1} \quad (\text{A.22})$$

Sin embargo, el filtro se puede diseñar directamente incluso si  $R_{S1} < R_S < R_{S2}$  con menor ondulación

$$10 \log \sqrt{\frac{(R_S - R_L)^2}{4R_S R_L} \frac{P_D^2(N, \omega_s)}{P_D^2(N, 0)} + 1} < A_{max} \quad (\text{A.23})$$

si para el  $\{A_{min}, \omega_s\}$  especificado:

$$A_{min} > 10 \log \left( \frac{(R_S - R_L)^2}{4R_S R_L} \frac{P_D^2(N, \omega_s)}{P_D^2(N, 0)} + 1 \right) \quad (\text{A.24})$$

En la Fig. A.5, las curvas punteadas son las gráficas del orden independiente  $R_{S1}$  y  $R_{S2}$  como funciones de la ondulación especificada  $A_{max}$  en el caso de Chebyshev. Para cada valor de  $A_{max}$ , el punteado de las curvas especifica el rango de los valores no permitidos de  $R_S$ . Si por ejemplo  $A_{max} = 0,5$ , entonces el filtro no se puede diseñar directamente con  $R_S = 1,2$  porque  $0,5040 < R_S < 1,9841$ . El ancho del rango de valores de  $R_S$  no permitidos es para todos los ordenes 1.4801.

Las curvas sólidas de la Fig. A.5 son las gráficas pascales correspondientes del orden dependiente  $R_{S1}$  y  $R_{S2}$  de (A.19) como funciones de la ondulación especificada  $A_{max}$  para  $N = 6$  y  $N = 8$ . Las curvas sólidas especifican el rango de los valores no permitidos de  $R_S$  para cada valor de  $A_{max}$ .

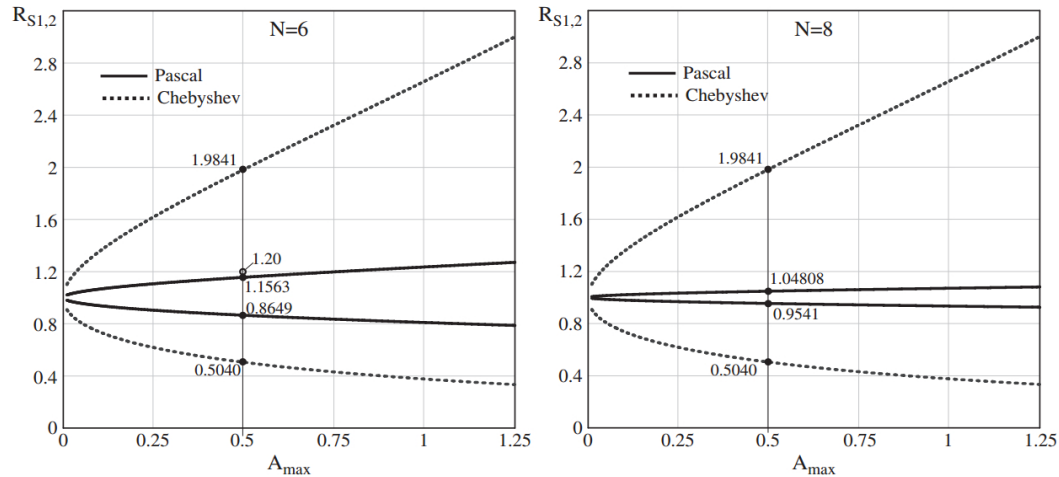


Figura A.5: Comparación de las condiciones de Chebyshev y Pascal para el diseño directo[22].

Si por ejemplo  $A_{max} = 0,5$  y  $N = 6$ , entonces el filtro se puede diseñar directamente con  $R_S = 1,2$  porque el valor 1.2 está fuera del rango  $0,8649 < R_S < 1,1563$  de ancho 0.2914, que es menor que 20% de la anchura correspondiente del caso Chebyshev. Para  $N = 8$ , el rango de los valores no permitidos de  $R_S$  es  $0,9541 < R_S < 1,04808$  de ancho 0.094, que es 6.35% de la anchura correspondiente del caso Chebyshev. El ancho  $\Delta R = |R_{S1} - R_{S2}|$  es una función monótonamente decreciente de  $N$  y para  $A_{max} = 0,5$  dB y  $N = 16$  es  $\Delta R = 0,0006$ , es decir, 0.04% del caso Chebyshev. Es evidente que el diseño de filtro Pascal pasivo de orden par está menos restringido en lo que respecta al problema del orden par, y por lo tanto, en este aspecto, los filtros Pascal son superiores a sus contrapartes Chebyshev. De hecho, hay especificaciones que pueden cumplirse con un filtro Pascal diseñado directamente de orden par  $N$ , que no pueden cumplirse con un filtro Chebyshev diseñado directamente del mismo orden [22].

Tabla A.1: Coeficiente de función de transferencia y polos de los filtros de Pascal optimizados para el borde de la banda de rechazo ( $\lambda = \lambda_{max}$ ) [3]

$a_{max}=0.01$		Poles				
$N$	$C$	Real $s_R$	Pair 1	Pair 2	Pair 3	Pair 4
2	10.413869	-1.589371	-2.227764			
			$\pm j2.337292$ $Q=0.724698$			
3	5.206936	-0.929117	-0.794685			
			$\pm j1.626215$ $Q=1.138815$			
4	2.934297	-0.747272	-1.044855	-0.429585		
			$\pm j0.565886$ $Q=0.568622$	$\pm j1.376373$ $Q=1.678195$		
5	1.769666	-0.667122	-0.744100	-0.279541		
			$\pm j0.768710$ $Q=0.718895$	$\pm j1.259329$ $Q=2.307319$		
6	1.112555	-0.622821	-0.787056	-0.564546	-0.201501	
			$\pm j0.311634$ $Q=0.537767$	$\pm j0.860564$ $Q=0.911542$	$\pm j1.193811$ $Q=3.004193$	
7	0.719074	-0.622821	-0.667122	-0.448356	-0.154870	
			$\pm j0.497552$ $Q=0.623748$	$\pm j0.908832$ $Q=1.130140$	$\pm j1.152746$ $Q=3.755102$	
8	0.473977	-0.622821	-0.685759	-0.571780	-0.368266	-0.124349
			$\pm j0.214871$ $Q=0.523970$	$\pm j0.616491$ $Q=0.735273$	$\pm j0.936914$ $Q=1.366801$	$\pm j1.124942$ $Q=4.550879$
9	0.317021	-0.622821	-0.622821	-0.496350	-0.310304	-0.103048
			$\pm j0.367348$ $Q=0.580491$	$\pm j0.696974$ $Q=0.861941$	$\pm j0.954500$ $Q=1.617242$	$\pm j1.105038$ $Q=5.385007$

Continuación Tabla A1.[3]

$a_{max}=0.1$		Poles				
$N$	$C$	Real $s_R$	Pair 1	Pair 2	Pair 3	Pair 4
2	3.276101	-0.969406	-1.186178			
			$\pm j1.380948$ $Q=0.767359$			
3	1.638051	-0.652393	-0.484703			
			$\pm j1.206155$ $Q=1.340928$			
4	0.923101	-0.569057	-0.687948	-0.278303		
			$\pm j0.457626$ $Q=0.600520$	$\pm j1.131224$ $Q=2.092963$		
5	0.556720	-0.569057	-0.513602	-0.187406		
			$\pm j0.655532$ $Q=0.810717$	$\pm j1.093326$ $Q=2.959545$		
6	0.349999	-0.569057	-0.576657	-0.402354	-0.138125	
			$\pm j0.272841$ $Q=0.553142$	$\pm j0.758765$ $Q=1.067273$	$\pm j1.071182$ $Q=3.909688$	
7	0.226213	-0.569057	-0.503758	-0.327070	-0.107841	
			$\pm j0.445436$ $Q=0.667431$	$\pm j0.819700$ $Q=1.349165$	$\pm j1.056909$ $Q=4.925736$	$\pm j1.105038$ $Q=5.385007$
			-0.536721	-0.441631	-0.273459	-0.087613

Continuación Tabla A1.[3]

$a_{\max} = 0.5$		Poles				
$N$	$C$	Real $s_R$	Pair 1	Pair 2	Pair 3	Pair 4
8	0.149108		$\pm j0.194964$ $Q=0.531966$	$\pm j0.561055$ $Q=0.808387$	$\pm j0.858899$ $Q=1.648108$	$\pm j1.047051$ $Q=5.996295$
		-0.535685	-0.497623	-0.390185	-0.233680	-0.073275
9	0.099732		$\pm j0.337401$ $Q=0.604094$ -0.712812	$\pm j0.642298$ $Q=0.963038$	$\pm j0.885749$ $Q=1.960065$	$\pm j1.039887$ $Q=7.113384$
2	1.431388		$\pm j1.004043$ $Q=0.863721$			
		-0.626457	-0.313228			
3	0.715694		$\pm j1.021928$ $Q=1.706189$			
			-0.473019	-0.185811		
4	0.403319		$\pm j0.399956$ $Q=0.654778$	$\pm j1.018171$ $Q=2.785057$		
		-0.479538	-0.367266	-0.127497		
5	0.243241		$\pm j0.591875$ $Q=0.948309$	$\pm j1.014480$ $Q=4.009746$		
			-0.441502	-0.295576	-0.095139	
6	0.152921		$\pm j0.250192$ $Q=0.574702$	$\pm j0.699381$ $Q=1.284398$	$\pm j1.011785$ $Q=5.340876$	
		-0.452860	-0.396560	-0.2450683	-0.074938	
7	0.098837		$\pm j0.414208$ $Q=0.723012$	$\pm j0.766314$ $Q=1.641479$	$\pm j1.009831$ $Q=6.756307$	
			-0.438240	-0.354805	-0.208034	-0.061288
8	0.065148		$\pm j0.182751$ $Q=0.541733$	$\pm j0.527186$ $Q=0.895509$	$\pm j0.811221$ $Q=2.012827$	$\pm j1.008378$ $Q=8.241702$
		-0.447883	-0.413955	-0.318420	-0.179934	-0.051527
9	0.043575		$\pm j0.318731$ $Q=0.631040$	$\pm j0.608385$ $Q=1.078254$	$\pm j0.843059$ $Q=2.395455$	$\pm j1.007266$ $Q=9.786973$

Continuación Tabla A1.[3]

$a_{\max} = 1$		Poles				
$N$	$C$	Real $s_R$	Pair 1	Pair 2	Pair 3	Pair 4
2	0.982613		-0.548867 $\pm j0.895129$ $Q=0.956520$			
		-0.494171	-0.247085			
3	0.491307		$\pm j0.965999$ $Q=2.017720$			
			-0.385603	-0.148193		
4	0.276869		$\pm j0.377784$ $Q=0.699974$	$\pm j0.983002$ $Q=3.354099$		
		-0.407030	-0.305853	-0.102338		
5	0.166979		$\pm j0.566511$ $Q=1.052470$	$\pm j0.989590$ $Q=4.860703$		
			-0.383801	-0.249813	-0.076689	
6	0.104977		$\pm j0.241065$ $Q=0.590447$	$\pm j0.675152$ $Q=1.440849$	$\pm j0.992848$ $Q=6.492463$	
		-0.402818	-0.350205	-0.209387	-0.060590	
7	0.067849		$\pm j0.401443$ $Q=0.760595$	$\pm j0.744156$ $Q=1.845995$	$\pm j0.994713$ $Q=8.223764$	
			-0.395505	-0.316890	-0.179237	-0.049668

Continuación Tabla A1.[3]

$a_{\max} = 1.25$		Poles				
$N$	$C$	Real $s_R$	Pair 1	Pair 2	Pair 3	Pair 4
8	0.044723		$\pm j0.177699$ $Q = 0.548148$	$\pm j0.513188$ $Q = 0.951660$	$\pm j0.791172$ $Q = 2.262982$	$\pm j0.995890$ $Q = 10.037888$
		-0.409609	-0.377413	-0.286839	-0.156064	-0.041834
9	0.029913		$\pm j0.310934$ $Q = 0.647831$	$\pm j0.594246$ $Q = 1.150213$	$\pm j0.824921$ $Q = 2.689774$	$\pm j0.996687$ $Q = 11.923013$
			-0.499894			
2	0.865781		$\pm j0.865964$ $Q = 1.000106$			
		-0.453133	-0.226566			
3	0.432891		$\pm j0.950787$ $Q = 2.157005$			
			-0.357779	-0.136308		
4	0.243950		$\pm j0.370834$ $Q = 0.720123$	$\pm j0.973361$ $Q = 3.605295$		
		-0.383466	-0.286033	-0.094300		
5	0.147125		$\pm j0.558421$ $Q = 1.096752$	$\pm j0.982733$ $Q = 5.234591$		
			-0.364884	-0.234913	-0.070751	
6	0.092495		$\pm j0.238135$ $Q = 0.597062$	$\pm j0.667338$ $Q = 1.505827$	$\pm j0.987613$ $Q = 6.997370$	
		-0.386340	-0.334920	-0.197697	-0.055947	
7	0.059782		$\pm j0.397324$ $Q = 0.775785$	$\pm j0.736954$ $Q = 1.929747$	$\pm j0.990524$ $Q = 8.866478$	
			-0.381389	-0.304335	-0.169760	-0.045892
8	0.039405		$\pm j0.176063$ $Q = 0.550706$	$\pm j0.508654$ $Q = 0.973840$	$\pm j0.784617$ $Q = 2.364431$	$\pm j0.992424$ $Q = 10.824132$
		-0.396944	-0.365311	-0.276347	-0.148181	-0.038673
9	0.026356		$\pm j0.308401$ $Q = 0.654350$	$\pm j0.589650$ $Q = 1.178221$	$\pm j0.818964$ $Q = 2.808264$	$\pm j0.993746$ $Q = 12.857736$

Continuación Tabla A1.[3]

$a_{\max} = 1.5$		Poles				
$N$	$C$	Real $s_R$	Pair 1	Pair 2	Pair 3	Pair 4
2	0.778464		-0.461089 $\pm j0.844158$ $Q = 1.043049$			
		-0.420112	-0.210056			
3	0.389232		$\pm j0.939346$ $Q = 2.291162$			
			-0.335093	-0.126673		
4	0.219346		$\pm j0.365204$ $Q = 0.739560$	$\pm j0.966086$ $Q = 3.845942$		
		-0.364010	-0.269761	-0.087756		
5	0.132287		$\pm j0.551805$ $Q = 1.138443$	$\pm j0.977549$ $Q = 5.592095$		
			-0.349191	-0.222628	-0.065902	
6	0.083166		$\pm j0.235725$ $Q = 0.603264$	$\pm j0.660911$ $Q = 1.566289$	$\pm j0.983651$ $Q = 7.479746$	
		-0.372639	-0.322204	-0.188031	-0.052147	
7	0.053753		$\pm j0.393930$ $Q = 0.789742$	$\pm j0.731006$ $Q = 2.007118$	$\pm j0.987350$ $Q = 9.480258$	
			-0.369634	-0.293868	-0.161907	-0.042796
8	0.035431		$\pm j0.174714$ $Q = 0.553040$	$\pm j0.504909$ $Q = 0.993987$	$\pm j0.779188$ $Q = 2.457679$	$\pm j0.989795$ $Q = 11.574823$
		-0.386388	-0.355221	-0.267586	-0.141638	-0.036079
9	0.023698		$\pm j0.306307$ $Q = 0.660220$	$\pm j0.585850$ $Q = 1.203477$	$\pm j0.814018$ $Q = 2.916757$	$\pm j0.991514$ $Q = 13.750098$

# Apéndice B

## Tablas para filtros Pascal pasivos

Tabla B.1: Valores de datos pasivos para  $A_{max} = 0,01dB$  [19]

N	Rs	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7
2	1.101	0.408292	0.448335					
	1.25	0.483678	0.356947					
	2	0.495995	0.290069					
	2.5	0.488294	0.275001					
	3.333	0.477169	0.261318					
	5	0.463118	0.248529					
	10	0.446457	0.23632					
3	1	0.62918	0.97027	0.629181				
	0.8	0.769548	0.960945	0.467472				
	0.6	0.830507	0.908816	0.407115				
	0.5	0.842871	0.883676	0.386773				
	0.4	0.846837	0.859274	0.3695				
	0.2	0.834635	0.811554	0.340241				
	0.1	0.819844	0.787665	0.327143				
4	1.056	0.644135	1.267601	1.200948	0.6765705			
	1.25	0.891407	1.279362	1.103052	0.4874664			
	2	1.028259	1.234413	0.991433	0.4060711			
	2.5	1.044877	1.215467	0.96366	0.3897027			
	3.333	1.052016	1.195508	0.937992	0.3754198			
	5	1.050887	1.174533	0.913653	0.3625068			
	10	1.042217	1.15245	0.890106	0.3505164			
5	1	0.671953	1.300192	1.480627	1.3001918	0.671954		
	0.8	0.970874	1.428105	1.406065	1.1229078	0.464632		
	0.6	1.100645	1.429843	1.348694	1.0356854	0.411293		
	0.5	1.137789	1.42163	1.323776	1.0042622	0.394176		
	0.4	1.162278	1.410403	1.300335	0.9769088	0.379904		
	0.2	1.180831	1.38148	1.255743	0.9292047	0.356242		
	0.1	1.176942	1.364201	1.233777	0.9073247	0.345835		
6	1.02	0.634744	1.36496	1.536579	1.5648869	1.334382	0.640221	
	1.25	1.010389	1.518427	1.555497	1.4337395	1.094339	0.432071	
	2	1.203674	1.53427	1.504185	1.3358149	0.977628	0.371635	
	2.5	1.234125	1.528291	1.486881	1.3112268	0.952	0.359442	
	3.333	1.253173	1.519455	1.46954	1.2883973	0.929131	0.348821	
	5	1.26222	1.508221	1.45197	1.2666443	0.908064	0.339241	
	10	1.262089	1.494788	1.433984	1.245496	0.888187	0.330361	
7	1	0.608279	1.336285	1.60306	1.6381506	1.60306	1.336285	0.608279
	0.8	1.038753	1.572473	1.64334	1.5902934	1.417026	1.041944	0.39717
	0.6	1.19946	1.602968	1.624368	1.5405832	1.341397	0.961092	0.35871
	0.5	1.2482	1.605428	1.612384	1.5196897	1.3137	0.93375	0.346332
	0.4	1.282679	1.603456	1.599706	1.5002532	1.289312	0.910473	0.336008
	0.2	1.317425	1.590239	1.572603	1.4636908	1.246166	0.870861	0.318879
	0.1	1.319995	1.579842	1.558052	1.4458189	1.226134	0.853109	0.311312

Tabla B.2: Valores de datos pasivos para  $A_{max} = 0,1dB$  [19]

N	Rs	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7
2	1.36	0.624519	0.839642					
	2	0.785763	0.576026					
	2.5	0.787659	0.53633					
	3.33	0.779672	0.503134					
	5	0.764264	0.473784					
	10	0.742748	0.446883					
3	1	1.03156	1.147397	1.03156				
	0.8	1.077672	1.220002	0.835792				
	0.6	1.124258	1.220793	0.71168				
	0.5	1.137315	1.207082	0.667031				
	0.4	1.142555	1.188422	0.629438				
	0.2	1.130362	1.141857	0.567576				
	0.1	1.113435	1.11516	0.540833				
4	1.19	0.875399	1.615595	1.364158	1.030705			
	1.25	1.01707	1.564226	1.39938	0.872655			
	2	1.224673	1.520208	1.325484	0.656069			
	2.5	1.250832	1.504197	1.295204	0.620072			
	3.33	1.265113	1.486079	1.265309	0.589851			
	5	1.269068	1.465935	1.235698	0.563411			
	10	1.263589	1.443769	1.206161	0.539561			
5	1	0.973516	1.481169	1.727815	1.481169	0.973518		
	0.8	1.150303	1.591982	1.651405	1.452914	0.735854		
	0.6	1.270596	1.619255	1.613928	1.369414	0.632039		
	0.5	1.30976	1.621	1.593886	1.331721	0.597875		
	0.4	1.33717	1.617691	1.573112	1.296796	0.569877		
	0.2	1.361061	1.599982	1.530094	1.233373	0.524508		
	0.1	1.358771	1.586696	1.507777	1.204008	0.504835		
6	1.07	0.845659	1.638847	1.657584	1.761282	1.538548	0.8892362	
	1.25	1.132829	1.674425	1.710234	1.687692	1.434673	0.6544176	
	2	1.335268	1.700273	1.699498	1.60575	1.285849	0.5376874	
	2.5	1.369695	1.698946	1.688898	1.580781	1.249874	0.5148701	
	3.33	1.392322	1.694212	1.676531	1.556655	1.217437	0.4953475	
	5	1.40434	1.686509	1.662695	1.533018	1.187428	0.4780438	
10	1.406448	1.67606	1.647501	1.509554	1.159076	0.4622828		
7	1	0.817529	1.550758	1.779608	1.736875	1.779608	1.5507576	0.817529
	0.8	1.149288	1.698972	1.771404	1.760613	1.681834	1.359847	0.571326
	0.6	1.307855	1.732886	1.771626	1.736904	1.610776	1.2514822	0.503111
	0.5	1.358846	1.739444	1.766879	1.722064	1.580731	1.2123107	0.481132
	0.4	1.396037	1.741483	1.759954	1.706561	1.553233	1.1785919	0.462989
	0.2	1.435743	1.735208	1.741236	1.674297	1.503062	1.1210802	0.433442
	0.1	1.440135	1.727686	1.729778	1.657463	1.479296	1.0953015	0.42071

Tabla B.3: Valores de datos pasivos para  $A_{max} = 0,5dB$  [19]

N	Rs	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7
2	1.984	0.709802	1.397511					
	2	0.756605	1.307569					
	2.5	0.910887	1.013693					
	3.333	0.952198	0.900469					
	5	0.964133	0.820894					
	10	0.958603	0.756827					
3	1	1.59628	1.096684	1.596291				
	0.8	1.532709	1.199442	1.368067				
	0.6	1.48953	1.275884	1.17634				
	0.5	1.471534	1.300558	1.095122				
	0.4	1.453216	1.31601	1.022847				
	0.2	1.40908	1.322021	0.900084				
	0.1	1.380518	1.314308	0.847048				
4	1.478	1.028746	1.964643	1.331796	1.515504			
	2	1.33019	1.7327	1.491166	1.061826			
	2.5	1.37312	1.706407	1.491965	0.974324			
	3.333	1.396936	1.685431	1.481563	0.906715			
	5	1.407116	1.665311	1.464582	0.850683			
	10	1.405902	1.64425	1.443104	0.802227			
5	1	1.361412	1.513875	1.935686	1.513874	1.361411		
	0.8	1.416652	1.627157	1.811025	1.603089	1.105762		
	0.6	1.474666	1.677126	1.767764	1.598081	0.941459		
	0.5	1.494895	1.690795	1.753864	1.578441	0.881299		
	0.4	1.508457	1.699182	1.7403	1.553522	0.830572		
	0.2	1.514329	1.702715	1.709697	1.496071	0.748029		
	0.1	1.505986	1.698149	1.691538	1.464652	0.713791		
6	1.156	1.043712	1.885752	1.65529	1.908677	1.634834	1.1964188	
	1.25	1.243435	1.821316	1.726542	1.833628	1.671919	0.9793783	
	2	1.454253	1.801536	1.767671	1.782142	1.56542	0.7572225	
	2.5	1.484435	1.798902	1.770612	1.764429	1.526818	0.7168601	
	3.333	1.503499	1.79505	1.770061	1.745459	1.489594	0.6826495	
	5	1.512679	1.789396	1.766424	1.725379	1.453648	0.6526481	
	10	1.512514	1.781569	1.759995	1.704254	1.418726	0.6256568	
7	1	1.06045	1.688734	1.904941	1.738783	1.904941	1.6887338	1.060451
	0.8	1.291995	1.794501	1.831933	1.806874	1.842971	1.6311712	0.789395
	0.6	1.426824	1.814316	1.828842	1.819253	1.802674	1.5279547	0.682372
	0.5	1.469347	1.818351	1.829612	1.818271	1.779469	1.4831631	0.646955
	0.4	1.499883	1.820043	1.829394	1.813949	1.755599	1.4422518	0.61755
	0.2	1.53054	1.816667	1.823997	1.797916	1.707271	1.3690002	0.569696
	0.1	1.531865	1.811444	1.818518	1.786971	1.682878	1.3353134	0.549235

Tabla B.4: Valores de datos pasivos para  $A_{max} = 1dB$  [19]

N	Rs	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7
2	2.66	0.690953	1.80621					
	3.33	0.902317	1.306808					
	5	0.9705	1.12151					
	10	0.994957	1.00278					
3	1	2.023592	0.994095	2.023609				
	0.8	1.896226	1.094454	1.765344				
	0.6	1.787253	1.189191	1.532237				
	0.5	1.738703	1.230541	1.426967				
	0.4	1.69283	1.26592	1.329708				
	0.2	1.603776	1.31527	1.157871				
	0.1	1.557858	1.328144	1.082142				
4	1.76	1.066627	2.189093	1.247128	1.870242			
	2	1.304948	1.914891	1.426635	1.461059			
	2.5	1.393777	1.832588	1.485685	1.281062			
	3.33	1.43561	1.790023	1.508261	1.164686			
	5	1.454787	1.759762	1.513881	1.075135			
	10	1.458591	1.733775	1.508943	1.000968			
5	1	1.634772	1.475825	2.057658	1.475844	1.634791		
	0.8	1.628429	1.592959	1.903972	1.597994	1.365841		
	0.6	1.638758	1.659494	1.834007	1.646943	1.166522		
	0.5	1.640953	1.680564	1.814998	1.648832	1.088484		
	0.4	1.639136	1.696134	1.800397	1.640511	1.021041		
	0.2	1.62047	1.714068	1.773986	1.603864	0.909385		
	0.1	1.602797	1.717028	1.759436	1.579291	0.861451		
6	1.24	1.142802	2.027601	1.611955	1.986988	1.64505	1.404012	
	1.5	1.230271	1.971149	1.655631	1.935363	1.690442	1.298119	
	2	1.528574	1.855988	1.757271	1.843799	1.690391	0.91449	
	2.5	1.556741	1.846805	1.768158	1.830986	1.658058	0.859357	
	3.33	1.572362	1.83916	1.775556	1.816651	1.623664	0.813145	
	5	1.577676	1.83162	1.779659	1.800596	1.588343	0.772893	
	10	1.573713	1.823217	1.780551	1.782823	1.552584	0.736885	
7	1	1.217151	1.735886	1.966108	1.708206	1.966108	1.735886	1.217151
	0.8	1.394334	1.836873	1.859843	1.794318	1.899987	1.747065	0.935077
	0.6	1.512529	1.853061	1.841736	1.822284	1.876118	1.665551	0.802249
	0.5	1.548729	1.854356	1.840728	1.829375	1.859615	1.623127	0.757375
	0.4	1.573169	1.853862	1.841201	1.832782	1.840746	1.582003	0.719976
	0.2	1.592723	1.84857	1.841306	1.830255	1.79837	1.504295	0.658888
	0.1	1.589286	1.843452	1.839475	1.824917	1.775377	1.467126	0.632878

Tabla B.5: Valores de datos pasivos para  $A_{max} = 1,5dB$  [19]

N	Rs	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7
2	3.35	0.6513895	2.1542983					
	5	0.9114776	1.422974					
	10	0.9743813	1.2201845					
3	1	2.3803151	0.9068783	2.380336				
	0.8	2.2056951	1.0012002	2.094093				
	0.6	2.0471007	1.0986738	1.827682				
	0.5	1.9738469	1.145897	1.703799				
	0.4	1.9042863	1.1902536	1.586907				
	0.2	1.7727754	1.2650902	1.374623				
	0.1	1.7084539	1.2930446	1.279217				
4	2.03	1.0677265	2.3697943	1.168721	2.164411			
	2.5	1.3605301	1.9729639	1.407813	1.588491			
	3.33	1.4362028	1.8839454	1.472236	1.399332			
	5	1.4700711	1.8336012	1.503172	1.269867			
	10	1.4815178	1.7971969	1.516385	1.16818			
5	1	1.8534917	1.4301063	2.151764	1.430106	1.853491		
	0.8	1.8061046	1.5486736	1.979091	1.563579	1.572037		
	0.6	1.7798755	1.6274067	1.884813	1.643664	1.34783		
	0.5	1.7671764	1.6545732	1.85763	1.66197	1.256088		
	0.4	1.7522553	1.6758573	1.838014	1.668264	1.175326		
	0.2	1.7114169	1.7044259	1.809041	1.653655	1.039607		
	0.1	1.6840054	1.713184	1.795651	1.636536	0.980807		
6	1.31	1.20431	2.1302133	1.56901	2.043537	1.635929	1.564204	
	2	1.579685	1.9008032	1.733813	1.876351	1.754934	1.042838	
	2.5	1.6092348	1.8840383	1.749867	1.865083	1.731584	0.973828	
	3.33	1.6238129	1.8713128	1.762433	1.853288	1.702629	0.916866	
	5	1.6268257	1.86045	1.771875	1.839992	1.670418	0.867677	
	10	1.6199705	1.8500402	1.778176	1.824853	1.636141	0.823932	
7	1	1.3356458	1.7562736	2.007993	1.677024	2.007993	1.756274	1.335646
	0.8	1.4763034	1.8590685	1.881398	1.773689	1.932199	1.808116	1.046564
	0.6	1.5805303	1.877225	1.849568	1.810466	1.914744	1.748994	0.894626
	0.5	1.6121833	1.877616	1.84506	1.822231	1.902759	1.710895	0.842267
	0.4	1.6322938	1.8758208	1.843896	1.830545	1.88784	1.671787	0.798502
	0.2	1.6431764	1.868364	1.844913	1.837741	1.851092	1.593892	0.726924
	0.1	1.6355335	1.8627485	1.844939	1.836999	1.83007	1.555566	0.696198

Tabla B.6: Valores de datos pasivos para  $A_{max} = 3dB$  [19]

N	Rs	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7
2	5.81	0.5339977	3.100576					
	10	0.8102766	1.917601					
3	1	3.3487344	0.711694	3.3487664				
	0.8	3.0585684	0.788325	2.9790761				
	0.6	2.7798333	0.875997	2.6220227				
	0.5	2.6454988	0.923702	2.4495204				
	0.4	2.5150071	0.973408	2.2820187				
	0.2	2.2655117	1.075762	1.9648344				
	0.1	2.1466009	1.126095	1.8159651				
4	2.92	1.0121447	2.845864	0.9787894	2.9412916			
	3.33	1.2710684	2.328101	1.2009392	2.2590243			
	5	1.4160182	2.089451	1.3461591	1.8605579			
	10	1.4726322	1.981883	1.4216252	1.6371733			
5	1	2.4200701	1.29212	2.4015292	1.2921202	2.42007		
	0.8	2.284336	1.408753	2.1891742	1.4286538	2.099831		
	0.6	2.1711505	1.508656	2.0372697	1.5485708	1.817929		
	0.5	2.119981	1.549924	1.9831842	1.5961577	1.693301		
	0.4	2.0700593	1.585372	1.9411898	1.6337752	1.579374		
	0.2	1.9679001	1.6411	1.8840715	1.6779533	1.380127		
	0.1	1.9136494	1.662828	1.8638495	1.6858276	1.291704		
6	1.51	1.3053119	2.373291	1.4503567	2.1863327	1.574776	1.964957	
	2	1.6625687	2.038665	1.6446552	1.947702	1.807695	1.397581	
	2.5	1.7108651	1.992219	1.6758294	1.9253666	1.821497	1.278019	
	3.33	1.7323723	1.960417	1.6995573	1.9114037	1.816662	1.186137	
	5	1.7361194	1.936045	1.7194797	1.8998428	1.800774	1.109803	
	10	1.7262585	1.915925	1.7365847	1.8882742	1.777443	1.043483	
7	1	1.6210829	1.766819	2.1043328	1.5909045	2.104333	1.766819	1.621083
	0.8	1.6866417	1.880374	1.9417628	1.7046167	1.998195	1.88308	1.316781
	0.6	1.751483	1.914861	1.8765112	1.7586654	1.975392	1.884474	1.122113
	0.5	1.7710771	1.918609	1.8604501	1.7778411	1.968978	1.863503	1.051049
	0.4	1.7809896	1.917761	1.8508916	1.7941924	1.960991	1.835432	0.990937
	0.2	1.7726453	1.908476	1.8440556	1.8194746	1.937308	1.767549	0.892113
	0.1	1.7551671	1.901477	1.8440632	1.8283104	1.92146	1.730026	0.849789

# Apéndice C

## Códigos de Matlab

### C.1. Código para determinar el orden de los filtros

```
%Especificaciones de disenio
wp=1/10;%frecuencia de la banda de paso
ws=1.5/10;%frecuencia de la banda de rechazo
amax=1;%rizo ap
amin=25;%atenuacion as
wsp=ws*10;

%Especificaciones de Bessel
retardo=10*10^-6;%T[seg]
f=20*10^3;% frecuencia [Hz]
e=1;%error en el retardo [%]
Desatt=1;% desviaci n en la atenuacion [dB]A(w)
error=e/100;
loge=0.43429448190;
Rs=1;
RL=1;

%Determinando el Orden de Filtros
[nb Wnb]=buttord(wp,ws,amax,amin); %Filtro Butterworth
[nch1 Wnch1]=cheb1ord(wp,ws,amax,amin);%Filtro Chebyshev I
[nch2 Wnch2]=cheb2ord(wp,ws,amax,amin);%Filtro Chebyshev II
[ne Wne]=ellipord(wp,ws,amax,amin);%Filtro Eliptico de Cauern
nbtp=(5*(((2*pi*f)*retardo)^2)*loge/Desatt)+1/2
nbt=round(nbtp) %Filtro Bessel-Thomson
np=pasord(amax,amin,nch1,ws*10); %Filtro Pascal
```

```

%Orden De Filtros
disp('Determinando el Orden de los Filtros ')
OrdendeFiltros=['Butterworth ' 'Chebyshev I
' 'Chebyshev II ' 'Eliptica ' 'Bessel ' 'Pascal ']
n=[nb nch1 nch2 ne nbt np]

```

## C.2. Función para determinar el orden del filtro Pascal

```

function np=pasord(amax,amin,nch1,wsp)
ge=sqrt((10^(amax*0.1)-1)/(10^(amin*0.1)-1));
vt=1000; %variable temporal
while(vt>ge)
T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
,'valorescaracteristicos');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
if nch1==T1.N(i)
ordp=T1(i,:);
end
end
OmegaD=ordp.omegad;
Pa1=((-1)^(nch1))/factorial(nch1);
vt=1;
for ka=1:nch1
vt=vt*(((nch1+1)/2)*OmegaD + ((nch1-1)/2)-ka+1);
end
Pa1=Pa1*vt; %P(N,1)
%calculo de Pd(N,Ws)
Pas=((-1)^(nch1))/factorial(nch1);
vt=1;
for ka=1:nch1
vt=vt*(((nch1+1)/2)*wsp*OmegaD + ((nch1-1)/2)-ka+1);
end
Pas=Pas*vt;%PD(N,ws)
vt=abs(Pa1/Pas);
nch1 = nch1 + 1;
end

```

```
np = nch1 - 1;
end
```

### C.3. Código para determinar las funciones de transferencia de los filtros Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, Elíptico y Bessel-Thomson.

```
%Funcion de Transferencia con rizo amax=1, atenuacion
amin=25dB
%frecuencia de paso Wp=1 rad/seg Ws=1.5 rad/seg
```

```
%Butterworth
%disp('Funciones de Transferencia ')
[zb pb kb]=buttap(nb);
numb=poly(zb); denb=poly(pb);
disp('Butterworth ')
sys1=kb*tf(numb,denb)
%Chebyshev Tipo 1
[zc1 pc1 kc1]=cheb1ap(nch1,amax); %orden y rizo amax
numc1=poly(zc1); denc1=poly(pc1);
disp('Chebyshev I ')
sys2=kc1*tf(numc1,denc1)
%Chebyshev Tipo 2
[zc2 pc2 kc2]=cheb2ap(nch2,amin); %orden y atenuacion amin
numc2=poly(zc2); denc2=poly(pc2);
disp('Chebyshev II ')
sys3=kc2*tf(numc2,denc2)
%Eliptica de Cauer
[ze pe ke]=ellipap(ne,amax,amin); %orden , amax, amin
nume=poly(ze); dene=poly(pe);
disp('Eliptica ')
sys4=ke*tf(nume,dene)
%Bessel Thomson
a0=(factorial(2*nbtpr))/((2^nbtpr)*(factorial(0))*
(factorial(nbtpr))) %Calculo del numerador
yn=0;
for k=0:1:nbtpr %funcion for para determinar el polinomio
del denominador
```

```

yn=yn+((factorial(2*nbtp-k))*(s^k))/((2^(nbtp-k))*
(factorial(k))*(factorial(nbtp-k)));
end
disp('Funcion de Transferencia con retardo de 1 seg')
sys=tf(a0,sym2poly(yn)) %funcion de transferencia

```

#### C.4. Código para determinar las funciones de transferencia del filtro Pascal sin considerar las restricciones de los filtros de orden par.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%PASCAL%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[OmegaD,pmax]=newdat(np); %se determina OmegaD y Pmax
%del polinomio de grado np
polipa=CoeficientesPascal(np,OmegaD); %se manda a llamar
la funcion coeficientespascal
PD2=pold2(polipa,np); %se calcula el polinomio de pascal

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Optimizacion de la Banda de Rechazo%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

lambdamax=sqrt(10^(amax/10)-1)/abs(pmax);
%polinomio del denominador de la funcion de transferencia
denparcial=1+(lambdamax^2)*PD2; %polinomio del denominador
polos=solve(denparcial); %polos de la funcion de
transferencia
vn=polos(polos<0); %extraer solo polos del semiplano
izquierdo
den=denominador(vn,np); %se manda a llamar la funcion
que contiene al polinomio del denominador
num=1; %polinomio del denominador
polipainv=abs(fliplr(polipa(polipa~=0)));
constante=1/(lambdamax*polipainv(1,1));
disp('Pascal - Optimizacion de la Banda de Rechazo')
sys=tf(num*constante,sym2poly(den))

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Optimizacion de la Banda de Paso%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%deteminando lambdamin
Poms=(-1)^(np)/factorial(np);
te=1;

```



Tabla C.1: Valores característicos del Polinomio de Pascal para un Orden de 2 a 21 [19].

N	pmax	omegad	omegamax
2	-0.125	0.47140452	0
3	0.06415003	0.57735027	0.28867513
4	-0.0416667	0.65289675	0.4472136
5	0.03026194	0.70639003	0.54814429
6	-0.0234735	0.74582511	0.61812758
7	0.01901625	0.7759929	0.6695094
8	-0.0158879	0.79978193	0.70882772
9	0.01358345	0.81900877	0.739876
10	-0.0118223	0.83486553	0.76500826
11	0.01043707	0.84816449	0.78576311
12	-0.0093218	0.85947728	0.80318872
13	0.0084064	0.86921746	0.81802376
14	-0.007643	0.87769146	0.83080378
15	0.00699753	0.88513106	0.84192645
16	-0.0064453	0.89171479	0.85169324
17	0.00596809	0.89758235	0.86033682
18	-0.0055519	0.90284463	0.86803961
19	0.00518602	0.90759076	0.87494663
20	-0.0048621	0.91189319	0.88117462
21	0.00457357	0.91581141	0.8868186

### C.5. Código para determinar las funciones de transferencia del filtro Pascal, considerando las restricciones de los filtros de orden par.

```

%Especificaciones de disenio
wp=1/10;%frecuencia de la banda de paso
ws=1.5/10;%frecuencia de la banda de rechazo
amax=1; %rizo ap
amin=25; %atenuacion as
wsp=ws*10;
% wp=1/10;%frecuencia de la banda de paso
% ws=2.2/10;%frecuencia de la banda de rechazo
% amax=1; %rizo ap
% amin=30; %atenuacion as

```

C.5. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PASCAL CON RESTRICCIONES DEL ORDEN PAR235

```

%    wsp=ws*10;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Diseno con restricciones de Rs
RS=1; %12%16%22%ingresar valor de RS
[sysprs ,syspminrs]=tfrs (ws ,amax ,amin ,np ,RS)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Funcion para determinar las funciones de transferencia
function [sysprs ,syspminrs]=tfrs (ws ,amax ,amin ,np ,RS)
[amax ,amin ,np ,OmegaD ,pmax] = rawrsnp (amax ,amin ,ws ,RS ,np)

wsp=ws*10;
polipa=CoeficientesPascal (np ,OmegaD );
%se manda a llamar la funcion coeficientespascal
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
syms w s
poliD=0;
[fil ,col]=size (polipa );
aux=ones (1 ,col );
%omegas para polinomios pares
om=0;
for y=0:2:np
om=om(om~ =0);
om=[om ,aux*w^y ];
end
[vu ,iu]=unique (om );
%omegas para polinomios impares
im=0;
for y=1:2:np
im=im(im~ =0);
im=[im ,aux*w^y ];
end
[vi ,ii]=unique (im );
if rem (np ,2)==0
    disp ( 'Par ' )
    poliome=polipa .* vu;
else
    disp ( 'impar ' )
    poliome=polipa .* vi;
end
end

```



```

%Determinar funcion de transferencia para el
filtro de borde de
%la banda de
%paso con lambdamin
%deteminando lambdamin
Poms=((-1)^(np))/factorial(np);
te=1;
for kte=1:np
    te=te*((((np+1)/2)*wsp*OmegaD + ((np-1)/2)-kte+1);
end
Poms=Poms*te; %PD(N,Ws)
lambdamin=sqrt(10^(amin/10)-1)/abs(Poms);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%numerador sin RS%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%cm=1/(lambdamin*polipainv(1,1))
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
comple=(1+(lambdamin^2)*(Pdcero^2))^(1-he);
numin=((1/(RS+1))^2)*(comple);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
denminparcial=1+(lambdamin^2)*PD2; %polinomio del
denominador
polosmin=solve(denminparcial); %polos de la funcion
%de transferencia
vn=polosmin(polosmin<0);

denmin=denominador(vn,np);

sypminrs=tf(numin,sym2poly(denmin));
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%funcion para dar solucion a las restricciones
%generadas por el valor de Rs
function [amax,amin,np,OmegaD,pmax] =
rawrsnp(amax,amin,ws,RS,np)

h=mod(np,2);
if ((h==0) && (RS==1))
    disp('RS=RL no se puede diseniar directamente')
    np = np+1; %se incrementa un orden
T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',

```

```

'valorescaracteristicos ');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
if np==T1.N(i)
    ordp=T1(i,:);
end
end
OmegaD=ordp.omegad;%se determina Wd
pmax=ordp.pmax;
return;

elseif (h==1)
disp('orden impar y se puede calcular todo sin
problema ')
T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos ');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
if np==T1.N(i)
    ordp=T1(i,:);
end
end
OmegaD=ordp.omegad;%se determina Wd
pmax=ordp.pmax;
return;
end

T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos ');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
if np==T1.N(i)
    ordp=T1(i,:);
end
end
pmax=ordp.pmax;
OmegaD=ordp.omegad;
Pdceros=(-1)^(np)/factorial(np);
tdc=1;

```

```

for kdc=1:np
    tdc=tdc * (((np-1)/2) - kdc + 1);
end
Pdcero=Pdcero*tdc;

pr=10^(amax/10) - 1;
p1=1+2*(Pdcero^2/pmax^2)*pr;
p2=2*abs(Pdcero/pmax)*sqrt(pr*(1+(Pdcero^2/pmax^2)*pr));
RS1=p1-p2 %Minimo
RS2=p1+p2 %Maximo

%%%%%%%%%%%%EXTRA%%%%%%%%%%%%
lamax=sqrt(10^(amax/10) - 1)/abs(pmax);
ao=20*log10((RS+1)/(2*sqrt(RS)));
dA=20*log10(sqrt(1+(lamax^2)*(Pdcero^2)));
%%%%%%%%%%%%
if ((RS<RS1) || (RS>RS2))
    disp('Esta dentro del rango Realizable')
%T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos');
%tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
%for i=1:tamT1(1)
%if np==T1.N(i)
%    ordp=T1(i,:);
%end
%end
%OmegaD=ordp.omegad;%se determina Wd
OmegaD;
pmax;
return;

else
    disp('No esta dentro del rango realizable')
%Pdcero=(-1)^(np)/factorial(np);
%tdc=1;
%for kdc=1:np
%    tdc=tdc * (((np-1)/2) - kdc + 1);
%end

```

```

%Pdzero=Pdzero*tdc;
%
%T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos');
%tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
%for i=1:tamT1(1)
%if np==T1.N(i)
%   ordp=T1(i,:);
%end
%end
%pmax=ordp.pmax;
%OmegaD=ordp.omegad;
%%%%%%%%%%
%calculo de nuevo rizo recomendado
dr=((((RS-1)^2)*pmax^2)/(4*RS*(Pdzero^2)));
amaxo=20*log10(sqrt(1+dr))

wsp=ws*10;
Poms=((-1)^(np))/factorial(np);
te=1;
for kte=1:np
    te=te*(((np+1)/2)*wsp*OmegaD + ((np-1)/2)-kte+1);
end
Poms=Poms*te; %PD(N,Ws)
Asmx=10*log10((((RS-1)^2)*(Poms^2))/(4*RS*(Pdzero^2))+1)

end
if (amaxo>amax)
    np = np + 1;
T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
    if np==T1.N(i)
        ordp=T1(i,:);
    end
end
OmegaD=ordp.omegad;%se determina Wd
pmax=ordp.pmax;

```

```

return ;

elseif (amin>Asmx)
    np = np + 1;
T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
    if np==T1.N(i)
        ordp=T1(i,:);
    end
end
OmegaD=ordp.omegad;%se determina Wd
pmax=ordp.pmax;
return ;
end

amax=amaxo;
amin=Asmx;
T1=readtable('TablasPT.xlsx','sheet',
'valorescaracteristicos');
tamT1=size(T1); %tamaño de la tabla T1
for i=1:tamT1(1)
    if np==T1.N(i)
        ordp=T1(i,:);
    end
end
OmegaD=ordp.omegad;%se determina Wd
pmax=ordp.pmax;
end

```

## C.6. Funciones para determinar valores de los elementos de la Redes Eléctricas de los Filtros.

```

%% Determinando valores de Elementos de la Red Electrica %%
disp('Valores de los Elementos de la Red Electrica')
wc=wp*10; %Frecuencia normalizada 1 rad/seg
ws2=wsp; %Frecuencia de la banda de rechazo

```

```

Rs=1; %Resistencia Interna
RL=1; %Resistencia de Carga
Ladderbut=2; %tipo de Red 1 para tipo T y 2 para
tipo pi
%Filtro Butterworth
disp('Butterworth')
[Lbu,Cbu,K]=BWLADDER(wc,ws2,amax,amin,nb,Rs,RL,
Ladderbut);
disp('Inductores')
Lbu
disp('Capacitores')
Cbu

%Filtro Chebyshev I
disp('Chebyshev I')
Ladderchev=0; %tipo de Red 1 para tipo T y 0 para
tipo pi
[Lch1,Cch1,K]=CH_I_LADDER(wc,ws2,amax,amin,nch1,Rs,
RL,Ladderchev);
disp('Inductores')
Lch1
disp('Capacitores')
Cch1

%Filtro Chebyshev II
disp('Chebyshev II')
[Gch2,Zch2,Pch2]=CH_II_POLES(wc,ws2,amax,amin,nch2);
[Lch2,Cch2,K]=CH_II_LADDER(Gch2,Zch2,Pch2,wc,ws2,Rs,
RL,Ladderchev);
disp('Inductores')
Lch2
disp('Capacitores')
Cch2

%Filtro Eliptico
disp('Eliptico')
[Ge Ze R_ZEROSe Pe Wsnew]=CA_POLES(wc,ws2,amax,amin,ne);
[Le Ce RS RL WOei Kei]=CALADDER(Ge,Ze,R_ZEROSe,Pe,wc,
ws2,Rs,

```

```
RL, Ladderchev );
disp ( 'Inductores ' )
Le
disp ( 'Capacitores ' )
Ce

%Filtro Bessel–Thomson
[indpa , capa , indpa_pi , capa_pi]=elementosbessel ( denbt , numbt ,
nbt , 1 , 1 );

%Filtro Pascal
%Optimizacion en la Banda de Paso
[indpa , capa , capa_pi , indpa_pi , num1 , den1]=pascalelementos
(numerador , denparcial , 1 , Rs , npa)
%Optimizacion en la Banda de Rechazo
[indpabr , capabr , capa_pibr , indpa_pibr , num2 , den2]=
pascalelementos ( numin , denminparcial , 1 , Rs , npa)
```



## Apéndice D

# Síntesis de la Red Eléctrica para la Aproximación de Pascal y Bessel-Thomson.

Para determinar los valores de la Red Eléctrica en el caso de los Filtrros Pascal y Bessel-Thomson se había propuesto utilizar la metodología de la matriz de transmisión que consiste en lo siguiente:

Las matrices híbridas describen la configuración de dos puertos de la Fig. D.1 cuando el voltaje de un puerto y la corriente del otro se toman como variables independientes. Dos de estas descripciones son posibles para la configuración de dos puertos. Para el primero usamos  $I_1$  y  $V_2$  como variables independientes [84].

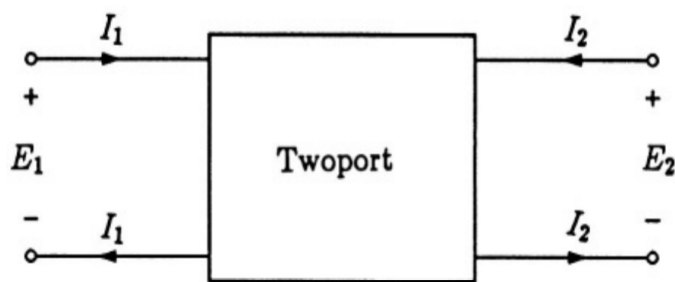


Figura D.1: Configuración de Red de dos puertos [1]

La superposición nos permite escribir

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (\text{D.1})$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (\text{D.2})$$

o en notación matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{D.3})$$

donde se define a  $H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$  como la matriz híbrida. Es sencillo derivar las interpretaciones físicas de los parámetros  $h_{ij}$  como en los casos de impedancia y admitancia. Los siguientes resultados, dan tanto las interpretaciones físicas como las relaciones con los parámetros de impedancia y admitancia [84]:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} = \frac{1}{y_{11}} \quad (\text{D.4})$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{z_{12}}{z_{22}} \quad (\text{D.5})$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \quad (\text{D.6})$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{z_{22}} \quad (\text{D.7})$$

Nótese que  $h_{11}$  tiene la dimensión de una impedancia, y  $h_{22}$  tiene la dimensión de una admitancia.  $h_{12}$  es el inverso de la ganancia de voltaje, mientras que  $h_{21}$  es el inverso de la ganancia de corriente.

Otra forma de representar los parámetros convencionales de dos puertos es a través de los parámetros de transmisión. La matriz de transmisión relaciona las variables de entrada  $V_1$  e  $I_1$  con las variables de salida  $V_2$  y  $-I_2$ , teniendo en cuenta que la variable utilizada es  $-I_2$  en lugar de  $I_2$ . De nuevo, la superposición nos permite escribir las variables de entrada  $(V_1, I_1)$  en términos de las variables de salida  $(V_2, -I_2)$  mediante ecuaciones de la forma [84]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{D.8})$$

donde se define la matriz ABCD =  $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$  y se conoce como la matriz de transmisión, los parámetros de transmisión son las variables A, B, C y D que están relacionados con los parámetros de impedancia de circuito abierto y admitancia de cortocircuito.

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (\text{D.9})$$

$$B = - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (\text{D.10})$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (\text{D.11})$$

$$D = - \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (\text{D.12})$$

donde A es el inverso de la ganancia de voltaje cuando el puerto dos está sin excitar, B es la transimpedancia del puerto uno respecto al puerto dos cuando el puerto dos está en corto circuito, C es la transconductancia del puerto uno respecto al puerto dos cuando el puerto dos está sin excitar, y D es el inverso de la ganancia de corriente cuando el puerto dos está en corto circuito.

Utilizando la metodología anterior, se determinan las matrices de transmisión generales para elementos flotados y aterrizados en una red de dos puertos:

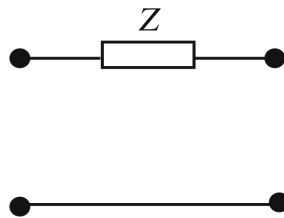


Figura D.2: Impedancia flotada [15].

Matriz de transmisión definida como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{D.13})$$

Matriz de transmisión definida como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{D.14})$$

La matriz de transmisión de una conexión en cascada de redes de dos puertos es el producto de las matrices de transmisión de las redes individuales. Es esta propiedad la que hace que la matriz de transmisión sea

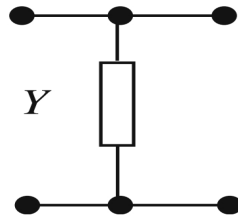


Figura D.3: Impedancia aterrizada [15].

tan útil y por ello se planeaba utilizarla para determinar los valores de los elementos de la red eléctrica utilizando la función de transferencia, como en este caso el parámetro de transmisión A es el inverso de la ganancia de voltaje, al invertir este valor se obtiene la función de transferencia, que es la relación entre el voltaje de salida con el voltaje de entrada, por lo tanto al momento de tener una conexión en cascada de redes de dos puertos constituidos por resistores, capacitores o inductores se obtendría una matriz ABCD global y extrayendo el valor del parámetro A e invirtiéndolo se determinaría la función de transferencia de toda la red.

Para poder determinar la función de transferencia siguiendo esta metodología, se calcularon primeramente las matrices de transmisión de los resistores, capacitores e inductores cuando van flotados (D.15) y aterrizados (D.16).

$$\text{Resistor} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{Capacitor} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{Inductor} = \begin{bmatrix} 1 & sL \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{D.15})$$

$$\text{Resistor} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R} & 1 \end{bmatrix}, \text{Capacitor} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC & 1 \end{bmatrix}, \text{Inductor} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{sL} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{D.16})$$

Como se sabe para el diseño de los filtros existen configuraciones de redes tipo T y  $\pi$ , y de acuerdo con la red que se elija para el diseño, los elementos van conectados de determinada forma, y el número de estos en la red depende del orden del filtro. Por lo tanto, una vez definido que tipo de red se iba a diseñar y con qué orden de filtro, se pueden realizar las conexiones de redes de dos puertos de tal forma que generaran la red eléctrica con el número de elementos correctos. Teniendo la red eléctrica se puede realizar la multiplicación de las matrices de transmisión de los elementos que la componen, ya sea que los elementos vayan flotados o aterrizados, de esta forma se obtendrá una matriz de transmisión global y extrayendo de la matriz el parámetro de transmisión A se puede determinar la función de transferencia al invertir ese parámetro.

Este proceso fue el que se siguió para determinar de forma simbólica la función de transferencia de los filtros en configuración de red tipo T en Matlab utilizando como parámetro de entrada el orden del filtro, para ello se programaron las matrices de transmisión del capacitor aterrizado, inductor flotado, resistor flotado y aterrizado. A continuación, se muestra el resultado obtenido para un orden de filtro 3.

```
ft =

1/((Rs + L1*s + L3*s*(C2*s*(Rs + L1*s) + 1))/RL + C2*s*(Rs + L1*s) + 1)

num =

RL

den =

C2*L1*L3*s^3 + (C2*L1*RL + C2*L3*Rs)*s^2 + (L1 + L3 + C2*RL*Rs)*s + RL + Rs
```

Figura D.4: Función de Transferencia simbólica.

Una vez obtenida la función de transferencia simbólica de acuerdo con el orden del filtro, se pretendía asociarla a la función de transferencia numérica para los filtros Pascal y Bessel anteriormente determinados, con la finalidad de generar un sistema de ecuaciones y darle solución para determinar los valores de los elementos que componen la función simbólica, pero este proceso no pudo llevarse a cabo debido a que no era exacto, ya que se tenían que proponer valores de los elementos de la red eléctrica para determinar los demás, por ello este método se descartó.

El código utilizado para determinar la función de transferencia simbólica es el siguiente:

```
close all;
clear all;
clearvars
clc;
syms Rs RL s L C
orden=3;
%%%%%%%%%%%%%% Funcion de red tipo T %%%%%%%%%%%%%%%
%a=zeros(orden,1);
```

```

%%%%%%%%%%%%%% Matriz de transmision de RS %%%%%%%%%%%%%%%
tRs=sym('t',[2,2]);
for i=1:2
    if i==1
        for j=1:2
            if j==1
                tRs(i,j) = 1;
            else
                tRs(i,j) = Rs;
            end
        end
    else
        for j=1:2
            if j==1
                tRs(i,j) = 0;%1/Rs;
            else
                tRs(i,j) = 1;
            end
        end
    end
end
end
%%%%%%%%%%%%%% Matriz de transmision de Ls %%%%%%%%%%%%%%%
h=mod(orden,2);
if h==1 %impar
%numero de inductores
ind=round(orden/2);
%numero de capacitores
cap=ind-1;
else %par
%numero de inductores
ind=orden/2;
%numero de capacitores
cap=ind;
end
for k=1:ind
    Ls{k}=sym('L',[2,2]);
        for i=1:2
            if i==1

```

```

for j=1:2
    if j==1
        Ls{k}(i , j) = 1;
    else
        n=string(2*k-1);
        L=strcat('L',n)';
        Ls{k}(i , j) = s*L;
    end
end
else
for j=1:2
    if j==1
        Ls{k}(i , j) = 0;%1/(s*L);
    else
        Ls{k}(i , j) = 1;
    end
end
end end end
%%%%%%%%%% Matriz de transmision de Cs %%%%%%%%%%%
for q=1:cap
    Cs{q}=sym('C',[2,2]);
    for i=1:2
        if i==1
            for j=1:2
                if j==1
                    Cs{q}(i , j) = 1;
                else
                    Cs{q}(i , j) = 0;
                end
            end
        end
    else
        for j=1:2
            if j==1
                m=string(2*q);

```

```

                                C=strcat('C',m)';

                                Cs{q}(i,j) = s*C;
                                else
                                Cs{q}(i,j) = 1;
                                end
                                end
                                end end end
%%%%%%%%%%%%%%%% Matriz de transmision de RL %%%%%%%%%%%%%%%%
tRL=sym('t',[2,2]);
for i=1:2
    if i==1
        for j=1:2
            if j==1
                tRL(i,j) = 1;
            else
                tRL(i,j) = 0;
            end
        end
    else
        for j=1:2
            if j==1
                tRL(i,j) = 1/RL;
            else
                tRL(i,j) = 1;
            end
        end
    end end end

%Rs=1;
%RL=1;
%tRs=eval(tRs);
%tRL=eval(tRL);
if orden==2
ABCD=tRs*Rs{1}*Cs{1}*tRL;
elseif orden==3
ABCD=tRs*Rs{1}*Cs{1}*Rs{2}*tRL;
elseif orden==4
ABCD=tRs*Rs{1}*Cs{1}*Rs{2}*Cs{2}*tRL;

```

```

elseif orden==5
ABCD=tRs*Ls{1}*Cs{1}*Ls{2}*Cs{2}*Ls{3}*tRL;
elseif orden==6
ABCD=tRs*Ls{1}*Cs{1}*Ls{2}*Cs{2}*Ls{3}*Cs{3}*tRL;
elseif orden==7
ABCD=tRs*Ls{1}*Cs{1}*Ls{2}*Cs{2}*Ls{3}*Cs{3}*Ls{4}*
tRL;
elseif orden==8
ABCD=tRs*Ls{1}*Cs{1}*Ls{2}*Cs{2}*Ls{3}*Cs{3}*Ls{4}*
Cs{4}*tRL;
elseif orden==9
ABCD=tRs*Ls{1}*Cs{1}*Ls{2}*Cs{2}*Ls{3}*Cs{3}*Ls{4}*
Cs{4}*Ls{5}*tRL;
elseif orden==10
ABCD=tRs*Ls{1}*Cs{1}*Ls{2}*Cs{2}*Ls{3}*Cs{3}*Ls{4}*
Cs{4}*Ls{5}*Cs{5}*tRL;
...
end
A=ABCD(1,1);
ft=(1/A)
[n d]=numden(ft);
num=n
den=collect(d)
y=fliplr(coeffs(den,s))

```

# Participación en Congreso RVP-AI/ROC&C'2023

Reconocimiento y publicación en Memoria del Congreso con  
ISBN 978-607-59867-0-8



Sección México  
101 Años

## RECONOCIMIENTO

Para

*Victor Hugo Hernández Juárez*

Por su valiosa participación en la

**RVP-AI / ROC&C**  
PALACIO MUNDO IMPERIAL RIVIERA DIAMANTE  
6 a 10 de agosto de 2023, Acapulco, Guerrero. **'2023**

Con la Ponencia

FILTROS ANALOGICOS BESSEL-THOMSON EN MATLAB



Ing. César Fuentes Estrada  
Presidente IEEE Sección México



Ing. Pablo E. Realpozo del Castillo  
Presidente de la RVP-AI/ROC&C'2023

# Filtros Analógicos Bessel-Thomson en MATLAB

1<sup>st</sup> Víctor Hugo Hernández Juárez  
Facultad de Ciencias de la  
Electrónica  
Benemérita Universidad  
Autónoma de Puebla  
Puebla, México  
victor.hernandezj@alumno.buap.  
mx

2<sup>nd</sup> Luis Abraham Sánchez  
Gaspariano  
Facultad de Ciencias de la  
Electrónica  
Benemérita Universidad  
Autónoma de Puebla  
Puebla, México  
luis.sanchezgas@correo.buap.mx

3<sup>rd</sup> Carlos Sánchez López  
Departamento de Electrónica  
Universidad Autónoma de  
Tlaxcala  
Tlaxcala, México  
carlsanmx@yahoo.com.mx

4<sup>th</sup> Jesús Manuel Muñoz Pacheco  
Facultad de Ciencias de la  
Electrónica  
Benemérita Universidad  
Autónoma de Puebla  
Puebla, México  
jesusm.pacheco@correo.buap.mx

5<sup>th</sup> Luz del Carmen Gómez Pavón  
Facultad de Ciencias de la  
Electrónica  
Benemérita Universidad  
Autónoma de Puebla  
Puebla, México  
luz.gomez@correo.buap.mx

6<sup>th</sup> Arnulfo Luis Ramos  
Facultad de Ciencias de la  
Electrónica  
Benemérita Universidad  
Autónoma de Puebla  
Puebla, México  
arnulfo.luis@correo.buap.mx

**Resumen**—Se introduce el desarrollo de dos funciones en MATLAB para la Síntesis de Filtros Analógicos utilizando el Método de Aproximación de Bessel-Thomson, para realizar el cálculo del orden de estos filtros partiendo de pocas especificaciones de diseño sin tener un límite en el cálculo de este, además otra función para llevar a cabo la Síntesis de la Función de Transferencia para obtener dos configuraciones de Red RLC con terminación resistiva doble, con valores de inductores y capacitores que generan la respuesta en frecuencia esperada. Se ha simulado un ejemplo de diseño de Filtro Bessel con un orden resultante de 7, con el cual se determinaron tres distintas funciones de transferencia, la primera considerando un retardo de grupo máximamente plano sobre el origen de 1 segundo, la segunda con una frecuencia de corte normalizada en 1 rad/seg y finalmente con una frecuencia de corte deseada de 1K Hz. Se realizaron las simulaciones de las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencia en MATLAB, y se compararon con las generadas por las redes eléctricas simuladas en LTSpice, obtenidas mediante la implementación de la función de síntesis creada. En ambos casos, los resultados coinciden, por lo tanto, se demuestra la viabilidad de las funciones.

**Palabras clave**—analógico, Bessel, bode, filtro, MATLAB, red, retardo, simulación, síntesis, Thomson.

## I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de los filtros comenzó a principios del siglo XX [1], los métodos utilizados fueron algo heurísticos y empíricos, sin medios matemáticos sofisticados, sin embargo, con el paso del tiempo estos métodos se fueron mejorando, hoy en día en la mayoría de los casos las técnicas de diseño más modernas [2]-[3]-[4], además de renderizar filtros que son óptimos en algún sentido, también emplean una filosofía de síntesis que es matemáticamente rigurosa y estocásticamente satisfactoria [5]-[6]. El mayor progreso en la teoría del filtro se logró en gran medida en las décadas de 1930 y 1940 [7]-[8]. La minuciosidad teórica y la elegancia de este cuerpo de conocimiento es, hasta el día de hoy, uno de los logros intelectuales más sorprendentes en ingeniería eléctrica.

Existen dos métodos generales y sistemáticos para la síntesis de filtros, el primero se basa en la determinación de la función de transferencia utilizando una de las aproximaciones conocidas (filtros activos de onda, salto-rana, gráfico de flujo de señal, etc.), el segundo método es mediante la simulación de filtros de escalera LC pasivos con terminación resistiva doble, que se simulan utilizando los métodos clásicos como; Butterworth, Chebyshev, y Cauer, sin embargo estos métodos se enfocan únicamente en la magnitud de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del filtro, no obstante, existen aplicaciones en las cuales la fase de la respuesta en frecuencia es más importante [9]-[10]-[11], y para ello el método más óptimo es el de Bessel-Thomson.

Si bien, la extensa variedad de métodos de síntesis de filtros analógicos en su mayoría hay herramientas de simulación [12]-[13] que trabajan con estructuras activas de primer y segundo orden para generar funciones de transferencia de orden superior, y posteriormente generar las redes eléctricas mediante la síntesis de esta, estas herramientas no realizan el diseño para varios métodos, por ejemplo, MATLAB contiene funciones que permiten realizar la síntesis de la función de transferencia [14] de Butterworth [15], Chebyshev [16] y Cauer [17], pero en cuanto a Bessel-Thomson está limitado únicamente a determinar la función de transferencia considerando un orden de filtro propuesto [18], y no calculado con especificaciones de diseño, además no se realiza la síntesis para generar los valores de los elementos la red eléctrica.

Por lo tanto, este trabajo toma el enfoque de realizar la síntesis de los filtros analógicos Bessel-Thomson en MATLAB, donde se crea una función para determinar el orden del filtro considerando especificaciones de diseño, posteriormente calcular la función de transferencia siguiendo el proceso matemático, y finalmente se crea una función para realizar la síntesis de la función de transferencia, con la cual se pueden generar redes eléctricas RLC del filtro en configuración T y  $\pi$ , con los respectivos valores de inductores y capacitores.

El manuscrito está organizado de la siguiente manera: en la sección II, se describe en método de aproximación de Bessel-Thomson; a continuación en la sección III, se presenta el procedimiento de diseño de filtros pasivos, adicionalmente se presenta la síntesis de Cauer con funciones de Matlab; en la sección IV se presenta el conjunto de funciones creadas en MATLAB para la síntesis de Bessel-Thomson (Apéndice); en la sección V, se realiza un ejemplo de diseño de Filtro Bessel-Thomson utilizando las funciones creas, donde se reportan los resultados de simulación tanto en MATLAB como en la herramienta de simulación de circuitos electrónicos LTSpice; finalmente, en la Sección VI, se presenta la Conclusión.

## II. MÉTODO DE APROXIMACIÓN BESSEL-THOMSON

La fase de la función de transferencia y el retardo de grupo son determinantes en las características en el dominio del tiempo del filtro, ya que éstas llegan a modificar significativamente la forma de onda a la salida de este.

En sistemas tales como los de audio, los diferentes retardos presentes en señales de distinta frecuencia no son notables para los oídos humanos. Este no es el caso para sistemas de transmisión de video, donde el no preservar un retardo constante en el ancho de banda de interés provocará el tener una señal de video distorsionada.

Una aproximación pasa bajas estándar que se enfoca en el retardo del filtro fue propuesta por Thomson [1]:

$$H_2(s) = \frac{b_0}{s^2 + b_1s + b_0} \quad (1)$$

La fase de  $H_2(s)$  está dado por

$$\phi(\omega) = -\tan^{-1} \left[ \frac{b_1\omega}{b_0 - \omega^2} \right] \quad (2)$$

y el retardo de grupo:

$$T_a(\omega) = -\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{b_1\omega^2 + b_1b_0}{\omega^4 + (b_1^2 - 2b_0)\omega^2 + b_0^2} \quad (3)$$

Storch demostró que la siguiente función de transferencia presenta un retardo de grupo máximamente plano en  $\omega = 0$  [14], similar al propuesto por Thomson:

$$H_n(s) = \frac{b_0}{y_n(s)} = \frac{b_0}{\sum_{k=0}^n \frac{(2n-k)!s^k}{2^{n-k}k!(n-k)!}} \quad (4)$$

Donde el polinomio del denominador se encuentra estrechamente relacionado con una clase de polinomios de Bessel y por consiguiente los coeficientes pueden determinarse de forma similar a los coeficientes de Bessel [19], es decir:

$$b_k = \frac{(2n-k)!}{2^{n-k}k!(n-k)!} \quad (5)$$

Dado que el polinomio del denominador es un polinomio de Bessel, otro nombre que se le da a las funciones de transferencia con fase línea es filtros de Bessel o filtros de Bessel-Thomson.

El orden de estos filtros se puede obtener a partir de la información del retardo [20]; si  $T$  es el retardo deseado en una frecuencia  $\omega$  y  $A(\omega)$  es la pérdida en dB a esa frecuencia, el orden puede evaluarse a partir de

$$n \geq \frac{5(\omega T)^2 \log e}{A(\omega)} + \frac{1}{2} \quad (6)$$

## III. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE FILTROS PASIVOS

Para diseñar un filtro pasa bajas pasivo normalizado a partir de ciertas especificaciones, en primer lugar, se tiene que encontrar la función de atenuación  $A(\Omega)$  que las satisfaga, afortunadamente las aproximaciones conocidas (Butterworth, Chebyshev, Elíptica, Bessel-Thomson, etc.) conducen a funciones de atenuación y transferencia que pueden realizarse mediante filtros pasivos.

Cuando se ha determinado  $A(\Omega)$  a partir de la aproximación, también se determina la función relacionada  $|H(j\Omega)|$ , y para  $H(s)$  tenemos:

$$H(s)H(-s) = |H(j\Omega)|_{\Omega^2 = -s^2}^2 \quad (7)$$

La función de coeficiente de reflexión  $\rho(s)$  puede determinarse a partir de (7) y de la ecuación de Feldtkeller:

$$\rho(s)\rho(-s) = 1 - \frac{4R_S}{R_L} H(s)H(-s) = 1 - \frac{1}{T(s)T(-s)} \quad (8)$$

Cuando se dispone de una o más expresiones para  $\rho(s)$ , entonces  $Z_1(s)$  puede determinarse a partir de:

$$\rho(s) = \pm \frac{R_S - Z_1(s)}{R_S + Z_1(s)} \quad (9)$$

donde:

$$\rho(s) = + \frac{R_S - Z_1(s)}{R_S + Z_1(s)} \text{ es usado } \Rightarrow Z_{1a}(s) = R_S \frac{1 - \rho(s)}{1 + \rho(s)} \quad (10)$$

$$\rho(s) = - \frac{R_S - Z_1(s)}{R_S + Z_1(s)} \text{ es usado } \Rightarrow Z_{1b}(s) = R_S \frac{1 + \rho(s)}{1 - \rho(s)} \quad (11)$$

Las expresiones (10) y (11), sólo una es útil, es decir, la que tiene  $Z_1(0) = R_L = 1$ . La otra cuando se sintetiza, conduce a un LC de dos puertos terminados por  $R_S^2 \neq 1$  [4].

De hecho, todas las aproximaciones conocidas han sido diseñadas para llevar a funciones  $Z_1(s)$  reales positivas realizables, las cuales son usualmente sintetizadas usando el método de remoción secuencial de polos en el infinito para derivar una estructura de circuito de filtro escalera, como por ejemplo la Realización de Cauer.

### A. Realización de Cauer

Así  $F(s)$  sea una función de impedancia (Foster 1) o admitancia (Foster 2), la función de transferencia que se obtiene es la misma. Entonces, la elección de una u otra aproximación va a depender de las características que se desea tenga la red eléctrica, por ejemplo, el número de elementos o nodos.

Otra cuestión que se debe considerar es el caso de aquellas funciones de transferencia que tienen polos en el infinito, mismos que deben ser eliminados para poder sintetizar una red eléctrica. Si  $F(s)$  tiene polos en el infinito, estos se pueden eliminar mediante substracción, de la siguiente manera:

$$F_1(s) = F(s) - k_\infty s \quad (12)$$

$F_1(s)$  es un orden menor que  $F(s)$  y también es una función sin pérdidas, pero sin polos en el infinito [1]. Matemáticamente remover los polos del infinito es reducir una fracción impropia a una fracción propia, que puede ser posible mediante una división sintética para obtener los elementos de la red, este tipo



calcula la función de impedancia con la ecuación (10), y dependiendo si el polinomio del numerador es de mayor grado al polinomio del denominador se realiza la síntesis. Cuando el grado del polinomio del numerador es mayor al denominador, la red tipo T se obtiene realizando la división sintética en MATLAB de  $deconv(num,den)$ , y para la red  $\pi$  es el proceso inverso  $deconv(den,num)$ , por otro lado, en caso de que el polinomio del denominador sea de mayor grado al numerador, la red T se obtiene a partir de  $deconv(den,num)$  y la red  $\pi$  de  $deconv(num,den)$ , como está documentado en el Apéndice E, y de esta forma se determinan los valores de los elementos de las redes eléctricas de los Filtros Bessel-Thomson en dos Configuraciones de Red T y  $\pi$ .

### V. DISEÑO DE FILTRO BESSEL-THOMSON

En esta sección se presenta un ejemplo de diseño de filtro Bessel con las especificaciones manejadas en [W.E Thomson] que son; un retardo de  $0.1\mu$  seg, una pérdida no superior de 1 dB hasta 2.7M Hz, estas especificaciones son utilizadas para determinar el orden del filtro utilizando la ecuación (6), el resultando se muestra en la Fig. 4.

```

%*****CALCULO DE ORDEN DE FILTRO BESSEL-THOMSON*****
%se declaran las especificaciones de diseño
retardo=0.1e-6; %retardo
Desatt=1; %atenuación
f=2.7E6; %frecuencia a la que se da el retardo
n=bessord(retardo,Desatt,f); %función que ejecuta la ecuación del orden
disp('Orden de Filtro Bessel-Thomson')
nbt=n
  
```

Orden de Filtro Bessel-Thomson

nbt =

7

Fig. 4. Cálculo del Orden del Filtro Bessel-Thomson con especificaciones.

Como se puede observar en la Fig. 4 el orden resultante fue 7 al igual que en [W.E Thomson] del ejemplo 11-4, donde se calcula el orden mediante el uso de tablas.

Una vez determinado el orden se procede a calcular las funciones de transferencia; con retardo máximamente plano en 1 seg mostrado en la Fig. 5, con frecuencia de corte en 1 rad/seg (caso normalizado) en la Fig. 6, y con una frecuencia de corte de 1000 Hz como ejemplo, en la Fig. 7.

```

%*****FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CON RETARDO DE 1 SEG*****
a0=(factorial(2*n))/((2^n)*(factorial(0))*(factorial(n))) %Cálculo del numerador
yn=0;
for k=0:1:n %función for para determinar el polinomio del denominador
yn=yn+((factorial(2*n-k)*(s^k))/((2^(n-k))*(factorial(k))*(factorial(n-k))));
end
sys=tf(a0,sym2poly(yn)) %función de transferencia
  
```

Función de Transferencia con retardo de 1 seg

sys =

135135

-----

s<sup>7</sup> + 28 s<sup>6</sup> + 378 s<sup>5</sup> + 3150 s<sup>4</sup> + 17325 s<sup>3</sup> + 62370 s<sup>2</sup> + 135135 s + 135135

Fig. 5. Función de Transferencia con retardo de 1 seg.

```

%*****FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CON FRECUENCIA DE CORTE DESAÑADA*****
%sys =
fc=1000; %definió frecuencia de corte
wc=2*pi*fc; %frecuencia de corte en rad/seg
%sys=uc_f; %se define la transformación en frecuencia
%fn=fc; %se define la frecuencia de corte deseada en rad/seg
%disp('Función de Transferencia con frecuencia de corte de 1000 Hz')
sys_Hz =
  
```

135135

-----

5.009e-24 s<sup>7</sup> + 2.989e-19 s<sup>6</sup> + 8.599e-15 s<sup>5</sup> + 1.527e-10 s<sup>4</sup> + 1.79e-06 s<sup>3</sup> + 0.01373 s<sup>2</sup>

+ 63.41 s + 135135

Fig. 6. Función de Transferencia Normalizada a 1 rad/seg.

```

%*****FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA NORMALIZADA*****
%se calcula la frecuencia de corte del caso de la función de transferencia
%con retardo máximamente plano
%disp('Frecuencia de corte buscada (rad/seg)')
wc =
  
```

2.988

Función de Transferencia Normalizada

sys\_wcl =

135135

-----

1936 s<sup>7</sup> + 1.039e04 s<sup>6</sup> + 0.42e04 s<sup>5</sup> + 2.38e05 s<sup>4</sup> + 4.44e05 s<sup>3</sup> + 5.421e05 s<sup>2</sup> + 3.984e05 s + 135135

Fig. 7. Función de Transferencia con frecuencia de corte de 1000 Hz.

Para validar las frecuencias de corte de cada uno de las funciones obtenidas se grafican las respuestas en frecuencia de la magnitud de los filtros en la Fig. 8, y los retardos de grupo en la Fig. 9.

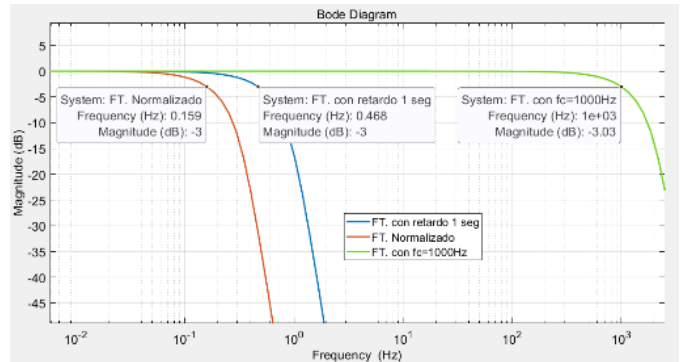


Fig. 8. Respuesta en frecuencia de la Magnitud de las Funciones de Transferencia

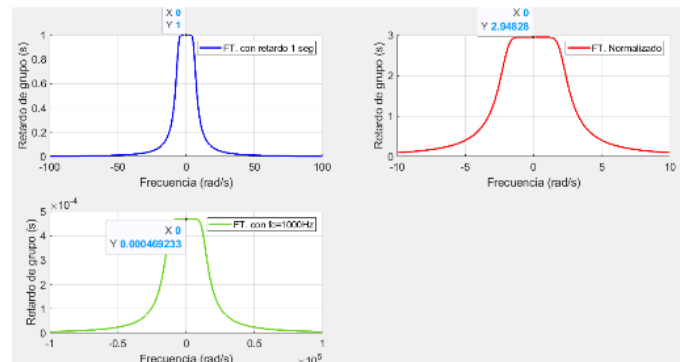


Fig. 9. Retardo de grupo de las Funciones de Transferencia.

Como se puede observar en la Fig. 8 la frecuencia de corte para el filtro con retardo de 1 seg (azul) se registra en la frecuencia de 0.468 Hz que al multiplicarla por  $2\pi$  resulta un  $\omega_c = 2.94 \text{ rad/seg}$ , la misma frecuencia que se hayo en la Fig.

6 para normalizar la función de transferencia, en la Fig. 9 se observa que el retardo es máximamente plano sobre el origen en 1 seg, de la misma forma para el filtro normalizado (rojo) la frecuencia de corte es 0.159 Hz equivalente a  $\omega_c = 1 \text{ rad/seg}$ , con retardo de 2.948 seg, y finalmente para el filtro con frecuencia de corte de 1K Hz (verde) la frecuencia de corte en la caída de los 3 dB se registra exactamente a esa frecuencia, teniendo un retardo de grupo de 0.000469 seg sobre el origen.

Posterior a la medición de las frecuencias de corte y retardos de grupo de los filtros se procede a determinar las redes eléctricas para las configuraciones de red tipo T y tipo  $\pi$  con el código mostrado en el Apéndice E, para el filtro con retardo de 1 seg, los valores de los elementos de las redes se muestran en la Fig. 10, para el filtro normalizado en la Fig. 11 y para el filtro con  $f_c = 1K \text{ Hz}$  en la Fig. 12.

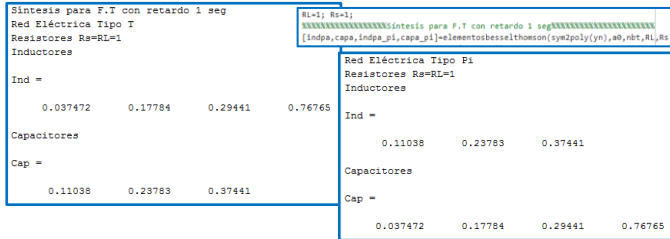


Fig. 10. Elementos de Redes Eléctricas tipo T y  $\pi$  de Filtro con retardo 1 seg.

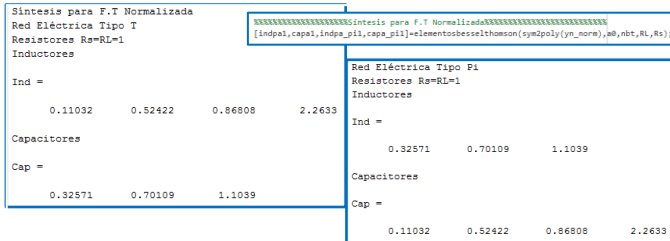


Fig. 11. Elementos de Redes Eléctricas tipo T y  $\pi$  de filtro Bessel Normalizado.

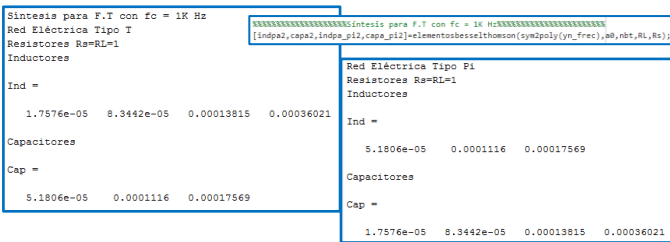


Fig. 12. Elementos de Redes Eléctricas tipo T y  $\pi$  de filtro Bessel con  $f_c = 1K \text{ Hz}$ .

### A. Resultados de Simulación en LTSpice

Para demostrar que los valores de los elementos obtenidos en la síntesis de las funciones de transferencia generan la respuesta en frecuencia deseada, se realiza la simulación de estas en el Software de Simulación de Circuitos Electrónicos LTSpice, como se muestra en la Fig. 13, para las redes tipo T generan las respuestas mostradas en la Fig. 14 y para las de tipo  $\pi$  en la Fig. 15.

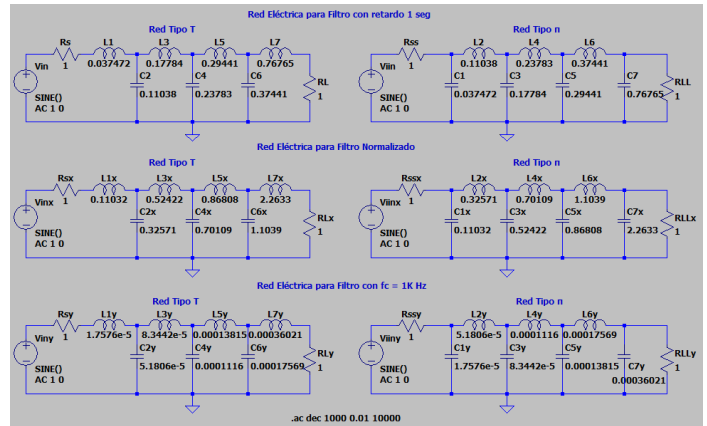


Fig. 13. Redes Eléctricas tipo T y  $\pi$  de los Filtros Bessel en LTSpice.

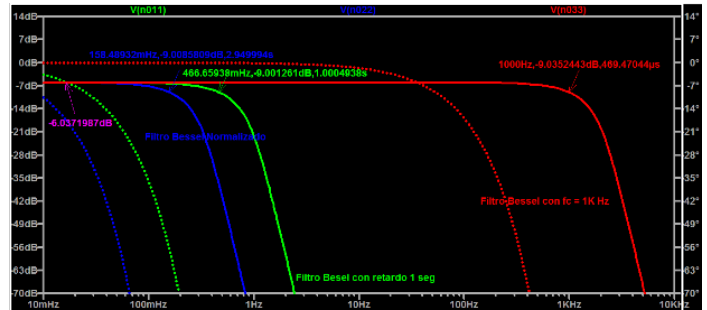


Fig. 14. Respuestas en frecuencia de Filtros Tipo T Bessel-Thomson en LTSpice.

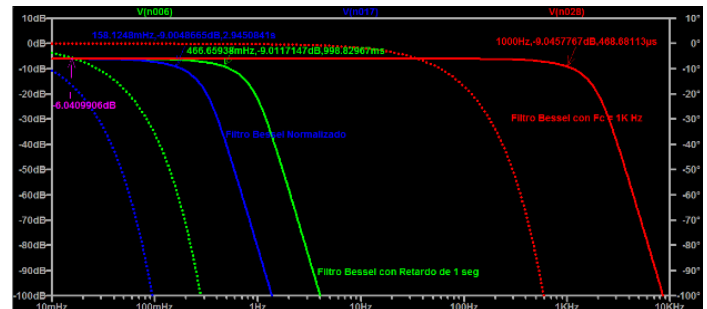


Fig. 15. Respuestas en frecuencia de Filtros Tipo  $\pi$  Bessel-Thomson en LTSpice.

Como era de esperar, las frecuencias de corte obtenidas y los retardos de grupo de las tres variantes de filtro Bessel de orden 7 de la simulación de MATLAB, coinciden con los obtenidos en la simulación de las redes eléctricas en LTSpice para las dos configuraciones de red, todo esto gracias a que la función creada para la síntesis de la función de transferencia de Bessel realiza correctamente el proceso, por ello proporciona los valores correctos de inductores y capacitores para generar una respuesta en frecuencia deseada.

## VI. CONCLUSIONES

Se ha introducido el desarrollo de dos funciones en MATLAB para llevar a cabo la síntesis de filtros analógicos utilizando el método de aproximación de Bessel-Thomson, la primera función se centra en determinar el orden del filtro considerando tres especificaciones de diseño, por lo que no está

limitado a calcular hasta un orden determinado, sino que esto dependerá de la coherencia de las especificaciones que se consideren, por otro lado la segunda función es de mucha importancia ya que gracias a ella se pueden generar las redes eléctricas de los filtros Bessel en dos configuraciones de red, proporcionando los valores correctos de inductores y capacitores de las redes, considerando los resistores de carga e interno convenientes, por lo tanto, gracias a esto se puede realizar la síntesis de filtros Bessel-Thomson en MATLAB a otro nivel, es decir, ahora ya se pueden obtener las redes eléctricas de los filtros para poder aplicar alguna transformación en estos de acuerdo a la aplicación y ser llevados a la implementación física.

Se realizaron simulaciones de tres variantes de Filtros Bessel de orden 7 con la finalidad de demostrar la funcionalidad de las funciones creadas, de las cuales resultaron redes eléctricas en configuración tipo T y tipo  $\pi$  que generaron las respuestas en frecuencia esperados en LTSPICE similares a las obtenidas en la simulación de MATLAB, la elección del diseño de una configuración de red u otra dependerá del usuario, pero se garantiza que ambas generan respuestas equivalentes, por lo tanto se concluye que los resultados simulados se obtuvieron satisfactoriamente mediante las funciones creadas para la Síntesis de los Filtros Bessel-Thomson en MATLAB.

## APÉNDICE

### A. Código para cálculo del orden de Filtro Bessel.

```
%%%CALCULO DE ORDEN DE FILTRO BESSEL-THOMSON%%%
%se declaran las especificaciones de diseño
retardo=0.1e-6; %retardo
Desatt=1; %atenuación
f=2.7E6; %frecuencia a la que se da el retardo
n=bessord(retardo,Desatt,f); %función que ejecuta la ecuación del orden
disp('Orden de Filtro Bessel-Thomson')
nbt=n
```

### B. Código para obtención de Función de Transferencia con retardo maximamente plano sobre el origen de 1 seg.

```
%%%FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CON RETARDO DE 1 SEG%%%
a0=(factorial(2*n))/((2^n)*(factorial(0))*(factorial(n))) %Cálculo del
numerador
yn=0;
for k=0:1:n %función for para determinar el polinomio del denominador
yn=yn+((factorial(2*n-k))*(s^k))/((2^(n-k))*(factorial(k))*(factorial(n-k)));
end
disp('Función de Transferencia con retardo de 1 seg')
sys=tf(a0,sym2poly(yn)) %función de transferencia
```

### C. Código para el cálculo de la Función de Transferencia normalizada, se determina $\omega_c$ para normalizar.

```
%%%FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA
NORMALIZADA%%%
%se calcula la frecuencia de corte del caso de la función de transferencia
%con retardo maximamente plano en 1 segundo
s=j*w
yn_jw=eval(yn); yn_jw=sym2poly(yn_jw);
u=(poly2sym(real(yn_jw)))^2 %parte real al cuadrado del denominador
v=(poly2sym(imag(yn_jw)))^2 %parte imaginaria al cuadrado del
denominador
e=u+v-(a0/0.7077)^2 %se calcula nuevo polinomio
syms s x
x=s; %cambio de variable de x por s del nuevo polinomio
e=eval(e); p=sym2poly(e);
wc=roots(p) %se calculan las raíces del nuevo polinomio
wc_pos=wc(wc>0); wc_pos=sort(wc_pos);
disp('Frecuencia de corte buscada (rad/seg)')
```

```
wc=wc_pos(1,1) %la raíz real positiva es la frecuencia de corte buscada
syms s
s=s*wc; %se normaliza la función de transferencia con la frecuencia de corte
buscada
yn_norm=eval(yn);
disp('Función de Transferencia Normalizada')
sys_wc1=tf(a0,sym2poly(yn_norm)) %función de transferencia normalizada
```

### D. Código para el cálculo de la Función de Transferencia con frecuencia de corte deseada

```
%FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CON FRECUENCIA DE CORTE
DESEADA%
syms s
fc=1000; %definir frecuencia de corte
wc_f=2*pi*fc; %frecuencia de corte en rad/seg
s=s/wc_f; %se define la transformación en frecuencia
yn_freq=eval(yn_norm) %se evalúa la frecuencia de corte deseada en el
denominador
disp('Función de Transferencia con frecuencia de corte de 1000 Hz')
sys_wcf=tf(a0,sym2poly(yn_freq)) %función de transferencia
```

### E. Función para la síntesis de la Función de Transferencia de los Filtros Bessel-Thomson, obtención de redes eléctricas.

```
function
[indpa,capa,indpa_pi,capa_pi]=elementosbesselthomson(denbt,numbt,nbt,RL,
Rs)
syms s
im=0; nbt=length(denbt)-1; [fil,col]=size(nbt); aux=ones(1,col);
for y=1:nbt
im=im(im~=0); im=[im,aux*s^y];
end
ese=flipr([1,im]); om=0; auxo=ones(1,col);
for yn=1:nbt
om=om(om~=0); om=[om,auxo*(-s)^yn];
end
eso=flipr([1,om]);
denomin=vpa(sum(ese.*denbt)); denomineg=vpa(sum(eso.*denbt));
%Cálculo del coeficiente del denominador yn(s) y yn(-s)
numera=numbt;
an=factorial(2*nbt-nbt)/((2^(nbt-nbt))*factorial(nbt)*factorial(nbt-nbt));
k=(4*(Rs*RL))/((Rs+RL)^2); %Cálculo de la constante del numerador
%Cálculo del coeficiente de reflexión p(s)p(-s)
numps2=solve(denomin*denomineg-(k*(numera)^2));
denps2=solve(denomin*denomineg);
piz_nump=numps2(numps2<=0);
piz_nump = unique(round(piz_nump,6));
piz_denp=denps2(denps2<=0);
[num]=numedenomi(piz_nump); numeradorp=num; %numerador p(s)
[den]=numedenomi(piz_denp); %denominador p(s)
denominadorp=den;
%Cálculo de la función de impedancia
znum=(denominadorp-numeradorp); %numerador z(s)
zden=denominadorp+numeradorp; %denominador z(s)
coef_znum=sym2poly(znum); coef_zden=sym2poly(zden);
coef_znum_pi=sym2poly(znum); coef_zden_pi=sym2poly(zden);
lzn=length(coef_znum); lzd=length(coef_zden);
a=zeros(1,50); b=zeros(1,50); aux_a=0; aux_a_pi=0;
if lzn>lzd
for j=1:nbt
[a b]=deconv(coef_znum,coef_zden); %Síntesis con división sintética
a=a(1,1); aux_a(1,j)=a; b=b(b~=0);
coef_znum=coef_zden; coef_zden=b;
end
nel=length(aux_a); g=aux_a;
%inductores
indpa=aux_a(1:2:nel);
%capacitores
capa=aux_a(2:2:nel);
for j=1:nbt
```

```

[a_pi b_pi]=deconv(coef_zden_pi,coef_znum_pi); %Síntesis con división
sintética
a_pi=a_pi(1,1); aux_a_pi(1,j)=a_pi;
b_pi=b_pi(b_pi~=0); coef_zden_pi=coef_znum_pi;
coef_znum_pi=b_pi;
end
g=aux_a_pi; nel_pi=length(aux_a_pi);
%capacitores
capa_pi=aux_a_pi(1:2:nel_pi);
%inductores
indpa_pi=aux_a_pi(2:2:nel_pi);
else
%RED TIPO T
for j=1:nbt
[a b]=deconv(coef_zden,coef_znum) %Síntesis con división sintética
a=a(1,1); aux_a(1,j)=a;
b=b(b~=0); coef_zden=coef_znum;
coef_znum=b;
end
aux_a=flip(aux_a); len_aux=length(aux_a);
%inductores
indpa=aux_a(1:2:len_aux);
%capacitores
capa=aux_a(2:2:len_aux);
%RED TIPO PI
for j=1:nbt
[a_pi b_pi]=deconv(coef_znum_pi,coef_zden_pi); %Síntesis con división
sintética
a_pi=a_pi(1,1); aux_a_pi(1,j)=a_pi;
b_pi=b_pi(b_pi~=0); coef_znum_pi=coef_zden_pi;
coef_zden_pi=b_pi;
end
aux_a_pi(aux_a_pi==0)=[]; vaux=flip(aux_a_pi);
aux_a_pi=[aux_a(1,1) vaux]; len_aux_pi=length(aux_a_pi);
%capacitores
capa_pi=aux_a_pi(1:2:len_aux_pi);
%inductores
indpa_pi=aux_a_pi(2:2:len_aux_pi);
end
end

```

## REFERENCIAS

- [1] Kendall L.Su, Analog Filters, Springer Science & Business Media, 2012, pp. 1,66-71, 101-104.
- [2] Soni, A., & Gupta, M., "Analysis and design of optimized fractional order low-pass Bessel filter", *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2021, vol. 30, no 02, pp. 2150035, doi: <https://doi.org/10.1142/S0218126621500353>.
- [3] Steve Winder, Analog and digital filter design, Elsevier, 2002.
- [4] Hercules G. Dimopoulos Analog electronic filters: theory, design and synthesis, Springer Science & Business Media, 2011.
- [5] Soni, A., & Gupta, M., "Designing of fractional order bessel filter using optimization techniques", *International Journal of Electronics letters*, 2022, vol. 10, no 1, pp. 71.86, doi: <https://doi.org/10.1080/21681724.2020.1870715>.
- [6] Soni, A. & Gupta, M. "DVCC bases (2+ $\alpha$ ) order low passs Bessel Filter using optimization techniques", *Wireless Personal Communications*, 2022, vol. 125, no 3, pp. 2965-2984, doi: <https://doi.org/10.1007/s11277-022-09938-x>
- [7] W.P. Mason y R.A. Sykes, "Electrical wave filters employing crystals with normal and divided electrodes", *The Bell System Technical Journal* 19.2 (1940), pp. 221-248, doi: 10.1002/j.1538-7305.1940.tb00827.x.
- [8] G.K. Burns, "Manufacture of quartz crystal filters", *The Bell System Technical Journal* 19.4 (1940), pp. 516-532, doi: <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1940.tb00844.x>
- [9] Cao P, Fan H, Wang D, Shu H, Yang B, Han Y, Dong J. "Compensation circuit design for tuned half-wavelength transmission lines based on Bessel filter". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2022, vol. 134, pp. 107335. DOI: 10.1016/j.ijepes.2021.107335.
- [10] A. Čoza, V. Županović, D. Vlah y D. Jurišić, "Group Delay of Fractional n+ $\alpha$ -Order Bessel Filters", 2020 43.<sup>a</sup> *Convención Internacional sobre Tecnologías de la Información, la Comunicación y Electrónica (MIPRO)*, Opatija, Croacia, 2020, págs. 163-168, doi: 10.23919/MIPRO48935.2020.9245190.
- [11] N. Sharma, S. Agrawal and V. Kapoor, "Performance Comparison of Bessel and Gaussian Optical Filters for Pulse Shaping and as a Mux-Demux Filter for DP-QPSK WDM Systems," *2021 12th International Conference on Computing Communication and Networking Technologies (ICCCNT)*, Kharagpur, India, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICCCNT51525.2021.9579729.
- [12] Reyes Ayala, M., & Andrade Gonzáles, Edgar A., "Herramienta Computacional para el Diseño de Filtros de RF de Circuito Impreso Microstrip RF filter design software", *Revista de desarrollo tecnológico*, 2018, vol. 2, no 5, pp. 19-26.
- [13] P. Grosinger, J. Rybář and S. Ďuriš, "Design of a Fast Discrete Realtime Filters Based on Analog Models," *2021 22nd International Carpathian Control Conference (ICCC)*, Velké Karlovice, Czech Republic, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICCC51557.2021.9454657.
- [14] Lars Wanhammar, "Analog filters using MATLAB", *Toolbox*, Vol. 233, Springer, 2009.
- [15] Mathworks. (2023), butter, Diseño de filtros Butterworth [Online], disponible: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/butter.html>.
- [16] Mathworks. (2023), cheby1, Diseño de filtros Chebyshev tipo I [Online], disponible: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/cheby1.html>.
- [17] Mathworks. (2023), ellip, Diseño de filtros elípticos [Online], disponible: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/ellip.html>.
- [18] Mathworks. (2023), besself, Diseño de filtros analógicos de Bessel [Online], disponible: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/besself.html>.
- [19] L. Storch, "Synthesis of constant-time-delay ladder networks using Bessel polynomials", *Proc. IRE*, vol. 42, pp. 1666-1675, 1954.
- [20] K.L Su, Time-Domain Synthesis of Linear Networks, PrenticeHall, Inc., New Jersey, 1971.
- [21] David Baez, Approximation in analog signal processing, Analog Circuits: Applications, Design and performances, Nova Science Publishers, Inc. 2011, pp. 69-90.
- [22] Louis Weinberg, Network Analysis and Synthesis, RE Krieger Publishing Company, 1975, pp. 400-506.

# Certificación de idioma Ingles del MCER



**EDUCACIÓN**  
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



Instituto Politécnico Nacional  
"La Técnica al Servicio de la Patria"

Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
Unidad Culhuacán

"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"  
175 Aniversario de la Escuela Superior de Comercio y Administración  
125 Aniversario de la Escuela Nacional de Medicina y Homeopatía  
80 Aniversario del CECyT 6 "Miguel Othón de Mendizábal"  
75 Aniversario de la Escuela Nacional de Biblioteconomía y Archivonomía

Oficio número DC-1367/CELEX-145-2020  
CSTHA-03-119/2020

## A QUIEN CORRESPONDA:

Con base en la documentación que obra en los expedientes de los Cursos Extracurriculares de Lenguas Extranjeras (CELEX), se hace constar que el (la) C. **HERNANDEZ JUAREZ VICTOR HUGO** con RFC **HEJV970525**, concluyó los estudios del programa del idioma inglés de esta Unidad Académica como a continuación se detalla:

MÓDULO	NIVEL MCER	CURSO	PERIODO	HORAS	CALIFICACIÓN
BÁSICO 1	A1	---	---	---	---
BÁSICO 2		---	---	---	---
*BÁSICO 3		Examen de colocación	14/11/2018	---	---
BÁSICO 4	A2	Intensivo	Del 14/01/2019 al 11/02/2019	40	97
BÁSICO 5		Intensivo	Del 18/02/2019 al 15/03/2019	40	91
INTERMEDIO 1	B1	Intensivo	Del 25/03/2019 al 30/04/2019	40	92
INTERMEDIO 2		Intensivo	Del 06/05/2019 al 06/06/2019	40	91
INTERMEDIO 3		Intensivo	Del 05/08/2019 al 30/08/2019	40	87
INTERMEDIO 4		Intensivo	Del 09/09/2019 al 07/10/2019	40	82
INTERMEDIO 5		Intensivo	Del 14/10/2019 al 11/11/2019	40	89
AVANZADO 1	B2	---	---	---	---
AVANZADO 2		---	---	---	---
AVANZADO 3		---	---	---	---
AVANZADO 4		---	---	---	---
AVANZADO 5		---	---	---	---
Total horas				280	


Programa registrado ante la Dirección de Formación en Lenguas Extranjeras con el número:  
DFLE-CELEXESIMECULIACT31-17


\*Con fundamento en el apartado VI DE LOS USUARIOS DE LOS SERVICIOS EDUCATIVOS COMPLEMENTARIOS, numeral 7 y/o 8.


El historial muestra que el usuario ha concluido los estudios correspondientes al nivel B1 de acuerdo al Marco Común Europeo de Referencia para las Lenguas (MCER).

A petición del interesado y para los fines académicos que considere convenientes, se extiende la presente en la Ciudad de México a los doce días del mes de marzo del 2020.

ATENTAMENTE  
"LA TÉCNICA AL SERVICIO DE LA PATRIA"

  
DR. EUSEBIO RICÁRDEZ VÁZQUEZ  
SUBDIRECTOR ACADÉMICO INTERINO

  
M. EN C. ROSA MARÍA RODRÍGUEZ QUINTANAR  
SUBDIRECTORA SERVICIOS EDUCATIVOS E  
INTEGRACIÓN SOCIAL

  
ING. LUCIANO ANDRES GALICIA ROSAS  
DIRECTOR INTERINO

AMVV/ahm  
Av. Santa Ana No. 1000, Culhuacán C. T. M. Sección V, Alcaldía Coyoacán, C. P. 04440, Ciudad de México  
Tel. 01 (55) 57296000 ext. 73000  
www.esimecu.ipn.mx



**2020**  
LEONA VICARIO  
BENEMÉRITA MADRE DE LA PATRIA



"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"  
175 Aniversario de la Escuela Superior de Comercio y Administración  
125 Aniversario de la Escuela Nacional de Medicina y Homeopatía  
80 Aniversario del CECyT 6 "Miguel Othón de Mendizábal"  
75 Aniversario de la Escuela Nacional de Biblioteconomía y Archivonomía

**COMPETENCIAS EN FUNCIÓN DEL NIVEL DE DOMINIO DE ACUERDO  
AL MARCO COMÚN EUROPEO DE REFERENCIA**

C2	Es capaz de comprender con facilidad prácticamente todo lo que oye o lee. Sabe reconstruir la información y los argumentos procedentes de diversas fuentes, ya sean en lengua hablada, o escrita, y presentarlos de manera coherente y resumida. Puede expresarse espontáneamente, con gran fluidez y con un grado de precisión que le permite diferenciar pequeños matices de significado incluso en situaciones de mayor complejidad.
C1	Es capaz de comprender una amplia variedad de textos extensos y con cierto nivel de exigencia, así como reconocer en ellos sentidos implícitos. Sabe expresarse de forma fluida y espontánea sin muestras muy evidentes de esfuerzo para encontrar la expresión adecuada. Puede hacer uso flexible y efectivo del idioma para fines sociales, académicos y profesionales. Puede producir textos claros, bien estructurados y detallados sobre temas de cierta complejidad, mostrando un uso correcto de los mecanismos de organización, articulación y cohesión del texto.
B2	Es capaz de entender las ideas principales de textos complejos que traten de temas tanto concretos como abstractos, incluso si son de carácter técnico, siempre que estén dentro de su campo de especialización. Puede relacionarse con hablantes nativos con un grado suficiente de fluidez y naturalidad, de modo que la comunicación se realice sin esfuerzo por parte de los interlocutores. Puede producir textos claros y detallados sobre temas diversos, así como defender un punto de vista sobre temas generales, indicando los pros y los contras de las distintas opciones
B1	Es capaz de comprender los puntos principales de textos claros y el lenguaje estándar si tratan sobre cuestiones que le son conocidas, ya sea en situaciones de trabajo, de estudio o de ocio. Sabe desenvolverse en la mayor parte de las situaciones que pueda surgir durante un viaje por zonas donde se utilice la lengua. Es capaz de producir textos sencillos y coherentes sobre temas que le son familiares o en los que tiene un interés personal. Puede describir experiencias, acontecimientos, deseos y aspiraciones, así como justificar brevemente sus opiniones o explicar sus planes.
A2	Es capaz de comprender frases y expresiones de uso frecuente relacionadas con áreas de experiencia que le son especialmente relevante (información básica sobre sí mismo y su familia, compras, lugares de interés, ocupación, etc.). Sabe comunicarse a la hora de llevar a cabo tareas simples y cotidianas que no requieran más que intercambios sencillos y directos de información sobre cuestiones que le son conocidas o habituales. Sabe describir en términos sencillos aspectos de su pasado y de su entorno, así como cuestiones relacionadas con sus necesidades inmediatas.
A1	Es capaz de comprender y utilizar expresiones cotidianas de uso muy frecuente, así como, frases sencillas destinadas a satisfacer necesidades de tipo inmediato. Puede presentarse a sí mismo y a otros, pedir y dar información personal básica sobre su domicilio, sus pertenencias y las personas que conoce. Puede relacionarse de forma elemental siempre que su interlocutor hable despacio y con claridad y esté dispuesto a cooperar.

