



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior de Linares

Trabajo Fin de Grado

Curso 2013-2014

DISEÑO DE FILTROS MICROSTRIP EN BANDA L

Alumno: Andrés Parra Guirado

Tutor: Prof. D. Pedro Jesús Reche López
Depto.: Ingeniería de Telecomunicación

Septiembre, 2014

A la memoria de mi Padre y de mi Madre.

AGRADECIMIENTOS:

En primer lugar quiero agradecer el gran apoyo de Mariola durante estos cuatro años.

Por otra parte, también quiero agradecer a mi tutor la oportunidad de poder llevar a cabo este trabajo.

Índice

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Introducción	1
1.2. Motivación	5
1.3. Objetivos	6
1.3.1. Objetivo general.....	6
1.3.2. Objetivos específicos	6
1.4. Estado del Arte.....	6
1.4.1. Filtros Compline	6
1.4.2. Filtros interdigitados	7
1.4.3. Filtros mediante líneas paralelas acopladas, Harpin-Line, Patch y Ring.....	7
1.4.4. Resonadores mediante bloques y discos de cerámica.....	7
1.4.5. Diseños con Sustrato Suspendido Stripline (SSS).....	8
1.4.6. Filtros con guías de onda	8
1.4.7. Filtros de modo evanescente.....	8
1.4.8. Filtros mediante saltos de impedancia	9
 2. FILTROS DE MICROONDAS.....	 10
2.1. Introducción	10
2.2. Método de las pérdidas de inserción	10
2.2.1. Caracterización de las distintas respuestas	13
2.3. Proceso de diseño	16
2.3.1. Diseño del prototipo paso bajo	17
2.3.1.1. Prototipo paso bajo Butterworth.....	18
2.3.1.2. Prototipo paso bajo Chebyshev	18
2.3.1.3. Prototipo paso bajo Bessel.....	19
2.3.2. Escalado y conversión.....	20
2.3.3. Implementación.....	23
2.3.3.1. Transformación de Richards.....	24
2.3.3.2. Identidades de Kuroda	24

2.3.3.3. Inversores de immitancia	27
3. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROSTRIP	31
3.1. Líneas de transmisión Microstrip acopladas	35
3.2. Discontinuidades Microstrip.....	39
3.2.1. Cambios de anchura (Steps).....	40
3.2.2. Finales abiertos	41
3.2.3. Huecos (Gaps).....	41
3.2.4. Codos	41
4. COMPONENTES MICROSTRIP.....	44
4.1. Elementos concentrados	45
4.1.1. Condensador interdigital	46
4.2. Elementos distribuidos	46
4.2.1. Stub paralelo finalizado en circuito abierto	46
4.2.2. Stub paralelo finalizado en circuito cerrado	47
4.2.3. Resonador mediante línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ finalizada en circuito abierto	47
4.2.4. Resonador mediante línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ finalizada en circuito cerrado.....	47
4.2.5. Resonador mediante línea de transmisión de longitud $\lambda/2$	47
5. FILTRO PASO BAJO CON SALTOS DE IMPEDANCIA.....	47
6. FILTROS CON LÍNEAS ACOPLADAS	50
6.1. Diseño de filtros paso banda mediante líneas acopladas	55
7. DISEÑO DE FILTROS DE BANDA ELIMINADA	58
8. DISEÑOS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	61
8.1. Introducción	61
8.2. Sustrato y metalización	62
8.3. Filtro paso bajo	62
8.3.1. Filtro paso bajo implementado mediante saltos e impedancia.....	62

8.3.2. Filtro paso implementado mediante las identidades de Kuroda	79
8.4. Filtro paso banda	87
8.4.1. Filtro paso banda implementado mediante líneas acopladas	87
8.5. Filtro de banda eliminada	106
8.5.1. Filtro de banda eliminada mediante resonadores con forma de L	106
8.6. Filtro paso alto	117
8.6.1. Filtro paso alto implementado mediante condensadores Interdigitados	117
9. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	127
9.1. Conclusiones.....	127
9.2. Líneas futuras.....	127
BIBLIOGRAFÍA	129
ANEXOS	130
A1. CONCEPTOS BÁSICOS.....	131
A1.1. Redes bipuerto.....	131
A1.2. Parámetro de impedancia	131
A1.3. Parámetros ABCD	132
A1.4. Parámetros de scattering.....	133
A2. SOFTWARE	137
A2.1. Microwave Office®	137
A2.1.1. Optimizado en Microwave Office.....	138
A2.1.2. Herramienta TXLine	140
A2.2. Matlab	141

Índice de figuras

Figura 1. Máscara de atenuación paso bajo	11
Figura 2. Máscara de atenuación paso bajo	12
Figura 3. Máscara de atenuación paso banda	12
Figura 4. Mascara de atenuación banda eliminada.....	13
Figura 5. Respuestas Butterworth, Chebyshev y fase lineal para respuesta en amplitud paso bajo [2].....	15
Figura 6. Proceso de diseño de un filtro por el método de las pérdidas de inserción	16
Figura 7. Prototipo paso bajo normalizado. (a) Prototipo comenzado con un elemento paralelo. (b) Prototipo que comienza con un elemento serie [2].....	17
Figura 8. Escalado y conversión. (a) respuesta para prototipo paso bajo normalizado. (b) escalado de frecuencia para respuesta paso bajo. (c) transformación a respuesta paso alto	23
Figura 9. Resumen de transformaciones [2].....	23
Figura 10. Transformación de Richards. (a) De bobina a stub en corto circuito. (b) De condensador a stub en circuito abierto.....	25
Figura 11. Identidades de Kuroda [2].....	26
Figura 12. Circuitos equivalentes utilizando la primera identidad de Kuroda [2]	26
Figura 13. (a) Inversor de impedancia usado para convertir un condensador paralelo en un circuito equivalente con una bobina serie. (b) Inversor de admitancia usado para convertir una bobina serie en un circuito equivalente con un condensador paralelo [1].....	29
Figura 14. Inversores de immitancia de elementos concentrados	30
Figura 15. Inversores de immitancia constituidos por elementos concentrados y líneas de transmisión [1]	31
Figura 16. (a) Línea de transmisión Microstrip [1]. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético.....	32
Figura 17. Sección transversal de línea Microstrip acoplada	35
Figura 18. Modos cuasi-TEM de línea Microstrip acoplada: (a) modo par; (b) modo impar	36

Figura 19. Discontinuidades Microstrip; (a) step; (b) final abierto; (c) hueco; (d) codo [1]. 40

Figura 20. Elementos Microstrip. (a) Inductor a partir de tramo de línea de alta impedancia. (b) Condensador interdigital (c) Condensador paralelo mediante stub paralelo terminado en cortocircuito con $L < \lambda_g/4$. (d) Bobina paralelo implementada mediante stub paralelo terminado en cortocircuito con $L < \lambda_g/4$. (e) Resonador serie mediante línea de transmisión terminada en circuito abierto con $L = \lambda_{g0}/4$. (f) Resonador paralelo mediante línea de transmisión terminada en cortocircuito con $L = \lambda_{g0}/4$. (g) Resonador mediante línea de transmisión con $L = \lambda_{g0}/2$ [1]..... 45

Figura 21. Circuitos equivalentes para línea de transmisión de corta longitud. (a) Circuito equivalente en T para línea de transmisión con $\beta < \pi/2$. (b) Circuito equivalente para línea de transmisión con $\beta < \pi/4$ y Z_0 grande. (c) Circuito equivalente para línea de transmisión con $\beta < \pi/4$ y Z_0 pequeña [2]..... 49

Figura 22. Sección de línea acoplada. (a) Definición de tensiones y corrientes en puertos para sección de línea acoplada en paralelo. (b) Corriente para modos par e impar. (c) Línea acoplada paralelo bipuerto con respuesta paso banda..... 50

Figura 23. Circuito equivalente para la sección de línea acoplada mostrada en la figura 22(c) [2] 55

Figura 24. Desarrollo de circuitos equivalentes para filtro paso banda mediante líneas acopladas. (a) Layout de (N+1) secciones en cascada de líneas acopladas. (b) Uso del equivalente de una sección de línea acoplada con un inversor de admitancias con líneas de transmisión de longitud eléctrica θ . (c) Circuito equivalente para líneas de transmisión de longitud eléctrica 2θ . (d) Circuito equivalente de inversores de admitancias. (e) Uso de los resultados de (c) y (d) para el caso de N=2. (f) Circuito con elementos concentrados para un filtro paso banda para N=2 [2]..... 57

Figura 25. (a) Prototipo paso bajo iniciado con condensador paralelo [2]. (b) Transformación banda eliminada [5]. (c) Circuito banda eliminada con tramos de línea de longitud $\lambda/4$ [1] 59

Figura 26. Filtro banda eliminada de banda estrecha. (a) Acoplamiento eléctrico. (b) Acoplamiento magnético [1]. 61

Figura 27. Filtro paso bajo ideal implementado con elementos concentrados con respuesta Butterworth.	64
Figura 28. Respuesta en frecuencia para filtro paso bajo con respuesta Butterworth e implementado mediante elementos concentrados.	65
Figura 29. Filtro paso bajo con respuesta Butterworth e implementado mediante elementos distribuidos sin pérdidas	66
Figura 30 Respuesta en frecuencia paso bajo tipo Butterworth implementado mediante líneas sin pérdidas.....	66
Figura 31. Filtro paso bajo con respuesta Butterworth implementado mediante líneas Microstrip	68
Figura 32. Respuesta en frecuencia paso bajo con respuesta Butterworth implementado mediante líneas MicroStrip.....	68
Figura 33. Respuesta en frecuencia paso bajo para implementación en Microstrip, líneas ideales sin pérdidas y elementos concentrados para respuesta Butterworth.....	69
Figura 34. Layout filtro paso bajo con estructura saltos de impedancia con respuesta Butterworth	69
Figura 35. Filtro paso bajo ideal implementado mediante elementos concentrados con respuesta tipo Bessel.....	71
Figura 36. Respuesta en frecuencia para filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel implementado mediante elementos concentrados	72
Figura 37. Filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel e implementado mediante elementos distribuidos sin pérdidas	73
Figura 38. Respuesta en frecuencia paso bajo tipo Bessel implementado mediante líneas sin pérdidas	73
Figura 39. Filtro paso bajo con respuesta Bessel implementado mediante líneas Microstrip	74
Figura 40. Respuesta en frecuencia paso bajo con respuesta Bessel implementado mediante líneas Microstrip	75
Figura 41. Respuesta en frecuencia paso bajo para implementación en Microstrip, líneas ideales sin pérdidas y elementos concentrados para respuesta Butterworth.....	75
Figura 42. Retardo de grupo para filtro con respuesta tipo Bessel con elementos concentrados y líneas de transmisión ideales	76
Figura 43. Retardo de grupo para filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel y Butterworth	77
Figura 44. Layout filtro paso bajo con estructura saltos de impedancia con respuesta Bessel	77

Figura 45. Circuito equivalente al prototipo paso bajo de la figura 7(a) para $n=5$	78
Figura 46. Elementos unitarios añadidos al circuito de la figura 45	79
Figura 47. Primera identidad de Kuroda aplicada al circuito de la figura 46.....	80
Figura 48. Elementos unitarios añadidos al circuito de la figura 47	81
Figura 49. Circuito final equivalente al de la figura 7(a) para $n=5$ transformado utilizando las 2 primeras identidades de Kuroda	81
Figura 50. Filtro paso bajo con respuesta en frecuencia Butterworth implementado mediante las identidades de Kuroda con tramos de líneas ideales sin pérdidas	82
Figura 51. Respuesta en frecuencia paso bajo del filtro de la figura 50.....	83
Figura 52. Filtro paso bajo con respuesta Butterworth implementado mediante las identidades de Kuroda con sustrato MicroStrip.....	84
Figura 53. Respuesta en frecuencia paso bajo para filtro de la figura 52.....	84
Figura 54. Respuesta en frecuencia para los filtros paso bajo con respuesta Butterworth implementados con líneas ideales y con líneas con sustrato MicroStrip.....	85
Figura 55. Respuesta en frecuencia paso bajo tipo Butterworth para implementaciones mediante saltos de impedancia e identidades de Kuroda.....	86
Figura 56. Layout correspondiente al filtro paso bajo de la figura 52.	86
Figura 57. Filtro paso banda ideal implementado con elementos concentrados con respuesta tipo Chebyshev	89
Figura 58. Respuesta en frecuencia para filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev e implementado mediante elementos concentrados	89
Figura 59. Filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev implementado mediante líneas acopladas ideales de longitud $\lambda/4$	90
Figura 60. Respuesta en frecuencia paso banda tipo Chebyshev implementado mediante líneas acopladas ideales	91
Figura 61. Pareja de líneas acopladas para ajustar la longitud exacta con la resonancia	93
Figura 62. Modificación de la longitud de una línea acoplada mediante la herramienta Tune Tool.....	93
Figura 63. Primera y sexta sección de línea acoplada con sus dos tiras cargadas mediante dos resistencias de valor de sus impedancias características par.....	94
Figura 64. Primera y sexta sección de líneas acopladas con sustrato Microstrip con su dimensionado optimizado.....	95
Figura 65. Comprobación Zeven en las líneas acopladas 1-6 con sustrato Microstrip mediante TXLINE	96

Figura 66. Comprobación Zodd en las líneas acopladas 1-6 con sustrato Microstrip mediante TXLINE	96
Figura 67. Primera y sexta sección de líneas acopladas con sus dos tiras cargadas mediante dos resistencias de valor de sus impedancias características par.....	97
Figura 68. Segunda y quinta sección de líneas acopladas con sustrato Microstrip con su dimensionado optimizado	98
Figura 69. Comprobación Zeven en las líneas acopladas 2-5 con sustrato Microstrip mediante TXLINE	99
Figura 70. Comprobación Zodd en las líneas acopladas 2-5 con sustrato MicroStrip mediante TXLINE	99
Figura 71. Tercera y cuarta sección de líneas acopladas con sus dos tiras cargadas mediante dos resistencias de valor de sus impedancias características par	100
Figura 72. Tercera y cuarta sección de líneas acopladas con sustrato Microstrip con su dimensionado optimizado	100
Figura 73. Comprobación Zeven en las líneas acopladas 3-4 con sustrato Microstrip mediante TXLINE	101
Figura 74. Comprobación Zodd en las líneas acopladas 3-4 con sustrato Microstrip mediante TXLINE	101
Figura 75. Filtro paso banda mediante secciones de líneas acopladas de longitud $\lambda_0/4$ con sustrato Microstrip	102
Figura 76. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 75	103
Figura 77. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 75. Cambiado la longitud de la secciones de las líneas acoplada de 22.58 mm a 22.88 mm. para centrar la respuesta a la frecuencia de resonancia deseada.....	104
Figura 78. Respuesta en frecuencia optimizada del filtro de la figura 75	105
Figura 79. Layout para filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev implementado mediante secciones de líneas acopladas	106
Figura 80. Filtro banda eliminada con respuesta tipo Butterworth de 7º orden	108
Figura 81. Respuesta en frecuencia banda eliminada tipo Butterworth de 7º orden	109
Figura 82. Filtro banda eliminada con respuesta tipo Butterworth implementado con elementos distribuidos sin pérdidas formando resonadores en forma de L.....	110
Figura 83. Respuesta en frecuencia banda eliminada para el filtro de la figura 82.....	110
Figura 84. Espaciado entre líneas frente a los valores de reactancias normalizadas.....	112
Figura 85. Frecuencias de corte para los resonadores 1-7	113

Figura 86. Filtro banda eliminada con forma de L implementado con tramos de líneas Microstrip	114
Figura 87. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 82	114
Figura 88. Comparación de respuesta en frecuencia banda eliminada con y sin optimización	116
Figura 89. Layout de filtro banda eliminada optimizado	117
Figura 90. Filtro paso alto con respuesta tipo Chebyshev para $n=6$	119
Figura 91. Respuesta en frecuencia correspondiente al filtro de la figura 90	119
Figura 92. Transformador $\lambda/4$ ideal.....	120
Figura 93. Valor de la impedancia de entrada normalizada del circuito de la figura 92 mostrada en la carta de Smith.....	121
Figura 94. Transformador $\lambda/4$ con sustrato Microstrip	122
Figura 95. Valor de la impedancia de entrada normalizada del circuito de la figura 94 mostrada en la carta de Smith.....	122
Figura 96. Filtro paso alto con stubs ideales terminados en corto circuito y condensadores ideales	123
Figura 97. Respuesta en frecuencia paso alto con elementos concentrados y stubs finalizados en cortocircuito comparada con la de su circuito homólogo implementado mediante elementos concentrados	124
Figura 98. Filtro paso alto con respuesta tipo Chebyshev adaptado e implementado mediante condensadores interdigitales y stubs finalizados en corto circuito	125
Figura 99. Respuesta en frecuencia paso alto comparada con su homóloga implementada mediante elementos concentrados	125
Figura 100. Respuesta en frecuencia paso alto optimizada comparada con su homóloga implementada mediante elementos concentrados.....	126
Figura 101. Layout del filtro de la figura 94 con stubs modificados.....	126
Figura 102. Red bipuerto.....	131
Figura 103. Red bipuerto con detalle de $-I_2$	132
Figura 104. Red con un único puerto de acceso	134
Figura 105. Red bipuerto.....	136
Figura 106. Interfaz de usuario de Microwave Office.....	138
Figura 107. Imposición de objetivos en el proceso de optimizado	139
Figura 108. Selección de variables a optimizar.....	139
Figura 109. Interfaz de optimizado de Microwave Office	140

Figura 110. Interfaz de usuario de TXLine	141
---	-----

Índice de tablas

Tabla 1. Valores normalizados para filtro de fase lineal [1].	19
Tabla 2. Diez topologías canónicas de líneas acopladas	55
Tabla 3. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Butterworth con $n=5$, $LA_r=3\text{dB}$ y $LA_s=20\text{ dB}$	63
Tabla 4. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro paso bajo con repuesta Butterworth	63
Tabla 5. Longitudes eléctricas para filtro paso bajo con respuesta Butterworth e implementado con elementos distribuidos sin pérdidas	65
Tabla 6. Dimensiones físicas de los tramos de línea Microstrip de filtro paso bajo con respuesta Butterworth	67
Tabla 7. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Bessel con $n=3$, $LA_r=3\text{dB}$ y $LA_s=20\text{ dB}$	70
Tabla 8. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro paso bajo con repuesta tipo Bessel.....	70
Tabla 9. Longitudes eléctricas para filtro paso bajo con respuesta Bessel e implementado con elementos distribuidos sin pérdidas	72
Tabla 10. Dimensiones físicas de los tramos de línea Microstrip de filtro paso bajo con respuesta Bessel	74
Tabla 11. Valores de impedancias normalizadas del prototipo paso bajo de la figura 27(a) para $n=5$ transformado a stubs en serie y stub en paralelo mediante la transformación de Richards	79
Tabla 12. Valores de impedancias normalizadas de los elementos transformados del prototipo paso bajo de la figura 46 a su equivalente en el circuito de la figura 47 .	80
Tabla 13. Valores normalizados para los elementos del circuito de la figura 49.....	82
Tabla 14. Dimensionamiento físico de los tramos de línea del filtro de la figura 52.....	83
Tabla 15. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Chebyshev con $n=5$, $LA_r=0.1\text{dB}$ y $LA_s=25\text{ dB}$	88
Tabla 16. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro paso banda con repuesta Chebyshev.....	88

Tabla 17. Valores de impedancias par e impar para la líneas acopladas del filtro de la figura 59.....	90
Tabla 18. Valores de impedancias de entrada medidos en las líneas acopladas ideales y sus respectivos valores conseguidos para el dimensionamiento del sustrato Microstrip	102
Tabla 19. Dimensionamiento de las líneas con sustrato Microstrip, antes y después de la optimización	105
Tabla 20. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Butterworth para $n=7$, $LA_r=0.1\text{dB}$ y $LA_s=50\text{ dB}$	107
Tabla 21. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro banda eliminada con repuesta Butterworth.....	107
Tabla 22. Valores de las reactancias, frecuencias inferior y superior para cada ancho de banda de 3dB y gap para cada resonador del filtro banda eliminada diseñado con respuesta tipo Butterworth.....	1013
Tabla 23. Valores optimizados de gap correspondientes a cada resonador.....	116
Tabla 24. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Chebyshev con $n=6$, $LA_r=0.1\text{dB}$ y $LA_s=30\text{ dB}$	118
Tabla 25. Valores de elementos concentrados para diseño con respuesta en frecuencia paso alto con repuesta tipo Chebyshev	118
Tabla 26. Valores de los stubs del filtro de la figura 92.....	123

1. INTRODUCCIÓN.

1.1. Introducción.

La ingeniería de microondas es considerada a menudo como una disciplina madura, ya que los conceptos fundamentales fueron desarrollados hace más de 50 años, y probablemente porque el radar, la primera gran aplicación de la tecnología de microondas, se desarrolló intensamente en la Segunda Guerra Mundial. Sin embargo, en los últimos años se han realizado avances sustanciales y constantes en dispositivos de alta frecuencia, circuitos integrados de microondas y técnicas de diseño asistido por ordenador. Las aplicaciones cada vez más amplias de RF y la tecnología de microondas para comunicaciones inalámbricas, redes, detección y seguridad han mantenido este campo siempre activo. Los fundamentos de la teoría electromagnética moderna fueron formuladas en 1873 por James Clerk Maxwell, quien planteó la hipótesis, únicamente de consideraciones matemáticas, la propagación de ondas electromagnéticas y la idea de que la luz era una forma de onda electromagnética. La formulación de Maxwell fue lanzada en su forma moderna por Oliver Heaviside durante el período de 1885 a 1887. Heaviside fue un genio solitario, cuyos esfuerzos fueron eliminado muchas de las complejidades matemáticas de la teoría de Maxwell. Introdujo la notación vectorial, y proporcionó la base para las aplicaciones prácticas de las ondas guiadas y líneas de transmisión. Heinrich Hertz, un profesor alemán de física y un experimentador talentoso quien entendió la teoría publicada por Maxwell, llevado a cabo una serie de experimentos durante el período de 1887-1891, que validó la teoría de las ondas electromagnéticas de Maxwell. Todas las aplicaciones prácticas de la teoría electromagnética como pueden ser la radio, televisión, radar, teléfonos móviles y dispositivos inalámbricos de redes, deben su existencia a la obra teórica de Maxwell [2].

Debido a la falta de fuentes de tecnología de microondas confiables y otros componentes, el rápido crecimiento de la tecnología de radio en el año 1900 se produjo principalmente en el rango de HF-VHF. No fue sino hasta la década de 1940 y del desarrollo del radar durante la Segunda Guerra Mundial, que la teoría y la tecnología de microondas recibía un interés sustancial. En Estados Unidos, el laboratorio de radiación se estableció en el Instituto de Tecnología de Massachusetts para desarrollar la teoría y la práctica de radar. Un número de científicos de talento, se reunieron durante un período

muy intenso para el desarrollo del campo de las microondas. Este trabajo incluyó el tratamiento teórico y experimental de los componentes de guías de ondas, antenas de microondas y los comienzos de la teoría de redes de microondas. Muchos de estos investigadores fueron los físicos que regresaron a la investigación en el campo de la física después de la guerra.

Los sistemas de comunicación que utilizan la tecnología de microondas comenzaron a desarrollarse poco después del nacimiento del radar, beneficiándose en gran parte del trabajo que se hizo originalmente para los sistemas de radar. Las ventajas que ofrecen los sistemas de microondas, incluidos anchos de banda, han demostrado ser fundamentales para sistemas de comunicaciones, tanto terrestres como por satélite y han proporcionado un impulso para el desarrollo continuo de componentes de microondas miniaturizados de bajo coste .

En lo referente a filtros de microondas, los trabajos comenzaron antes de La Segunda Guerra Mundial, siendo publicado en 1937 un documento por W.P. Mason y R.A. Sykes. Los principales avances y aplicaciones, principalmente utilizando los parámetros imagen se hicieron en varios laboratorios en los Estados Unidos durante La Segunda Guerra Mundial, de 1941 a 1945 (por ejemplo, en el M.I.T. Laboratorio de Radiación, Laboratorio de investigación de Radio de Harvard, Laboratorios Bell, NRL, etc.). En el Laboratorio de Radiación se hizo mucho hincapié en los filtros de cavidad de guía de onda, mientras que en el Laboratorio de Investigación de Radio, el trabajo se centró en filtros coaxiales de banda ancha paso bajo, paso banda, y paso alto para aplicaciones ECM y también en filtros resonadores coaxiales sintonizables de banda estrecha para la búsqueda receptores. A pesar de que el trabajo presentado es de unos 65 años, este aún conserva un carácter moderno. Los científicos e ingenieros que trabajó en el Laboratorio de Radio y en los laboratorios, tanto en los EE.UU. como en el Reino Unido, eran considerados entre los mejores en el mundo, incluyendo por ejemplo bien conocido nombres como H.A Bethe, N. Marcuvitz, E.M. Purcell, y J. Schwinger. Parte de su trabajo en este momento está aún sin superar, especialmente en el área de la teoría de campos [7].

Para el caso de filtros de líneas acopladas en serie, la teoría Fano y Lawson estaba basada en un prototipo paso bajo, pero su implementación tan lejos de ser evidente, la cual requiere una difícil síntesis, añadiéndose el hándicap computacional de la época. El problema principal radicaba en la falta de fórmulas específicas hallar los valores del

prototipo paso bajo. Tales fórmulas, al menos para el caso de Chebyshev, no aparecieron hasta varios años más tarde. Poco tiempo después, apareció la primera teoría realmente integral, aportando las "piezas faltantes" de la teoría Fano y Lawson. Uno de los propósitos era el de extender las teorías de diseño de banda estrecha existentes, las cuales estaban disponibles solamente para el prototipo con respuesta Butterworth diseños, a los llamados filtros "generalizados" de microondas, que podrían ser diseñados para tener respuestas similares a la de Chebyshev, fueron desarrolladas fórmulas de hasta seis secciones. La primera reacción ante esta aparición fue incrédula, ya que no creía que se pudiese prever la respuesta de una cascada simétrica de líneas acoplas. Evidentemente, para la época fue un misterio el poder esclarecer la implementación de líneas acopladas en serie a partir de inversores de immitancias. Afortunadamente, este problema fue subsanado en su momento, mientras que la aplicación práctica de filtros mediante líneas acopladas mostró claramente su validez.

Por otra parte, aún no hemos hablado de uno de los desarrollos más importantes. La base de la teoría de moderna de circuitos mediante elementos distribuidos, fue desarrollada en 1948 por Paul I. Richards. Éste estableció una simple relación entre los elementos concentrados y distribuidos de un circuito, a través de la transformación $\omega = \tan(k\omega)$. En otras palabras, un inductor de reactancia ωL , sería transformado en un stub finalizado en cortocircuito de reactancia $L \tan(k\omega)$, con un resultado similar para condensadores. Para poder aplicar esta transformación, todas las longitudes eléctricas de los elementos distribuidos del circuito deberán ser $nk\omega$, para $n = 1, 2, \dots$.

Los filtros de líneas acopladas en serie tenían un excesiva longitud. Esta longitud fue reducida a partir de la instrucción de las secciones de líneas acopladas en paralelo. De esta forma se conseguía un acoplamiento mucho más fuerte que el anterior conseguido, por lo tanto los anchos de banda realizables podría ser mucho más grandes. Esta ventaja fue precursora de los filtros interdigitados. El motor principal de este desarrollo fue George Matthaei, quien publicó la teoría y las realizaciones prácticas de filtros interdigitados en el año 1962. La teoría de filtros interdigitados fue concebida a partir de la teoría de líneas acoplada en paralelo, al imaginar que los resonadores podrían ser doblados en dos, formando resonadores acoplados en paralelo que están en cortocircuito en un extremo y en circuito abierto en el otro. Las primeras ecuaciones fueron pensadas originalmente para dar una solución bastante aproximada, pero el posterior trabajo sobre la base de un análisis exacto de esta estructura mostró que los resultados de Matthaei eran muy precisos.

En cuanto a otros tipos de filtros, como los de banda eliminada, fueron descritos por Fano y Lawson. La teoría de este tipo de filtros era muy similar a la estudiada anteriormente, hoy en día, las técnicas utilizadas para este tipo de filtros sigue siendo prácticamente las mismas que a los de la de cada de los 40, salvo algunas mejoras como resultado del desarrollo del estudio de líneas acopladas en Japón.

Los filtros con respuesta paso bajo, tanto en guía de ondas como en cable coaxial son componentes muy importantes en los sistemas de microondas, siendo utilizados para rechazar armónicos no deseados en sistemas de baja y alta potencia. Un temprano desarrollo de esta teoría fue publicado por Matthaei, Young, y Jones. Sin embargo, esta teoría ha sido objeto de importantes mejoras desde 1964. La invención de los filtros paso bajo distribuidos tuvo lugar antes de La Segunda Mundial Guerra, y las técnicas de diseño que los describen son de aquella época, con algunas mejoras aplicadas. Estas son tediosas de aplicar, y pueden dar malos resultados, sobre todo cerca de la frecuencia de corte. Técnicas de diseño empíricos de esta naturaleza han sido (o deberían ser) descartados a favor de las técnicas de síntesis "casi exactas" para estructuras con elementos semi-agrupados y distribuidas. Aquí, es oportuno mencionar el grupo de Leeds, formado en la Universidad de Leeds, Inglaterra, en 1963 por Peter Clarricoats, al que pronto se unió J. O. Scanian, R. Levy, y algunos estudiantes de investigación de postgrado, incluyendo J.D. Rhodes, T.E. Rozzi, L. Lind, y L. Whiteley, que como resultado dio un período productivo en la teoría de redes distribuidas. Uno de los primeros desarrollos derivados de este grupo fue un diseño preciso para filtros paso bajo coaxiales. Basado en el prototipo de paso bajo multisección, la fricción de las capacitancias en la unión de las secciones de alta y de baja impedancia fue compensada exactamente a la frecuencia de corte del filtro. Esta teoría fue hecha obsoleta por la de elementos semi-concentrados y distribuidos, ya que esta tenía una banda de rechazo más amplia.

Podemos concluir diciendo que, la teoría y tecnologías utilizadas hoy en día para implementar filtros de microondas siguen siendo las mismas que las citadas anteriormente, las mejoras realizadas, básicamente se deben a la miniaturización de los mismos.

1.2 Motivación.

El margen de frecuencias en las que trabaja un sistema de comunicaciones va desde algunos Hz (Ondas Largas) hasta el infrarrojo cercano (Comunicaciones Ópticas), pasando por las bandas de VHF y UHF (desde decenas de MHz hasta los 900 MHz), y las bandas que hay comprendidas desde algunos GHz hasta decenas de GHz.

Las diferencias tecnológicas que aparecen en los sistemas de comunicaciones se deben, en mayor parte, a los márgenes de frecuencia de trabajo de los mismos. En el momento que se comienza a superar frecuencias de trabajo de decenas de MHz aparecen dificultades, como puede ser el análisis circuital a partir de este rango de frecuencias.

A partir de aquí se puede definir la banda microondas como aquellas bandas de frecuencias en las que las dimensiones de los circuitos y sus componentes o cualquier sistema implicado, son comparables a una fracción de la longitud de onda de la señal.

Como su nombre indica, las microondas se utilizan para describir ondas electromagnéticas con longitudes de onda que van desde 1 m a 1 mm, o de forma similar, un rango de frecuencias que cubre desde los 300 MHz hasta 300 GHz.

Se ha dicho anteriormente que al trabajar en el rango de frecuencias de microondas tenemos algunos problemas, entonces, por qué queremos o necesitamos trabajar con sistemas a frecuencias más elevadas. Aquí se citan varias razones para subir en frecuencia:

- El espectro electromagnético con el que trabajamos está prácticamente saturado, dado que hay innumerables servicios ocupando estas bandas más bajas.
- Obtención de un mayor ancho de banda (mayor capacidad para transmitir información).
- Las antenas tienen una mayor ganancia. La ganancia de una antena es proporcional al tamaño eléctrico de la misma.
- Se tiene mayor sección radar. Los blancos son más visibles para los radares cuanto mayor sección radar tengan. Esto permite que junto con la mayor ganancia de las antenas, la tecnología radar sea utilizada fundamentalmente a frecuencias de microondas.

La motivación para la elaboración de este trabajo sobre filtros con sustrato MicroStrip capaces de trabajar a frecuencias de microondas viene, en primer lugar con

objeto de ampliación de la asignatura de Fundamentos de Ingeniería de Microondas, por otra parte, dado que la mayoría de la innumerable cantidad de dispositivos que trabajan a estas frecuencias, necesitan filtrar diferentes señales, surge la necesidad del diseño de filtros para trabajar a estas frecuencias.

1.3 Objetivos.

1.3.1. Objetivos generales.

En este trabajo de fin de grado se pretende adquirir los conocimientos relativos a la teoría del diseño de filtros pasivos de microondas, para su posterior diseño y evaluación. Abordándose diferentes técnicas para su implementación mediante líneas de transmisión con sustrato Microstrip.

1.3.2. Objetivos específicos.

Diseñar filtros de Butterworth, Chebyshev y fase lineal con funciones de transferencia paso bajo, paso alto, paso banda y rechazo banda que permitan filtrar señales en la banda L (1 a 2 GHz).

1.4. Estado del Arte.

En esta sección se describen los principales tipos de filtros mediante elementos distribuidos empleados en la actualidad, donde se podrían utilizar los diversos tipos, y las principales fuentes de la información de diseño. Las categorías consideradas son filtros combline, interdigitados, paso banda y banda eliminada mediante líneas acopladas en paralelo, ring y patch, y filtros mediante saltos de impedancia. Entre los diferentes medios utilizados para la su implementación se incluyen, guías de onda, resonadores dieléctricos, líneas coaxiales, filtros de modo evanescente, y varios filtros con sustrato impreso como Microstrip, Stripline, y sustrato suspendido [6].

2.2.1. Filtros Comblin.

Este es el tipo más utilizados de filtros coaxiales, al menos, para las frecuencias inferiores a 10 GHz. Esta topología consiste en una serie de resonadores paralelo, los cuales están cortocircuitados en un extremo, mientras que los otros extremos están

finalizados mediante un condensador de carga. Los resonadores están orientados de manera que las partes finalizadas en cortocircuito están todos en un lado del filtro, y todos los condensadores están en el otro lado. Un inconveniente de estos filtros radica en la asimetría de las pérdidas de inserción, estando más afectado en baja frecuencia, especialmente para anchos de banda amplios.

2.2.2. Filtros interdigitados.

Esta topología consiste en la implementación de una serie de líneas paralelo acopladas de longitud $\lambda/4$, las cuales alternan con finales en cortocircuito y circuito abierto. Estos filtros se utilizan para la mayoría de aplicaciones con frecuencias superiores a 8 GHz, especialmente para grandes anchos de banda. Un filtro interdigitado ideal está caracterizado por tener una simetría perfecta, que puede una considerable ventaja en comparación con los filtros combline.

2.2.3. Filtros mediante líneas paralelas acopladas, Harpin-Line, Patch y Ring.

Estas topologías se realizan principalmente en Microstrip, siendo utilizado en algunas ocasiones sustrato Stripline para mayores frecuencias debido a una excesiva longitud, la cual impide su económica aplicación en situaciones de líneas aéreas de bajas pérdida. Para Microstrip, es necesario tener en cuenta la fase de las diferentes velocidades entre los modos par e impar de la línea acoplada. Con estas topologías se consiguen filtros paso banda y de banda eliminada. En este trabajo será implementado un filtro paso banda mediante líneas paralelas acopladas, por otra parte, para el filtro de banda eliminada diseñado en este trabajo también se utilizarán líneas acopladas pero con una topología diferente.

2.2.4. Resonadores mediante bloques y discos de cerámica.

Un avance muy importante en filtros de microondas tuvo lugar en 1984 fue el desarrollo de filtros con resonadores de cerámica, con los dos principales tipos:

- Resonador cerámico o mediante bloques.
- Filtros mediante resonadores dieléctricos con línea coaxial en modo TEM.

La teoría para el primer tipo se describió en realidad temprano, pero su aplicación se retrasó durante varios años debido a la falta de disponibilidad de un dieléctrico adecuado, el cual tuviese materiales con buena estabilidad a elevadas temperaturas. Los

filtros resonadores de cerámica del primer tipo tienen muy bajas pérdidas y consiguen una sustancial reducción en el tamaño de los filtros de guía de ondas convencionales.

Hay numerosas implementaciones de filtros para el segundo tipo. Las dos principales ventajas de estos filtros son su reducido tamaño, adecuado para su uso en teléfonos, y su bajo coste de producción. Estos consisten básicamente en cavidades coaxiales acopladas, ya sea a través de condensadores serie o por acoplamiento de campo magnético a través del dieléctrico. La teoría es generalmente similar a la de los filtros de líneas acopladas, tales como filtros combline en el caso de acoplamiento magnético.

2.2.5. Diseños con Sustrato Suspendido Stripline (SSS).

SSS fue descrito por primera vez por Rooney y Underkofler y ha demostrado ser esencial para el diseño de filtros de bajas pérdidas con gran ancho de banda y multiplexores. Es altamente adecuado para el diseño de filtros paso bajo y paso alto pseudo-elípticos. SSS también es utilizado en filtros micromecanizados, se utiliza en forma de una membrana muy delgada.

2.2.6. Filtros con guías de onda.

Un trabajo bien conocido aquí, es el realizado por Conh en 1957, el cual es adecuado para filtros de banda estrecha de guías de onda. Si se requieren filtros de ancho de banda más amplio, entonces, teorías más exactas deben ser empleadas por otros métodos. Un filtro paso alto en guía de onda, es generalmente diseñado como un filtro paso banda de banda ancha, donde la banda de detención superior está por encima la banda de trabajo deseada y, en cualquier caso, es a menudo casi inexistente.

Los filtros paso bajo mediante guías de onda son muy importantes, siendo utilizados para el rechazo de armónicos. Los filtros Waffle-iron, se utilizan a menudo y son adecuados para amplias bandas de paso. Cuando las bandas de paso son más estrechas, entonces se usan filtros de paso bajo corrugados, estos son generalmente preferidos porque tienen menores pérdidas, menor tamaño y una mayor capacidad de manipulación. Es importante optimizar la banda como ancha o estrecha en la guía de onda para dar un alto rechazo a los modos de orden superior en las bandas suprimidas.

2.2.7. Filtros de modo evanescente.

Estos filtros operan internamente en modos evanescentes. Lo que tiene ventajas de espacio debido a que el filtro de guía de onda, que por lo general forma la cubierta del

filtro, no necesita tener un tamaño elevado como para soportar la propagación del modo dominante. Típicamente, un filtro de modo evanescente consta de una guía de onda más pequeña que la guía de onda que suministra los puertos entrantes y salientes. Dispone de tuercas de ajuste que son distribuidas en intervalos a lo largo de la guía de onda dando lugar a capacitancias equivalentes en esos puntos. Estos capacitores resuenan con la guía de onda evanescente que le precede, de manera que se produce filtración.

2.2.8. Filtros mediante saltos de impedancia.

Una sencilla forma de implementar filtros paso bajo con elementos distribuidos es alternado secciones de muy alta impedancia, con secciones de muy baja impedancia. El inconveniente de este tipo de filtros, es que debido a las aproximaciones realizadas, sus propiedades no del todo buenas, pero dado su simplicidad, en particulares casos son utilizados, como por ejemplo cuando no se requiere un cambio abrupto en la respuesta en frecuencia. En este trabajo se ha implementado dicha topología.

2. FILTROS DE MICROONDAS.

2.1. Introducción.

Un filtro es un bipuerto usado para que se pueda tener control sobre la repuesta en frecuencia en un determinado punto de un sistema de comunicaciones, posibilitando dentro de la banda de paso la transmisión de una señal y mostrando atenuación en la banda eliminada del mismo.

El diseño de un filtro se puede llevar a cabo por varios métodos:

1. Estructuras periódicas: Muestran comportamientos paso bajo y son muy utilizados en el diseño de amplificadores de onda progresiva.
2. Método del parámetro imagen: Posibilita fijar la frecuencia de corte y las características de atenuación, pero no permite especificar la respuesta en frecuencia, con lo cual hay seguir un proceso iterativo para obtener la respuesta deseada.
3. Método de las pérdidas de inserción: Soluciona las limitaciones del anterior método.

Por su carácter más general, el método de las pérdidas de inserción será el único que se exponga en este trabajo.

2.3. Método de las pérdidas de inserción.

Un filtro ideal debe de tener las siguientes características:

- Banda de paso con pérdidas de inserción nulas.
- Banda eliminada con una atenuación infinita.
- Banda de paso con fase lineal.

Cuando se realiza un filtro real nunca cumplirá con estas características. El método de las pérdidas de inserción muestra una condición sistemática que otorga el control de todos los parámetros del filtro.

Las pérdidas de inserción de un bipuerto es la inversa de la ganancia de transmisión. Las pérdidas de inserción para el caso que haya adaptación entre la fuente, $Z_s = Z_0$, estando también presente la adaptación en la carga, $Z_L = Z_0$, vienen dadas por:

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en la fuente}}{\text{Potencia disponible en la carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{carga}} = \frac{1}{1-|\Gamma(\omega)|^2} \quad (15)$$

y son el inverso del parámetro recíproco de $|S_{12}|^2$, y en dB son, $L_A(dB) = -20\log|S_{21}|$.

Para que el filtro sea realizable, la ecuación (15) tiene que ser de la forma:

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (16)$$

donde M y N son polinomios reales en ω^2 [2].

Utilizando estas pérdidas de inserción, se pueden definir sin dificultad los cuatro tipos de respuestas de filtros más habituales:

Filtro paso bajo: Un filtro Paso Bajo consta de una banda de paso en el intervalo de frecuencia $[0, \omega_p]$ y una banda eliminada definida por el intervalo de frecuencias $[\omega_A, \infty]$ donde $\omega_A > \omega_p$. En la banda de paso no se puede superar una atenuación máxima, α_{MAX} y en la banda atenuada no debe haber una atenuación menor de α_{MIN} . En la figura 1 podemos ver la máscara de atenuación de un filtro paso bajo.

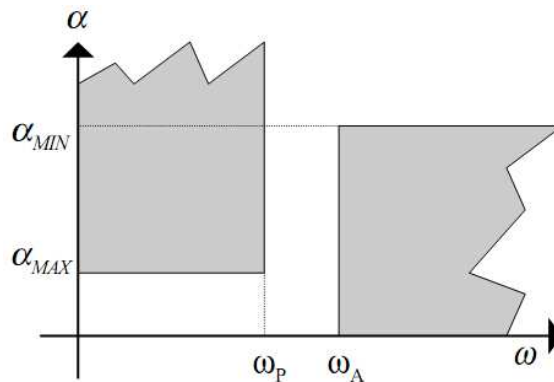


Figura 1. Máscara de atenuación paso bajo.

Filtro paso alto: Un filtro Paso Alto consta de una banda eliminada en el intervalo de frecuencia $[0, \omega_A]$ y una banda de paso definida por el intervalo de frecuencias $[\omega_P, \infty]$ donde $\omega_P > \omega_A$. En la banda de paso no se puede superar una atenuación máxima α_{MAX} y en la banda atenuada no debe haber una atenuación menor de α_{MIN} . En la figura 2 se muestra la máscara de atenuación de un filtro paso alto.

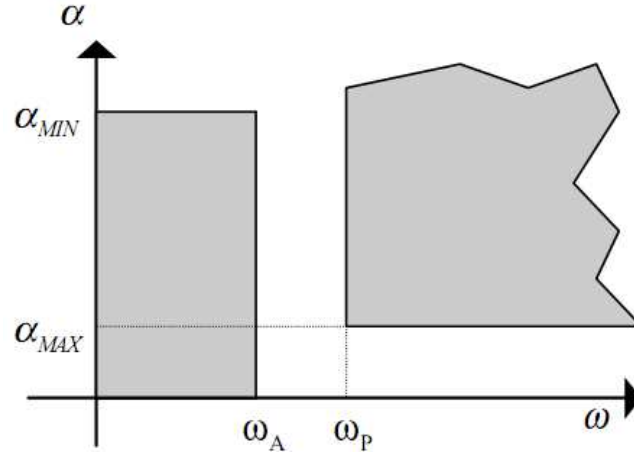


Figura 2. Máscara de atenuación paso alto.

Filtro paso banda: Un filtro Paso Banda consta de un banda de paso en el intervalo de frecuencias $[\omega_{-P}, \omega_{+P}]$ situada entre dos bandas eliminadas $[0, \omega_{-A}]$ y $[\omega_{+A}, \infty]$ donde $\omega_{-A} < \omega_{-P}$ y $\omega_{+A} < \omega_{+P}$. En la banda de paso no se puede superar una atenuación máxima α_{MAX} . En las dos bandas atenuadas la atenuación mínima α_{MIN} no tiene por qué ser igual. En la figura 3 se puede ver la máscara de atenuación de un filtro paso banda.

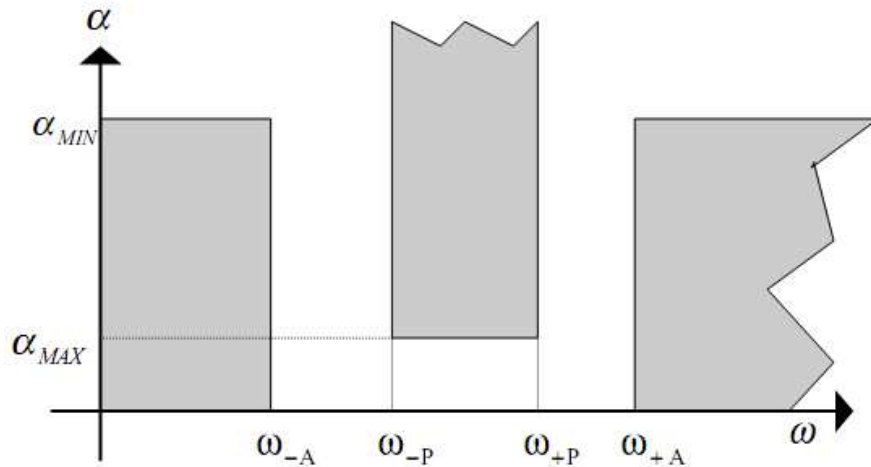


Figura 3. Máscara de atenuación paso banda.

Filtro banda eliminada: Un filtro Banda eliminada consta de una banda eliminada en el intervalo de frecuencias $[\omega_{-A}, \omega_{+A}]$ situada entre dos bandas de paso $[0, \omega_{-P}]$ y $[\omega_{+P}, \infty]$ donde $\omega_P < \omega_{-A}$ y $\omega_{+A} < \omega_{+P}$. En la figura 4 se muestra la máscara de atenuación de un filtro banda eliminada.

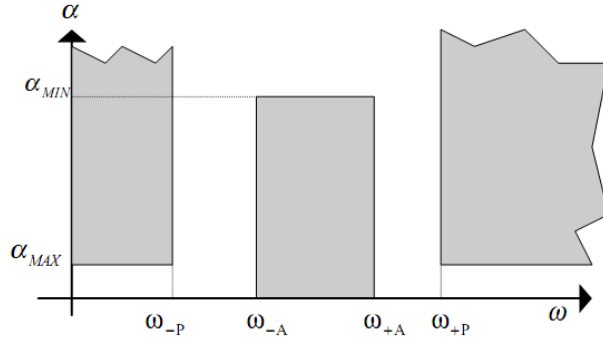


Figura 4. Máscara de atenuación banda eliminada.

2.3.1. Caracterización de las distintas respuestas.

Para realizar el diseño de filtros en el presente trabajo, se han estudiado tres tipos de respuesta: Butterworth (o maximalmente plana), Chebyshev (o equirrizada) y Bessel (o de fase lineal).

Respuesta Butterworth: Conocida también como maximalmente plana. Su ventaja radica en proporcionar una respuesta lo más plana posible dentro de la banda de paso. Para un filtro paso bajo las pérdidas de inserción en unidades naturales se consiguen escogiendo el polinomio N igual a la unidad y $M(\omega^2)$ igual a $k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}$, por lo tanto

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N} \quad (17)$$

donde N es el orden del filtro, y ω_c es la pulsación de corte. La banda de paso se prolonga desde $\omega = 0$ a $\omega = \omega_c$. El máximo valor de P_{LR} en la banda de paso es $1 + k^2$. Si elegimos $1 + k^2$ como el punto a -3dB, tenemos que $k = 1$. Para $\omega > \omega_c$ las pérdidas de inserción aumentan indefinidamente a una tasa que depende del exponente $2N$, el cual está relacionado con el número de secciones empleadas en el filtro. Para $\omega > \omega_c$, $P_{LR} =$

$k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}$, lo que demuestra que las pérdidas de inserción se incrementan con una tasa de $20N$ dB/década. Las primeras $(2N-1)$ derivadas de (17) son cero en $\omega = 0$, de ahí su nombre de respuesta máximamente plana [2].

Respuesta Chebyshev: Es obtenida a partir de un polinomio Chebyshev para especificar las pérdidas de inserción. Esta respuesta es óptima en el sentido que proporciona el corte más definido. Las pérdidas de inserción para este tipo de respuesta son

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (18)$$

donde $T_N\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$ es el polinomio Chebyshev de grado N , cuyo valor es

$$T_N\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \cos(N \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)) \quad (19)$$

con lo cual $T_N\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$ oscila entre ± 1 para $\left|\frac{\omega}{\omega_c}\right| \leq 1$ y se incrementa monótonamente para ω/ω_c superiores a la unidad. Las pérdidas de inserción oscilarán entre 1 y $1 + k^2$ en la banda de paso, igualarán a $1 + k^2$ en la frecuencia de corte, y se incrementarán monótonamente para $\omega > \omega_c$. Para ω/ω_c grande, $T_N(x) \approx \frac{1}{2}(2x)^N$ y las pérdidas de inserción se aproximan a

$$P_{LR} \approx \frac{k^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c}\right)^{2N} \quad (20)$$

y como se puede observar las pérdidas de inserción se incrementan con la misma proporción que en el caso anterior [2].

Respuesta Bessel: Para algunas aplicaciones es importante tener una respuesta en fase lo más lineal posible en la banda de paso para evitar la distorsión de la señal. Esta linealidad en la fase repercutirá de forma negativa con una atenuación menos selectiva. Se puede lograr una característica de retardo de grupo máximamente plano en la banda de paso con la siguiente respuesta en fase

$$\phi(\omega) = A\omega \left[1 + p \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right] \quad (21)$$

donde $\phi(\omega)$ es la fase de la función de transferencia del filtro y p una constante. El retardo de grupo para una respuesta de Bessel es [2].

$$\tau_d = -\frac{d\phi}{d\omega} = -A \left[1 + p(2N + 1) \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right] \quad (22)$$

En la figura 5 se puede observar las tres tipos respuestas diferentes en un filtro paso bajo.

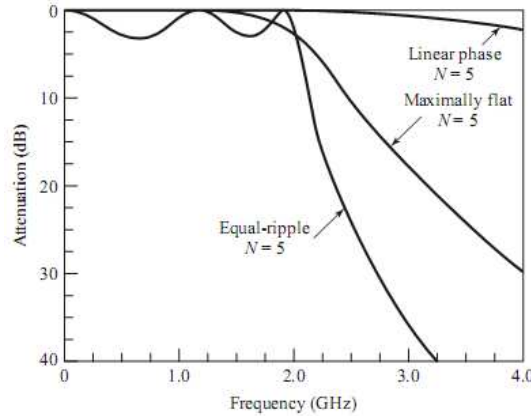


Figura 5. Respuestas Butterworth, Chebyshev y fase lineal para respuesta en amplitud paso bajo [2].

2.4. Proceso de diseño.

Por norma general en el proceso de diseño de un filtro, este siempre pasa por la transformación a un prototipo paso bajo. Las especificaciones del filtro tienen que ser normalizadas en términos de frecuencia e impedancias, siendo la impedancia normalizada de la fuente $R_0 = 1\Omega$ y la pulsación de corte $\omega_c = 1$. Una vez que se tiene el prototipo paso bajo deseado, se realiza un escalado a la impedancia y a la frecuencia requerida por el circuito [1]. Finalmente, los elementos concentrados son reemplazados por elementos distribuidos para su implementación en frecuencias de microondas. Este proceso de diseño se ilustra en la figura 6.

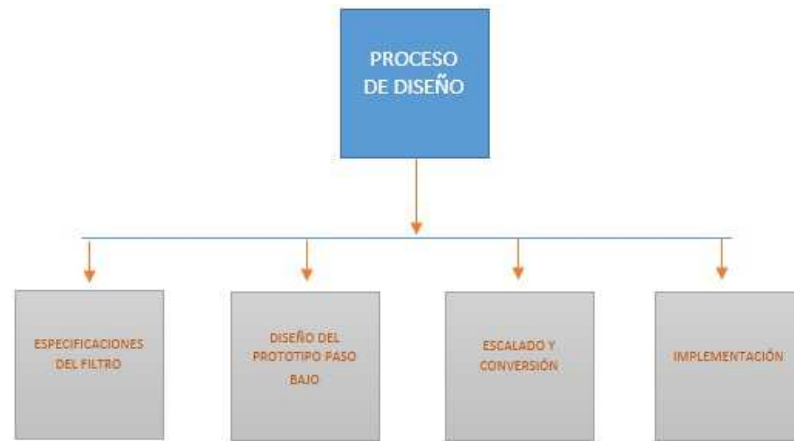


Figura 6. Proceso de diseño de un filtro por el método de las pérdidas de inserción.

2.4.1. Diseño del prototipo paso bajo.

El circuito de la Figura 7(a) es el dual del circuito de la Figura 7(b). Dichos circuitos pueden diseñarse para obtener idénticas pérdidas de inserción. Los valores de los elementos son denotados por g_k . Para un filtro de orden N (N elementos reactivos) los valores de los elementos son numerados desde g_0 impedancia del generador, a g_{N+1} , impedancia de carga. Los elementos alternan entre conexiones serie y paralelo. A continuación se define g_k :

$$g_0 = \begin{cases} \text{Resistencia del generador} \\ \text{Conductancia del generador} \end{cases}$$

$$g_{k(k=1 \text{ a } N)} = \begin{cases} \text{Inductancia para inductores serie} \\ \text{Capacitancia para capacitores paralelo} \end{cases}$$

$$g_{N+1} = \begin{cases} \text{Resistencia de carga si } g_N \text{ es un capacitor paralelo} \\ \text{Conductancia de carga si } g_N \text{ es un inductor serie} \end{cases}$$

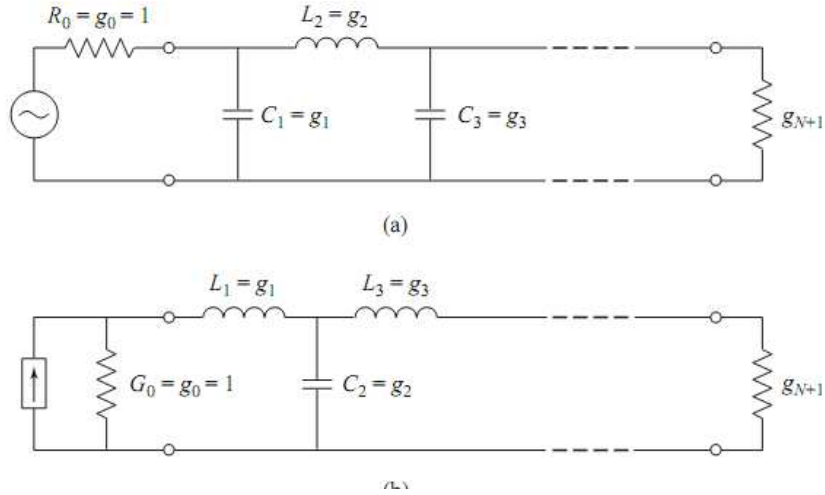


Figura 7. Prototipo paso bajo normalizado. (a) Prototipo que comienza con un elemento paralelo. (b) Prototipo que comienza con un elemento serie [2].

2.4.1.1. Prototipo paso bajo Butterworth.

Para este tipo de prototipo, con unas pérdidas de inserción en el rizado de $L_{Ar} = 3.01dB$ a $\omega_c = 1$, el valor de los elementos concentrados normalizados [1, cap. 3] es simétrico para n par e impar y viene dado por

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_i &= 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \text{ para } i = 1 \text{ a } n \\ g_{n+1} &= 1 \end{aligned} \tag{23}$$

el grado del prototipo paso bajo Butterworth para una especificación dada para una atenuación en la banda eliminada de $L_{As}(dB)$ a $\omega = \omega_s$ para $\omega_s > 1$ viene dado por

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1L_{As}-1})}{2\log\omega_s} \quad (24)$$

2.4.1.2. Prototipo paso bajo Chebyshev.

Para implementar este tipo de prototipo, con unas pérdidas de inserción en el rizado de $L_{Ar}(dB)$ a $\omega_c = 1$, el valor de los elementos concentrados normalizados es simétrico para n par [1] y viene dado por

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\ g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n \\ g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \end{aligned} \quad (25)$$

donde $\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.45}\right)\right]$ y $\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$

El grado del prototipo paso bajo Chebyshev [1] para una especificación dada para un rizado en la banda de paso de $L_{Ar}(dB)$ y una atenuación en la banda eliminada de $L_{As}(dB)$ a $\omega = \omega_s$ viene dado por

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \omega_s} \quad (26)$$

2.4.1.3. Prototipo paso bajo Bessel.

Este tipo de filtros tiene una respuesta de fase lineal, pueden ser diseñados mediante el mismo proceso que los anteriores, pero el proceso es algo más complicado ya que la fase de la función de transferencia no es tan fácil de expresar como la de su amplitud. Los valores de diseño para tales filtros se han derivado de [3], y son mostrados en la tabla 1 para los elementos reactivos normalizados de los circuitos de la figura 7, se dan estos valores para una impedancia de la fuente normalizada y frecuencia de corte $\omega_c = 1$. El retardo de grupo resultante normalizado en la banda de paso será $\tau_d = \frac{1}{\omega_c} = 1 \text{ seg.}$

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.5774	0.4226	1.0000								
3	1.2550	0.5528	0.1922	1.0000							
4	1.0598	0.5116	0.3181	0.1104	1.0000						
5	0.9303	0.4577	0.3312	0.2090	0.0718	1.0000					
6	0.8377	0.4116	0.3158	0.2364	0.1480	0.0505	1.0000				
7	0.7677	0.3744	0.2944	0.2378	0.1778	0.1104	0.0375	1.0000			
8	0.7125	0.3446	0.2735	0.2297	0.1867	0.1387	0.0855	0.0289	1.0000		
9	0.6678	0.3203	0.2547	0.2184	0.1859	0.1506	0.1111	0.0682	0.0230	1.0000	
10	0.6305	0.3002	0.2384	0.2066	0.1808	0.1539	0.1240	0.0911	0.0557	0.0187	1.0000

Tabla 1. Valores normalizados para filtro de fase lineal [1].

2.4.2. Escalado en frecuencia e impedancia y conversión.

En el diseño normalizado, la resistencia de fuente y carga tienen valor unidad (excepto para filtros Chebyshev con N par, que tienen resistencia de carga distinta de la unidad). Se puede obtener una resistencia de fuente y de valor R_0 multiplicando las impedancias del diseño normalizado por R_0 , sin que la respuesta de pérdidas de inserción cambie. A continuación se muestran las transformaciones en frecuencia [2] para los distintos tipos de filtros.

La **transformación paso bajo** se realiza a continuación

$$\omega' \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c} \quad (27)$$

para deshacer la transformación en frecuencia y desnormalizar los valores de los condensadores y bobinas para el caso paso bajo se procede como sigue

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \quad (28)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0 \omega_c} \quad (29)$$

$$R'_g = R_0 \quad (30)$$

$$R'_L = R_0 R_L \quad (31)$$

La **transformación paso alto** procede de forma similar a la anterior

$$\omega' \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega} \quad (32)$$

para deshacer la transformación en frecuencia y desnormalizar los valores de los condensadores y bobinas para el caso paso bajo se procede como sigue

$$C'_k = \frac{1}{R_0 \omega_c L_k} \quad (33)$$

$$L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k} \quad (34)$$

como se observa esta transformación convierte las bobinas en condensadores y viceversa.

La **transformación paso banda** se realiza de forma similar pero teniendo en cuenta más parametros

$$\omega' \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (35)$$

dónde

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (36)$$

y la frecuencia central del filtro se obtiene

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (37)$$

para esta transformación las bobinas se convierten en un circuito serie LC y sus valores desnormalizados son

$$L'_k = \frac{L_k R_0}{\Delta \omega_0} \quad (38)$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k R_0} \quad (39)$$

en cambio los condensadores son transformados a un circuito paralelo LC y sus valores desnormalizados son

$$L'_k = \frac{\Delta R_0}{\omega_0 C_k} \quad (40)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta\omega_0 R_0} \quad (41)$$

Para la **tranfomación banda eliminada** se realiza invirtiendo la anterior

$$\omega' \leftarrow -\Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1} \quad (42)$$

en esta transformación las bobinas son convertidas en un circuito paralelo LC y sus valores desnormalizados son

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} \quad (43)$$

$$C'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta L_k} \quad (44)$$

y los condensadores en esta transformación se transforman en un circuito serie LC con valores normalizados.

$$L'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta C_k} \quad (45)$$

$$C'_k = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} \quad (46)$$

En la figura 8 podemos observar este proceso para un filtro paso alto, la respuesta del prototipo paso bajo normalizado se ilustra en la figura 8(a), en la siguiente fase se escala a la frecuencia pasoa bajo, esta respuesta la podemos ver en la figura 8(b),y

finalmente se hace la transformación a respuesta paso alto, cuya respuesta se ilustra en la figura 8 (c).

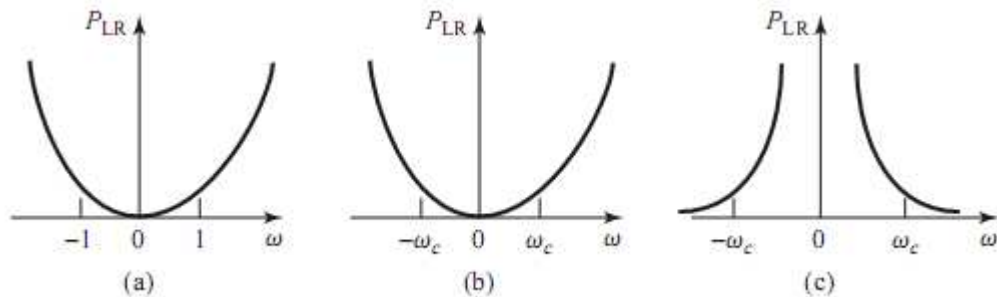


Figura 8. Escalado y conversión. (a) respuesta para prototipo paso bajo normalizado. (b) escalado de frecuencia para respuesta paso bajo. (c) transformación a respuesta paso alto.

Low-pass	High-pass	Bandpass	Bandstop

Figura 9. Resumen de Transformaciones [2].

En la figura 9 se puede ver un resumen de todas las transformaciones que se han abordado en este apartado.

2.4.3. Implementación.

El problema en la realización de filtros con elementos concentrados radica en que solo están disponibles en un número limitado de frecuencias, los parásitos son importantes

conforme crece la frecuencia, además las distancias y tamaños no son despreciables. Para solucionar estos problemas se hace uso de la transformación de Richards y las identidades de Kuroda [2].

2.4.3.1. Transformación de Richards.

La transformación

$$\Omega = \tan \beta l = \tan \left(\frac{\omega l}{v_p} \right) \quad (47)$$

translada el plano ω al plano Ω , y este se repite con periodo $\frac{\omega l}{v_p} = 2\pi$, con esta transformación, si reemplazamos la variable ω por Ω en la reactancia de una bobina esta queda como

$$jX_L = j\Omega_L = jL \tan \beta l \quad (48a)$$

y la susceptancia de un condensador como

$$jB_C = j\Omega C = jC \tan \beta l \quad (48b)$$

este resultado indica que una bobina puede ser reemplazado por un stub en cortocircuito de longitud eléctrica βl e impedancia característica L , mientras que un condensador puede ser reemplazado con un stub en circuito abierto de longitud eléctrica βl e impedancia característica $1/C$. Si asumimos impedancia unidad ya que el prototipo paso bajo la tiene y también sabemos que el prototipo paso bajo tiene frecuencia de corte unidad, para conseguir frecuencia unidad con la transformación realizada anteriormente

$$\Omega = 1 = \tan \beta l \quad (49)$$

la longitud del stub tiene que ser $l = \lambda/8$, donde λ es la longitud de onda de la línea a la frecuencia de corte, ω_c . A la frecuencia $\omega_0 = 2\omega_c$, la línea tendrá una longitud $\lambda/4$, para frecuencias lejanas a ω_c , la respuesta será diferente a la del prototipo diseñado, pero esta respuesta es periódica, repitiéndose cada $4\omega_c$. En la figura 10 podemos ver esta transformación.

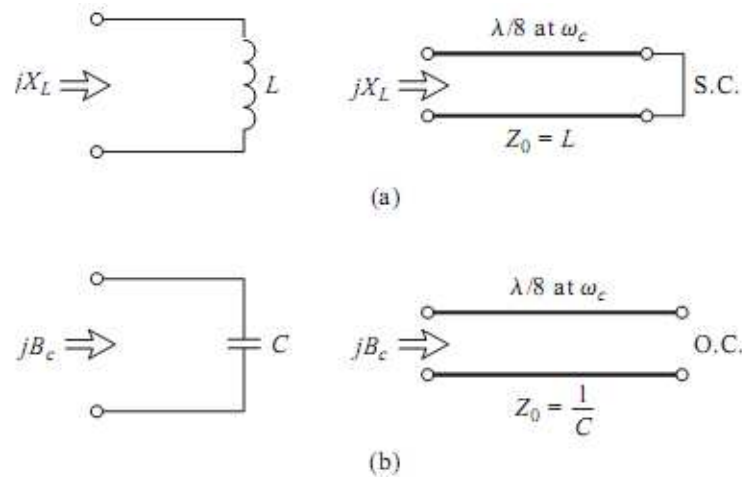


Figura 10. Transformación de Richards. (a) De bobina a stub en cortocircuito. (b) De condensador a stub en circuito abierto [2].

2.4.3.2. Identidades de Kuroda.

Los cuatro identidades de Kuroda utilizan secciones de línea de transmisión superfluas para lograr una implementación de filtros de microondas más práctica [2] para la realización de cualquiera de las siguientes operaciones:

- Separar físicamente stubs.
- Transformar stubs serie en paralelo y viceversa.
- Modificar impedancias difíciles de obtener.

Las líneas de transmisión adicionales son llamadas *elementos unitarios* y tienen una longitud $\lambda/8$ a ω_c , por lo tanto, los elementos unitarios están en consonancia con los stubs utilizados para implementar las bobinas y condensadores del prototipo diseñado.

Las 4 identidades de Kuroda son ilustradas en la figura 11, donde cada caja representa un elemento unitario, o línea de transmisión redundante, con la impedancia característica y longitud indicadas, las bobinas y condensadores son representados por stubs en cortocircuito y circuito abierto respectivamente.

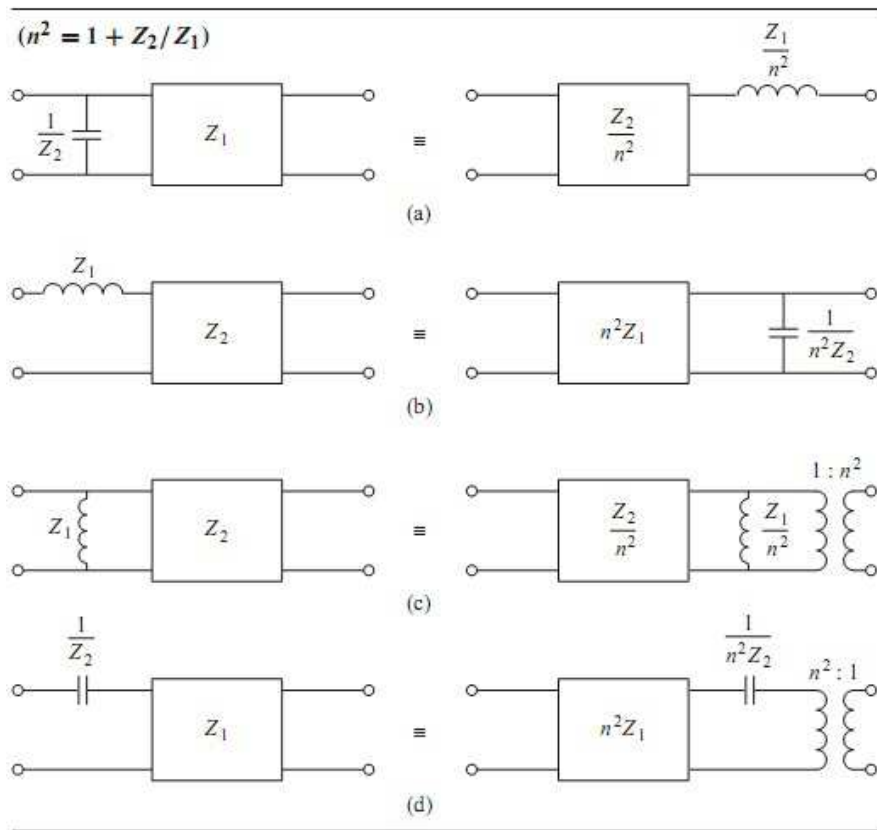


Figura 11. Identidades de Kuroda [2].

Como ejemplo se puede ver en la figura 12 circuitos equivalentes utilizando la identidad de Kuroda (a).

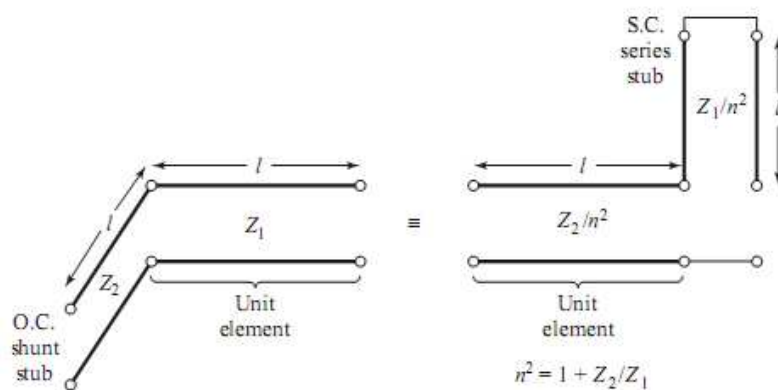


Figura 12. Circuitos equivalentes utilizando la primera identidad de Kuroda [2].

2.4.3.3. Inversores de immitancia.

Además de las identidades de Kuroda, hay otro elemento para simplificar el diseño de circuitos de microondas, se trata del inversor de impedancia (K) o admitancia (J). Dichos inversores son usados normalmente para filtros paso banda o de banda eliminada con anchos de banda estrechos (menores que 10%). La operación conceptual de los inversores de impedancia y admitancia es realizar la inversa de la impedancia o admitancia de carga [1], se pueden usar para transformar elementos conectados en serie a elementos conectados en paralelo o viceversa.

Un inversor ideal de impedancia es un bipuerto que tiene una propiedad única a todas las frecuencias, por ejemplo, si el bipuerto está terminado con una impedancia Z_L , la impedancia Z vista desde el otro puerto es

$$Z = \frac{K^2}{Z_L} = \frac{1}{Y} \quad (50)$$

donde K es real y corresponde a la impedancia característica del inversor. De esta forma si Z_L es inductiva/capacitiva, Z se convertirá en capacitiva/inductiva respectivamente, y por tanto el inversor provoca un desplazamiento en fase de $90 \pm$ grados o un múltiplo impar del mismo. La matriz de parámetros ABCD del inversor de impedancia ideal puede expresarse como

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (51)$$

Asimismo, un inversor ideal de admitancia es un bipuerto que tiene la propiedad a todas las frecuencias de que si una admitancia Y_L está conectada en uno de los puertos, la admitancia Y vista desde el otro puerto es

$$Y = \frac{J^2}{Y_L} = \frac{1}{Z} \quad (52)$$

donde J es real y está definida como la admitancia característica del inversor. De la misma forma, el inversor de admitancia tiene un desplazamiento de fase de ± 90 grados o un múltiplo impar del mismo y una matriz de parámetros ABCD expresada como

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (53)$$

Se puede demostrar que una bobina serie con un inversor en cada uno de sus extremos equivale a un condensador paralelo desde sus terminales externos como se ilustra la figura 13(a). Asimismo, un condensador paralelo con un inversor a cada lado es equivalente a una bobina serie como muestra la figura 13(b).

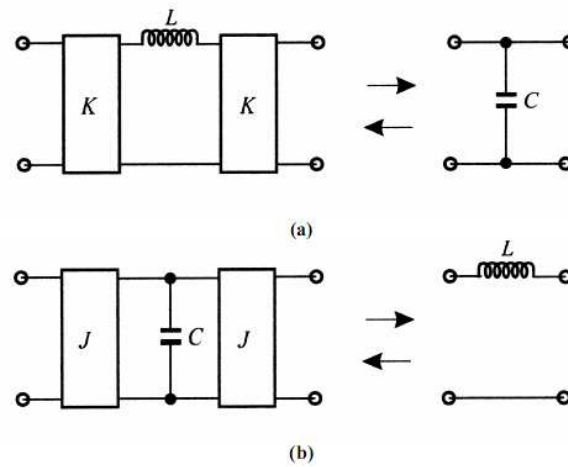


Figura 13. (a) Inversor de impedancia usado para convertir un condensador paralelo en un circuito equivalente con una bobina serie. (b) Inversor de admitancia usado para convertir una bobina serie en un circuito equivalente con un condensador paralelo [1].

La manera más sencilla de implementar uno de estos inversores es utilizando un transformador $\lambda/4$, que no es más que una línea de transmisión con dicha longitud y la impedancia/admitancia característica apropiada. Además de la línea $\lambda/4$, hay numerosos circuitos que funcionan también como inversores de immitancia, como es el caso de inversores implementados mediante elementos concentrados como los mostrados en la figura 14, donde (a) y (b) son de uso para inversores-K y (c) y (d) para inversores-J.

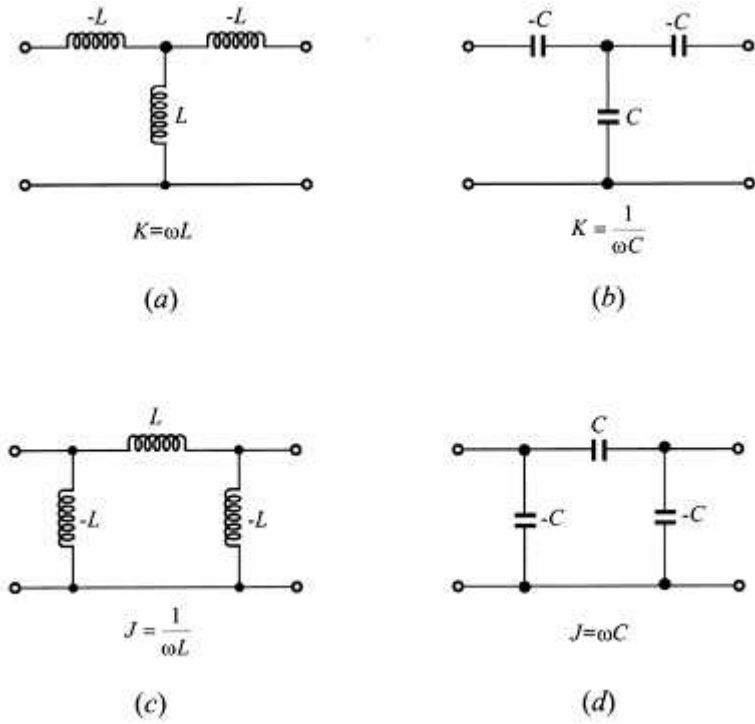


Figura 14. Inversores de immitancia de elementos concentrados [1].

Un práctico tipo de inversor de immitancia es un circuito en el que se utilizan simultáneamente elementos concentrados y elementos de línea de transmisión, como se ilustra en la figura 15, donde (a) y (b) son de uso para inversores K y (c) y (d) para inversores J, Z_0 e Y_0 son la impedancia y admitancia característica de la línea, y ϕ denota la longitud eléctrica total de la línea.

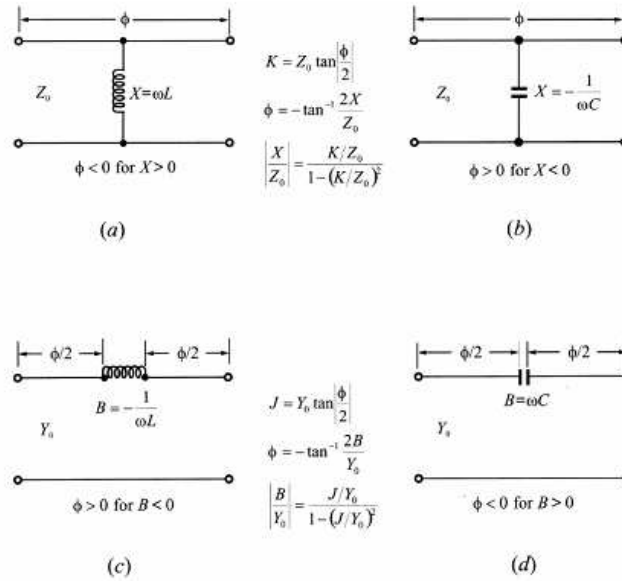


Figura 15. Inversores de immitancia constituidos por elementos concentrados y líneas de transmisión [1].

3. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROSTRIP.

Una línea de transmisión Microstrip es una de las líneas de transmisión planares más utilizadas, ya que se puede fabricar fácilmente mediante técnicas fotolitográficas. Este tipo de línea tiene un carácter abierto que facilita su integración con otros elementos pasivos y activos de microondas (condensadores, diodos, transistores). Por este motivo, este tipo de línea de transmisión es una de las más utilizadas para la realización práctica de circuitos, especialmente activos, de microondas [2].

Esta línea consta de una tira conductora, de anchura W y espesor t , situada sobre un sustrato de material dieléctrico de espesor h y constante dieléctrica relativa ϵ_r , que descansa en su cara inferior sobre un plano de masa. En las figuras 16(a) y 16(b) se muestra la geometría de una línea Microstrip y un boceto de las líneas de campo respectivamente.

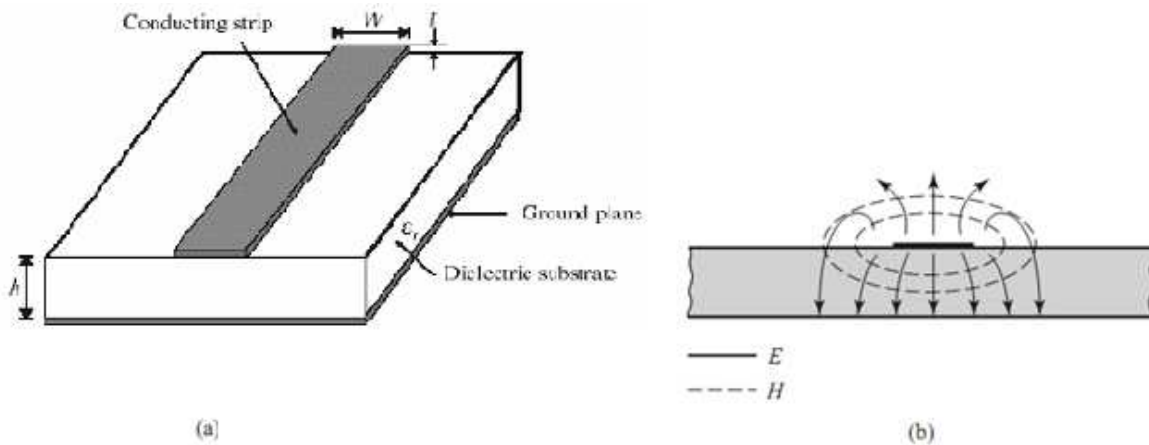


Figura 16. (a) Línea de transmisión Microstrip [1]. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético [2].

A diferencia de lo que ocurre con la línea Stripline, en el caso de la línea Microstrip todas las líneas de campo eléctrico no están contenidas en el sustrato dieléctrico (la región de aire que está por encima del sustrato contiene una pequeña porción de estas líneas). Este es el motivo por el cual el modo fundamental en una línea Microstrip no es una solución TEM pura, lo que hace que sea un análisis bastante riguroso y complicado para este tipo de líneas. Esto se debe a que una solución TEM pura tiene sólo componentes transversales, y su velocidad de propagación depende sólo de las propiedades del material, denominadas permitividad ϵ y permeabilidad μ . Sin embargo, al estar presentes los dos medios (el sustrato dieléctrico y el aire), las velocidades de propagación de la línea Microstrip dependerán no sólo de las propiedades del material, sino también de las dimensiones físicas de la línea Microstrip.

Cuando $h \ll \lambda$, condición que normalmente ocurre en la práctica, el modo fundamental de una línea Microstrip es una solución cuasi-TEM (denominada así por tratarse de una solución muy parecida al modo TEM). En el caso de utilizar un sustrato dieléctrico con alta permitividad, el campo se confina prácticamente en su totalidad entre el plano de masa y la tira conductora, y se puede asumir que el modo que se propaga es un modo cuasi-TEM. Por tanto, una buena aproximación para la velocidad de fase, la constante de propagación, y la impedancia característica, se puede obtener de soluciones estáticas o cuasi-estáticas. Entonces, la velocidad de fase y la constante de propagación se pueden expresar como

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (54)$$

$$\beta = K_0 \sqrt{\varepsilon_e} \quad (55)$$

donde ε_e es la constante dieléctrica efectiva de la línea Microstrip, la cual depende del espesor del sustrato, h , y de la anchura del conductor, W . Dado que algunas de las líneas de campo están en el aire y algunas están en el dieléctrico, la constante dieléctrica efectiva cumple la relación

$$1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r \quad (56)$$

En el caso de querer ser riguroso, la solución cuasi-TEM puede ser muy compleja. En cambio, si se hace uso de ciertas simplificaciones, se deducen las siguientes expresiones aproximadas [4] para caracterizar el comportamiento de una línea Microstrip, suponiendo que $t \rightarrow 0$:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (57)$$

$$Z_C = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & , \text{ para } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]} & , \text{ para } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (58)$$

Para una Z_C dada y una constante dieléctrica ε_r , el cociente W/h puede ser encontrado a partir de la siguiente expresión:

$$W/h = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{para } \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi i} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_R} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (59)$$

donde

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

$$B = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{\epsilon_R}}$$

Si se considera la línea Microstrip como una línea cuasi-TEM, la atenuación debida a la pérdida en el dieléctrico se puede ser encontrada por

$$\alpha_d = \frac{K_0 \epsilon_r (\epsilon_r - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_R} (\epsilon_R - 1)} \quad Np/m \quad (60)$$

donde $\tan \delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico. La atenuación debida a la pérdida del conductor viene dada aproximadamente por

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_c W} \quad Np/m \quad (61)$$

donde $R_s = \sqrt{\omega \mu / 2\sigma}$ es la resistividad de superficie del conductor y σ es la conductividad del metal de los conductores. Para la mayoría de los sustratos microstrip, las pérdidas del conductor son mucho más significativas que la pérdida del dieléctrico [2].

3.1. Líneas de transmisión MicroStrip acopladas.

Líneas de transmisión MicroStrip acopladas son ampliamente utilizadas para la implementación de filtros Microstrip. La figura 17 ilustra la sección transversal de un par de líneas de Microstrip acopladas, donde las dos líneas de transmisión Microstrip de anchura W tienen una separación s . Esta estructura de línea acoplada soporta dos modos de cuasi-TEM, es decir, el modo de par y el modo impar, como se muestra en la figura 18. Para la excitación modo par, las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud y tienen la misma dirección, resultando una pared magnética en la simetría del plano, el cual es mostrado en la figura 18(a). El modo impar es mostrado en la figura 18(b), donde las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud, pero opuestas en dirección, resultando una pared eléctrica en la simetría del plano. En general, estos dos modos serán excitados al mismo tiempo. Sin embargo, se propagan con diferentes velocidades de fase debido ya que no son modos TEM puros, lo que significa que experimentan diferentes permitividades. Por lo tanto, las líneas Microstrip acopladas se caracterizan por las impedancias características de los modos par e impar, así como de las constantes dieléctricas eficaces para los dos modos [1].

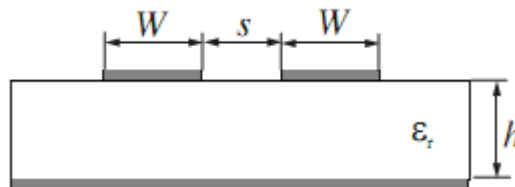


Figura 17. Sección transversal de línea Microstrip acoplada.

3.1.1. Capacitancias de los modos par e impar.

En una aproximación estática similar a la de una única línea Microstrip, las impedancias características par e impar y la constante dieléctrica de la línea Microstrip acoplada puede ser obtenida en términos de capacitancias del modo par e impar, denotadas como C_e y C_o respectivamente. Como ilustra la figura 18, las capacitancias del modo par e impar C_e y C_o pueden ser expresadas como

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \quad (62)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \quad (63)$$

En estas expresiones, C_p denota la capacitancia paralelo entre la tira y el plano de masa, y por consiguiente viene dado por

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_R W/h \quad (64)$$

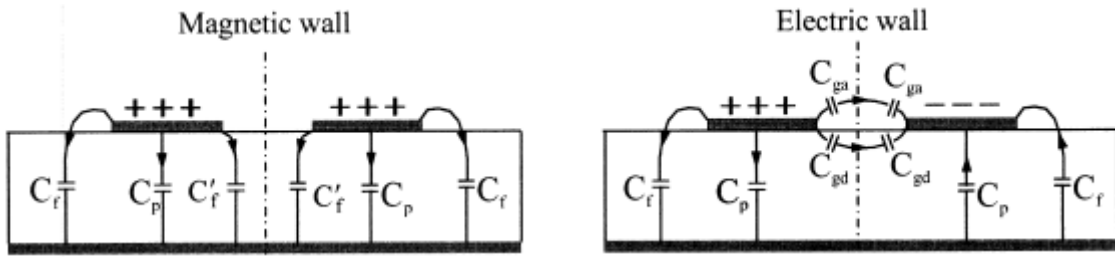


Figura 18. Modos cuasi-TEM de línea Microstrip acoplada: (a) modo par; (b) modo impar.

C_f es la capacitancia que se haya entre el borde de una línea Microstrip única y el plano de masa, la cual viene dada por

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_C} - C_p \quad (65)$$

El término C'_f denota la modificación de C_f por la presencia de otra línea Microstrip, esta capacitancia puede encontrada mediante la siguiente expresión

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (66)$$

donde

$$A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53W/h)]$$

Para el modo impar, las capacitancias C_{ga} y C_{gd} representan respectivamente, las capacitancias para la región de aire y de dieléctrico que hay entre el espacio acoplado de las dos tiras Microstrip. La capacitancia C_{gd} puede ser encontrada a partir de la geometría de una línea acoplada Stripline, con un espacio entre el plano de masa y la tira de $2h$. Una expresión para C_{gd} es

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_R}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left(\frac{0.02 \sqrt{\varepsilon_r}}{s/n} + 1 - \frac{1}{\varepsilon^2} \right) \quad (67)$$

La capacitancia C_{ga} puede ser obtenida como el cociente de dos funciones elípticas

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (68)$$

donde

$$k = \frac{\frac{s}{h}}{\frac{s}{h} + 2W/h}$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

y la relación entre las dos funciones elípticas viene dada por

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k}} \right) & \text{para } 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k}} \right)}, & \text{para } 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (69)$$

Las capacidades obtenidas mediante el uso de ecuaciones de diseño anteriormente se encuentran para tener una precisión de 3% en los rangos $0.2 \leq \frac{W}{h} \leq 2, 0.05 \leq s/h$ y $\epsilon_r \geq 1$.

3.1.2. Impedancia característica y constante dieléctrica efectiva de los modos par e impar.

Las impedancias características de los modos par e impar Z_{ce} y Z_{co} pueden ser obtenidas de las capacitancias mediante las siguientes expresiones

$$Z_{ce} = (c\sqrt{C_e^a C_e})^{-1} \quad (70)$$

$$Z_{co} = (c\sqrt{C_o^a C_o})^{-1} \quad (71)$$

donde C_e^a y C_o^a son las capacitancias de los modos par e impar para una línea Microstrip acoplada con aire como dieléctrico.

Las constantes efectivas del dieléctrico ϵ_{re}^e y ϵ_{re}^o para los modos par e impar respectivamente pueden ser obtenidas de C_e y C_o usando las siguientes relaciones

$$\epsilon_{re}^e = \frac{C_e}{C_e^a} \quad (72)$$

$$\epsilon_{re}^o = \frac{C_o}{C_o^a} \quad (73)$$

3.2. Discontinuidades Microstrip.

Las discontinuidades Microstrip comúnmente encontradas en filtros y acopladores, incluyen steps (cambios de anchura), líneas terminadas en abierto, codos, huecos (ausencia de contacto directo por metal en la línea en un pequeño tramo), y uniones en cruz. En la figura 19 se pueden observar algunas estructuras típicas y sus circuitos equivalentes. En general, estas discontinuidades tienen unos efectos que se pueden modelar de forma más precisa y tomarse en cuenta en el diseño de filtros mediante simulaciones electromagnéticas full-wave (EM). No obstante, las expresiones para los modelos circuitales de estas discontinuidades siguen siendo útiles para un diseño inicial del circuito. Estas expresiones se usan en muchos programas de análisis circuital. Hay numerosas expresiones para las discontinuidades microstrip, de las que se van a presentar algunas de las que vienen en [1].

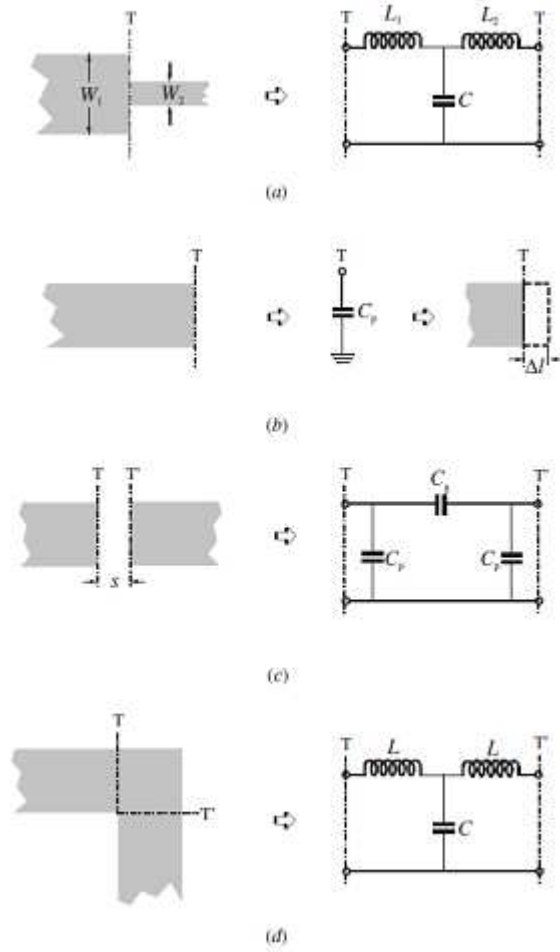


Figura 19 .Discontinuidades Microstrip; (a) step; (b) final abierto; (c) hueco; (d) codo [1].

3.2.1. Cambios de anchura (steps).

Para un step simétrico, la capacitancia y las inductancias del circuito equivalente indicado en la Figura 19(a) se pueden aproximar con la siguiente expresión

$$C = 0.000137h \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{re1} + 0.3}{\epsilon_{re1} - 0.258}\right) \left(\frac{\frac{W_1}{h} + 0.263}{\frac{W_1}{h} + 0.8}\right) (pF) \quad (74)$$

$$L_1 = \frac{L_{W1}}{L_{W1} + L_{W2}} L, \quad L_2 = \frac{L_{W2}}{L_{W1} + L_{W2}} L \quad (75)$$

donde

$$L_{Wi} = Z_{ci} \sqrt{\epsilon_{rei}} / c$$

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}} \right)^2 \quad (nH)$$

donde L_{Wi} para $i = 1, 2$ son las inductancias por unidad de longitud de la línea Microstrip, cuyas anchuras son W_1 y W_2 , respectivamente. Donde Z_{ci} y ϵ_{rei} representan la impedancia característica y la constante dieléctrica efectiva correspondientes con la anchura W_i , c es la velocidad de la luz en espacio libre, y h es el espesor del substrato en μm .

3.2.2. Finales abiertos.

Cuando una línea Microstrip con una anchura de W , finaliza en un abierto, los campos no se paran abruptamente, sino que se extienden un poco más. Este efecto se puede modelar con una capacitancia C_p en paralelo o con una línea de transmisión de longitud equivalente Δl , como se muestra en la figura 19(b). La relación entre los dos parámetros equivalentes puede ser obtenida utilizando la siguiente expresión

$$\Delta l = \frac{cZ_c C_p}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (76)$$

donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre. La siguiente expresión muestra la relación entre $\Delta l/h$

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (77)$$

donde

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{re}^{0.81} + 0.26 \left(\frac{W}{h} \right)^{0.8544} + 0.236}{\epsilon_{re}^{0.81} - 0.189 \left(\frac{W}{h} \right)^{0.8544} + 0.87}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.371}}{2.35\epsilon_r + 1}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} \left[0.084 \left(\frac{W}{h}\right)^{\frac{1.9413}{\epsilon_2}} \right]}{\epsilon_{re}^{0.9236}}$$

$$\xi_4 = 1 + 0.037 \tan^{-1} \left[0.067 \left(\frac{W}{h}\right)^{1.456} \right] \{6 - 5 \exp[0.036(1 - \epsilon_r)]\}$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5W/h)$$

La precisión de estas expresiones es del 7% para $0.5 \leq \frac{W}{h} \leq 2$ y $2.5 \leq \epsilon_r \leq 15$.

3.2.3. Huecos (Gaps).

Un hueco Microstrip puede ser modelado mediante un circuito equivalente, como se muestra en la Figura 19(c). C_p y C_s son las capacitancias paralelo y serie, las cuales se obtienen de las siguientes expresiones

$$C_p = 0.5C_e \tag{78}$$

$$C_g = 0.5C_o - 0.25C_e \tag{79}$$

donde

$$\frac{C_o}{W}(pF/m) = \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_o} \exp(k_o)$$

$$\frac{C_e}{W}(pF/m) = 12 \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_e} \exp(k_e)$$

con

$$m_o = \frac{W}{h} [0.619 \log(W/h) - 0.3853] \text{ para } 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0$$

$$k_o = 4.26 - 1.453 \log(W/h) \quad \text{para } 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0$$

$$m_e = 0.8675 \quad \text{para } 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 0.3$$

$$k_e = 2.043 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.12} \quad \text{para } 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 0.3$$

$$m_e = \frac{1.565}{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.16}} - 1 \quad \text{para } 0.3 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0$$

$$k_e = 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \quad \text{para } 0.3 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0$$

La precisión de estas expresiones es mejor del 0.2% para $0.01 \leq \frac{W}{h} \leq 100$ y $\varepsilon_r \leq 128$.

3.2.4. Codos.

Los codos de 90° de una línea Microstrip se pueden modelar mediante una red-T equivalente, como la mostrada en la figura 19(d). A continuación se muestran las expresiones para la determinación de la capacitancia y de la inductancia de la red-T equivalente

$$\frac{C}{W} (pF/m) = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12.5)W/h - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{W/h} & \text{para } W/h < 1 \\ (9.5\epsilon_r + 1.25)W/h + 5.2\epsilon_r + 7.0 & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (80)$$

$$\frac{L}{h} \left(\frac{nH}{m} \right) = 100 \{ 4\sqrt{W/h} - 4.21 \} \quad (81)$$

La precisión de estas expresiones, es del 5% para la capacitancia dentro de los rangos $2.5 \leq \epsilon_r \leq 15$ y $0.1 \leq W/h \leq 5$, para la inductancia la precisión es del 3% para $0.4 \leq W/h \leq 2$.

4. COMPONENTES MICROSTRIP.

Los componentes Microstrip, se encuentran a menudo en los diseños de filtros Microstrip, estos pueden incluir inductores y condensadores concentrados, elementos cuasi-concentrados (secciones de líneas cortas y stubs), y resonadores. En la mayoría de los casos, los resonadores son los elementos distribuidos de longitud $\lambda/2$ y $\lambda/4$. La elección de los componentes individuales puede depender principalmente de los tipos de filtros, las técnicas de fabricación, pérdidas aceptables o factor Q , el manejo de potencia, y la frecuencia de trabajo. En la figura 20 se ilustran algunos de estos elementos.

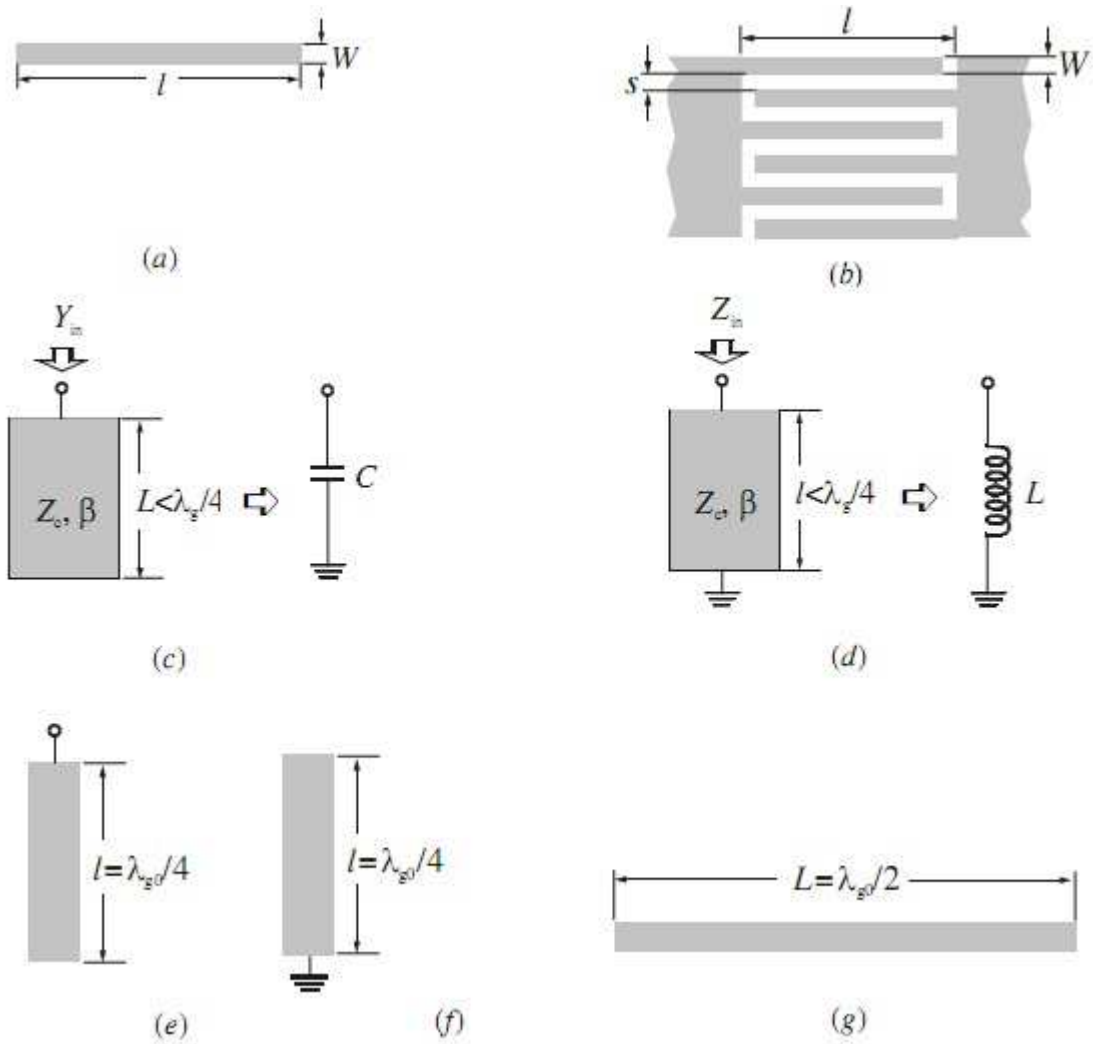


Figura 20. Elementos Microstrip. (a) Inductor a partir de tramo de línea de alta impedancia. (b) Condensador interdigital. (c) Condensador paralelo mediante stub paralelo terminado en circuito abierto con $L < \lambda_g/4$. (d) Bobina paralelo implementada mediante stub paralelo terminado en cortocircuito con $L < \lambda_g/4$. (e) Resonador serie mediante línea de transmisión terminada en circuito abierto con $L = \lambda_{g0}/4$. (f) Resonador paralelo mediante línea de transmisión terminada en cortocircuito con $L = \lambda_{g0}/4$. (g) Resonador mediante una línea de transmisión con $L = \lambda_{g0}/2$ [1].

4.1. Elementos concentrados.

Hay algunas configuraciones típicas de inductores y condensadores concentrados de microondas. Estos componentes pueden ser categorizados como los elementos cuyas dimensiones físicas son mucho más pequeñas que la longitud de onda de espacio libre a la frecuencia de trabajo. Por lo tanto, estos elementos poseen la ventaja de tener tamaño reducido y de bajo costo. Debido a una considerable reducción de tamaño, los elementos

concentrados son normalmente atractivos para la realización de circuitos integrados de microondas monolíticos (MMICs). Un tramo de línea de alta impedancia y sección recta, como el mostrado en la figura 20(a) es la forma más simple de conseguir inductor, que se utiliza para bajos valores de inductancia (típicamente de hasta 3 nH). El inductor en espiral (circular o rectangular) puede proporcionar valores de inductancia elevados, típicamente hasta 10 nH . Un condensador interdigitado, como el ilustrado en la figura 20(b), es adecuado para aplicaciones en las que se requieren bajos valores de capacitancia (menos de 1,0 pF). Hay que tener en cuenta que para el buen funcionamiento de estos elementos concentrados a frecuencias de microondas, la longitud total de la línea de un inductor concentrado o el tamaño total de un condensador agrupado en cualquier forma debe ser una pequeña fracción de una longitud de onda. Por desgracia, esta condición a menudo no se satisface [1].

4.1.1. Condensador interdigital.

Es posible diseñar fácilmente este tipo de condensador permitiendo que el ancho de sus agujas W sea igual al gap s , y suponiendo que el espesor del sustrato h es mucho mayor que el ancho de las agujas [1]. Una expresión muy simple para la estimación de la capacitancia del condensador interdigital es la siguiente

$$C(pF) = 3.93 \times 10^{-5} l (\epsilon_r + 1) [0.11(n - 3) + 0.252] \quad \text{para } l \text{ en } \mu m \quad (82)$$

donde n es el número de agujas y ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del sustrato.

4.2. Elementos distribuidos.

La realización de elementos concentrados tiene dificultad a las frecuencias de microondas, donde el tamaño físico del elemento empieza a ser una fracción considerable de la longitud de onda y ya no son despreciables los fenómenos de propagación dentro del elemento (a no ser que se haga extremadamente pequeño).

4.2.1. Stub paralelo finalizado en circuito abierto.

Este tramo de línea conectada en paralelo con $L < \lambda_g/4$ como la mostrada en la figura 20(c) es equivalente a un condensador paralelo.

4.2.2. Stub paralelo finalizado en circuito cerrado.

Este tramo de línea conectada en paralelo con $L < \lambda_g/4$ como la mostrada en la figura 20(d) es equivalente a una bobina paralelo.

4.2.3. Resonador mediante línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ finalizada en circuito abierto.

Una línea de transmisión se comportará como un circuito resonante serie cuando la longitud de la línea sea $\lambda_0/4$ o múltiplo impar de $\lambda_0/4$ [1]. En la figura 20(e) se muestra este tipo de resonador.

4.2.4. Resonador mediante línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ finalizada en circuito cerrado.

Una línea de transmisión se comportará como un circuito resonante paralelo cuando la longitud de la línea sea $\lambda_0/4$ o múltiplo impar de $\lambda_0/4$. En la figura 20(f) se muestra este tipo de resonador.

4.2.5. Resonador con línea de transmisión de longitud $\lambda/2$.

Un tramo de línea corto $\lambda_0/2$ puede ser modelo como un circuito equivalente en π compuesta por tres elementos resonantes. En la figura 20(g) se muestra este tipo de resonador.

5. FILTRO PASO BAJO CON SALTOS DE IMPEDANCIA.

Una sencilla manera de realizar filtros paso bajo con líneas de transmisión es alternar secciones de muy alta impedancia, Z_{0M} , con secciones de muy baja impedancia, Z_{0m} . Su respuesta no llega a ser del todo buena debido a las aproximaciones utilizadas, pero su simplicidad hace que sean utilizados sobre todo cuando no se requiere un cambio abrupto en la respuesta en frecuencia.

Tenemos que comenzar encontrando la matriz de impedancias [2] de una línea de transmisión de longitud l , impedancia Z_0 y constante de propagación β , la matriz viene dada por

$$[Z] = -j \frac{Z_0}{\sin \beta l} \begin{bmatrix} \cos \beta l & 1 \\ 1 & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (83)$$

Conocemos también la equivalencia entre una red con elementos concentrados en T y los valores de los elementos de la matriz de impedancia, resultando las impedancias serie de la red T

$$Z_s = Z_{11} - Z_{12} = jZ_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) \quad (84)$$

y la impedancia paralelo de la red T

$$Z_p = Z_{12} = -jZ_0 \frac{1}{\sin \beta l} \quad (85)$$

Sí $\beta l < \pi/2$, la impedancia serie tiene una reactancia positiva (inductancia), mientras que la impedancia paralelo tendría una reactancia negativa (capacitancia). De este modo tenemos que los valores del circuito equivalente a la red T serían

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) \quad (86)$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin \beta l = Y_0 \sin \beta l \quad (87)$$

Esta red puede tener dos situaciones extremas, la primera se da cuando tenemos una línea muy corta con $\beta l < \pi/4$ y la impedancia característica muy grande, $Z_0 = Z_{0M}$, en este primer caso se puede aproximar que

$$X \approx Z_{0M} \beta l \quad (88)$$

$$B \approx 0 \quad (89)$$

Por otra parte, tenemos otro caso extremo que sucederá cuando la impedancia característica sea muy pequeña, $Z_0 = Z_{0m}$, en este segundo caso se puede aproximar que

$$X \approx 0 \quad (90)$$

$$B \approx Y_0 \beta l \quad (91)$$

Combinando estas aproximaciones con las ecuaciones de escalado (28) y (29), tenemos que la longitud eléctrica para la inductancia es

$$\beta l = \frac{LR_0}{Z_{0M}} \quad (92)$$

y para la capacitancia es

$$\beta l = \frac{CZ_{0m}}{R_0} \quad (93)$$

donde R_0 la impedancia del filtro y L y C son los elementos normalizados g_k del prototipo paso bajo. En la figura 21 se pueden los circuitos equivalentes con las aproximaciones realizadas.

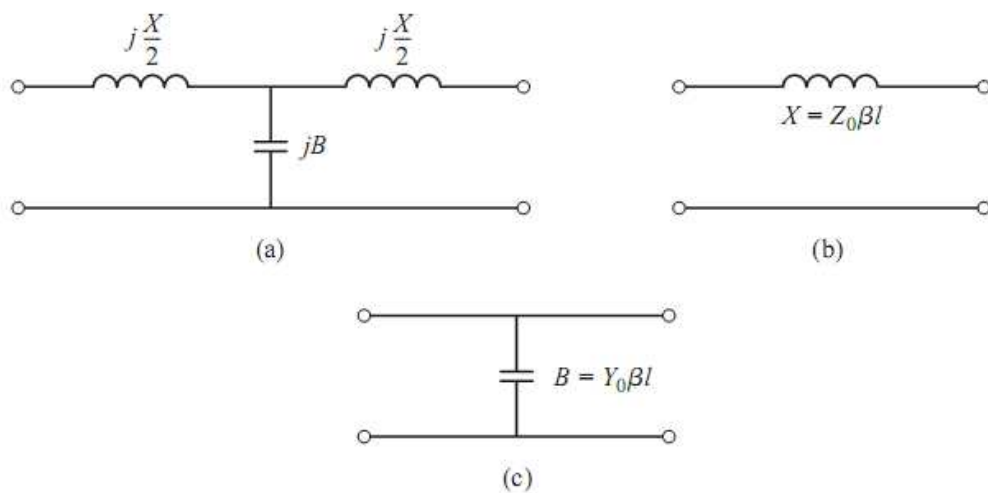


Figura 21. Circuitos equivalentes para línea de transmisión de corta longitud. (a) Circuito equivalente en T para línea de transmisión con $\beta < \pi/2$. (b) Circuito equivalente para línea de transmisión con $\beta < \pi/4$ y Z_0 grande. (c) Circuito equivalente para línea de transmisión con $\beta < \pi/4$ y Z_0 pequeña [2].

6. FILTROS CON LÍNEAS ACOPLADAS.

Una sección de línea acoplada en paralelo es la mostrada en la figura 22(a), con tensiones en sus puertos y corrientes definidas como muestra dicha figura. Considerando la superposición de los modos par e impar [2], como se muestra en la Figura 22(b), con lo cual, las corrientes i_1 e i_3 llevan a la línea al modo par, mientras que las corrientes i_2 e i_4 conducen a la línea al modo impar. Por superposición, vemos que las corrientes totales I_i en los puertos se pueden expresar en términos de corrientes par e impar como

$$I_1 = i_1 + i_2 \quad (94a)$$

$$I_2 = i_1 - i_2 \quad (94b)$$

$$I_3 = i_3 - i_4 \quad (94c)$$

$$I_4 = i_3 + i_4 \quad (94d)$$

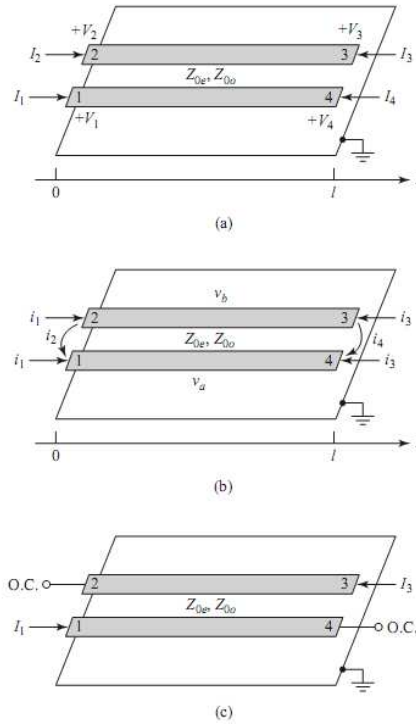


Figura 22. Sección de línea acoplada. (a) Definición de tensiones y corrientes en puertos para sección de línea acoplada en paralelo. (b) Corrientes para modos par e impar. (c) Línea acoplada paralelo bipuerto con respuesta paso banda.

Primero consideramos que la línea debido a la corriente i_1 , es conducida al modo par. Si los otros puertos están en circuito abierto, la impedancia vista por los puertos 1 y 2 es

$$Z_{in}^e = -jZ_{0e} \cot \beta l \quad (95)$$

El voltaje en cada conductor puede ser expresado como

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = V_e^+ [e^{-j\beta(z-l)} + e^{j\beta(z-l)}] = 2V_e^+ \cos \beta(l-z) \quad (96)$$

por lo tanto el voltaje en el puerto 1 y 2 es

$$v_a^1(0) = v_b^1(0) = 2V_e^+ \cos \beta l = i_1 Z_{in}^e$$

Este resultado y (95) pueden ser usados para reescribir (96) en función de i_1 como

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta(l-z)}{\sin \beta l} i_1 \quad (97)$$

De forma similar, los voltajes debidos a la corriente i_3 que conducen la línea al modo par son

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta l} i_3 \quad (98)$$

Ahora se considera que la línea es conducida al modo impar por la corriente i_2 . Si los otros puertos están en cortocircuito, la impedancia vista por los puertos 1 y 2 es

$$Z_{in}^o = -jZ_0 \cot \beta l \quad (99)$$

El voltaje en cada conductor puede ser expresado como

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = V_o^+ [e^{-j\beta(z-l)} + e^{j\beta(z-l)}] = 2V_o^+ \cos\beta(l-z) \quad (100)$$

Entonces el voltaje en los puertos 1 y 2 es

$$v_a^2(0) = -v_b^2(0) = 2V_o^+ \cos\beta l = i_2 Z_{in}^o$$

Este resultado puede ser expresado en reescribiendo (100) en función de i_2 como

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos\beta(l-z)}{\sin\beta l} i_2 \quad (101)$$

De forma similar, los voltajes debidos a la corriente i_4 que conducen la línea al modo impar son

$$v_a^4(z) = v_b^4(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos\beta z}{\sin\beta l} i_4 \quad (102)$$

El voltaje total en el puerto 1 es

$$V_1 = v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0) = -j(Z_{0e}i_1 + Z_{0o}i_2)\cot\theta - j(Z_{0e}i_3 + Z_{0o}i_4)\csc\theta \quad (73)$$

Para este resultado han sido utilizadas las ecuaciones (97), (98), (100) y (101) donde $\theta = \beta l$. Ahora, si resolvemos (94) para i_j en función de I_5

$$i_1 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (103a)$$

$$i_2 = \frac{1}{2}(I_1 - I_2) \quad (103b)$$

$$i_3 = \frac{1}{2}(I_3 - I_4) \quad (103c)$$

$$i_4 = \frac{1}{2}(I_3 + I_4) \quad (103d)$$

Y sustituyendo este resultado en (102)

$$V_1 = -\frac{j}{2}(Z_{0e}I_1 + Z_{0e}I_2 + Z_{0o}I_1 - Z_{0o}I_2)\cot\theta - \frac{j}{2}(Z_{0e}I_3 + Z_{0e}I_4 + Z_{0o}I_4 - Z_{0o}I_3)\csc\theta \quad (104)$$

Con este resultado se consiguen los elementos de la primera fila de la matriz $[Z]$ que describe una sección de línea acoplada. Por simetría se consiguen todos los demás elementos de esta matriz

$$Z_{11} = Z_{12} = Z_{33} = Z_{44} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\cot\theta \quad (105a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\cot\theta \quad (105b)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\csc\theta \quad (105c)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\csc\theta \quad (105d)$$

Una red de dos puertos se puede formar a partir de una sección de línea acoplada terminando en circuito abierto o circuito cerrado dos de sus cuatro puertos. Por tanto, hay diez combinaciones posibles, que son ilustradas en la tabla 2. Los distintos circuitos tendrán respuestas en frecuencia diferentes: paso bajo, paso banda, banda eliminada [2]. Para filtros paso banda nos interesa el caso en que dos de los cuatro puertos se dejan en circuito abierto, ya que éstos son más fáciles de implementar que los cortocircuitos a masa, que conllevarían la utilización de vías en tecnología Microstrip. Por tanto, si se deja en abierto los puertos 2 y 4 como se observa a partir de la figura 22(c), $I_2 = I_4 = 0$, por lo tanto, las ecuaciones de los parámetros Z se reducirán a

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{13}I_3 \quad (106a)$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3 \quad (106b)$$

Podemos analizar las características del filtro calculando la impedancia imagen y la constante de propagación de estos circuitos. De [2, cap.8. tabla 8.1] la impedancia imagen en función de parámetros Z es

$$Z_i = \sqrt{Z_{11}^2 - \frac{Z_{11}Z_{13}^2}{Z_{33}}} = \frac{1}{2} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 \csc^2 \theta - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cot^2 \theta} \quad (107)$$

Cuando la sección de línea acoplada es de longitud $\lambda/4$, la impedancia imagen se reduce a

$$Z_i = \frac{1}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \quad (108)$$

la cual es real y positiva desde $Z_{0e} > Z_{0o}$. Aunque, cuando $\theta \rightarrow 0$ o a π , $Z_i \rightarrow \pm j\infty$, indicando la banda de parada. La frecuencia de corte se puede obtener de (107) como

$$\cos \theta_1 = -\cos \theta_2 = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (109)$$

La constante de propagación puede ser también obtenida a partir de [2, cap.8 tabla 8.1] como

$$\cos \beta = \sqrt{\frac{Z_{11}Z_{33}}{Z_{13}^2}} = \frac{Z_{11}}{Z_{13}} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta \quad (110)$$

la cual muestra que β es real para $\theta_1 < \theta_2 = \pi - \theta_1$, donde $\cos \theta_1 = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$

Circuit	Image Impedance	Response
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \cos \theta}{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 \cos^2 \theta - (Z_{0e} + Z_{0o})^2}}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	Low-pass
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \sin \theta}{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}$	Bandpass
	$Z_{i1} = \frac{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{2 \sin \theta}$	Bandpass
	$Z_{i1} = \frac{\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{(Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	Bandpass
	$Z_{i1} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2}$	All pass
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$	All pass
	$Z_{i1} = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$	All pass
	$Z_{i1} = -j \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \cot \theta$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	All stop
	$Z_{i1} = j \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \tan \theta$	All stop
	$Z_{i1} = -j \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \cot \theta$	All stop

Tabla 2. Diez topologías canónicas de líneas acopladas.

6.1. Diseño de filtros paso banda mediante líneas acopladas.

Filtros paso banda de banda estrecha pueden ser realizados con secciones de líneas acopladas de longitud eléctrica $\theta = \pi/2$ en cascada [2] del mismo tipo que la mostrada en la figura 22c, la sección de línea acoplada de esta figura tiene su circuito equivalente, el cual es ilustrado en la figura 23.

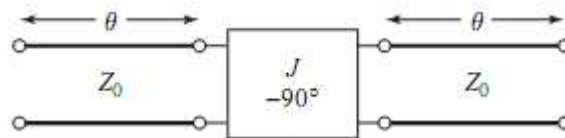


Figura 23. Circuito equivalente para la sección de línea acoplada mostrada en la figura 22(c) [2].

La impedancia imagen del inversor de admitancias de la figura 23 para $\theta = \pi/2$ es

$$Z_i = JZ_0^2 \quad (111)$$

De [2] se obtiene la ecuación

$$\cos\beta = A = \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}\right) \sin\theta \cos\theta \quad (112)$$

Igualando las ecuaciones de la impedancia imagen de (108) y (109), y las constantes de propagación de (110) y (112) para $\theta = \pi/2$ se tiene que las impedancias de la línea para el modo par e impar son

$$Z_{0e} = Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (113a)$$

$$Z_{0o} = Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (113b)$$

Una vez conocida dicha equivalencia, se considera un filtro compuesto de una cascada de $N+1$ secciones de líneas acopladas como se observa en la figura 24(a). Las secciones están numeradas de izquierda a derecha, pero se puede invertir el filtro sin que ello afecte a la respuesta. Puesto que cada línea acoplada tiene su circuito equivalente de la forma mostrada en la figura 24(b) y entre cada dos inversores consecutivos se tiene una sección de línea de transmisión de longitud eléctrica 2θ . Esta línea de transmisión tiene una longitud aproximadamente $\lambda/2$ cerca de la región de la banda de paso del filtro, con lo cual tiene un circuito equivalente aproximado que consiste en un resonador LC paralelo como el mostrado en la figura 24(c). Las líneas de longitud θ en cualquiera de las dos terminaciones del filtro están adaptadas a Z_0 , y pueden ser ignoradas. Los inversores de los extremos, J_1 y J_{N+1} , pueden ser representados cada uno por un transformador seguido de una sección de línea $\lambda/4$ como se muestra en la figura 24(d). La matriz de parámetros $ABCD$ de un transformador en cascada con una línea $\lambda/4$, comparada con la matriz de parámetros $ABCD$ de un inversor de admitancias muestra que la línea $\lambda/4$ solo produce un desplazamiento de fase, con lo cual puede ser ignorada. Aplicando lo anterior para los

inversores de los extremos del filtro y aplicando también el equivalente entre la una línea $\lambda/2$ y un resonador LC paralelo, el circuito de la figura 24(b) puede ser transformado en el circuito de la figura 24(e), el cual se muestra para el caso de $N = 2$. También sabemos que un inversor de admitancias transforma un resonador LC paralelo en un resonador LC serie. El circuito equivalente de esta transformación es mostrado en la figura 24(e). Esto va a permitir que las constantes, J_n , del inversor de admitancia sean determinadas por los valores de los elementos del prototipo paso bajo.

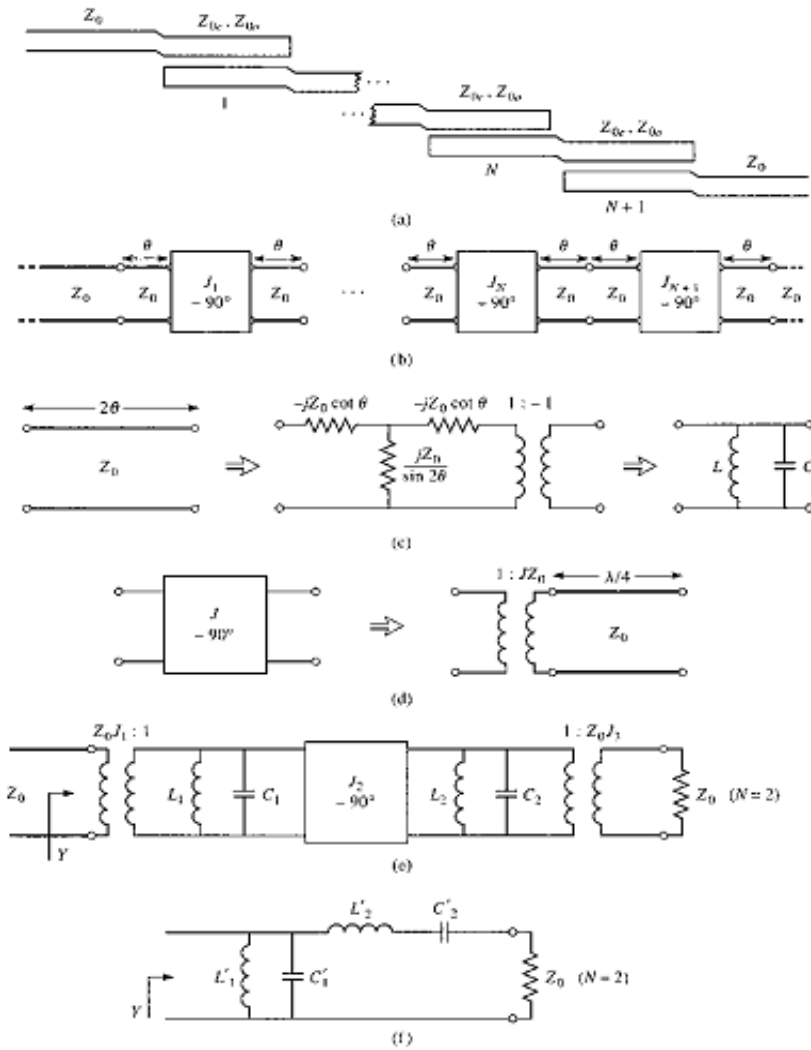


Figura 24. Desarrollo de circuitos equivalentes para filtro paso banda mediante líneas acopladas. (a) Layout de $(N+1)$ secciones en cascada de líneas acopladas. (b) Uso del equivalente de una sección de línea acoplada con un inversor de admitancias con líneas de transmisión de longitud eléctrica θ . (c) Circuito equivalente para líneas de transmisión de longitud eléctrica 2θ . (d) Circuito equivalente de inversores de admitancias. (e) Uso de los resultados de (c) y (d) para el caso de $N=2$. (f) Circuito con elementos concentrados para un filtro paso banda para $N=2$ [2].

Las admitancias de entrada de los circuitos de las figuras 24€ y 24(f) son idénticas [2] si se cumple que

$$\frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = \sqrt{\frac{C'_1}{L_1}} \quad (114a)$$

$$\frac{J_1^2 Z_0^2}{J_2^2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \sqrt{\frac{L'_2}{C'_2}} \quad (114b)$$

$$\frac{J_1^2 Z_0^3 J_3^2}{J_2^2} = Z_0 \quad (114c)$$

L'_n y C'_n son determinados por los valores de los elementos concentrados del prototipo paso bajo que han sido escalados en impedancia y frecuencia, que realizando la transformación a filtro paso banda, los resultados de L'_n y C'_n pueden hacer que la ecuación (114) pueda ser resuelta para las constantes del inversor con los siguientes resultados

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \quad (115a)$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}} \quad \text{para } n = 2, 3, \dots, N. \quad (115b)$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}} \quad (115c)$$

Con éste resultado resulta sencillo calcular las impedancias características del modo par e impar haciendo uso de la ecuación (113).

7. DISEÑO DE FILTROS DE BANDA ELIMINADA.

Para la realización de un filtro de banda eliminada con un ancho de banda estrecho, se partirá del prototipo paso bajo como el mostrado en la figura 25(a), y se realiza una transformación a la frecuencia del prototipo paso bajo como se ilustra en la figura 25(b), mediante la ecuación (42). Una vez que tenemos el circuito transformado, será conveniente

con vistas a una más sencilla posterior implementación en línea Microstrip, dejar este circuito solo con elementos conectados en paralelo o solo con elementos conectados en serie [5], en este trabajo se realizará su posterior diseño con elementos en paralelo, con lo cual será explicado en el apartado correspondiente a su implementación, siendo el modelo de elementos conectados en serie muy similar. Para realizar este diseño utilizaremos inversores de impedancias, implementados como líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$, dicho circuito equivalente es mostrado en la figura 25(c), donde Z_U es la impedancia característica de los inversores de impedancia y todos los términos C_i y L_i son los componentes definidos a partir de los términos del prototipo paso bajo.

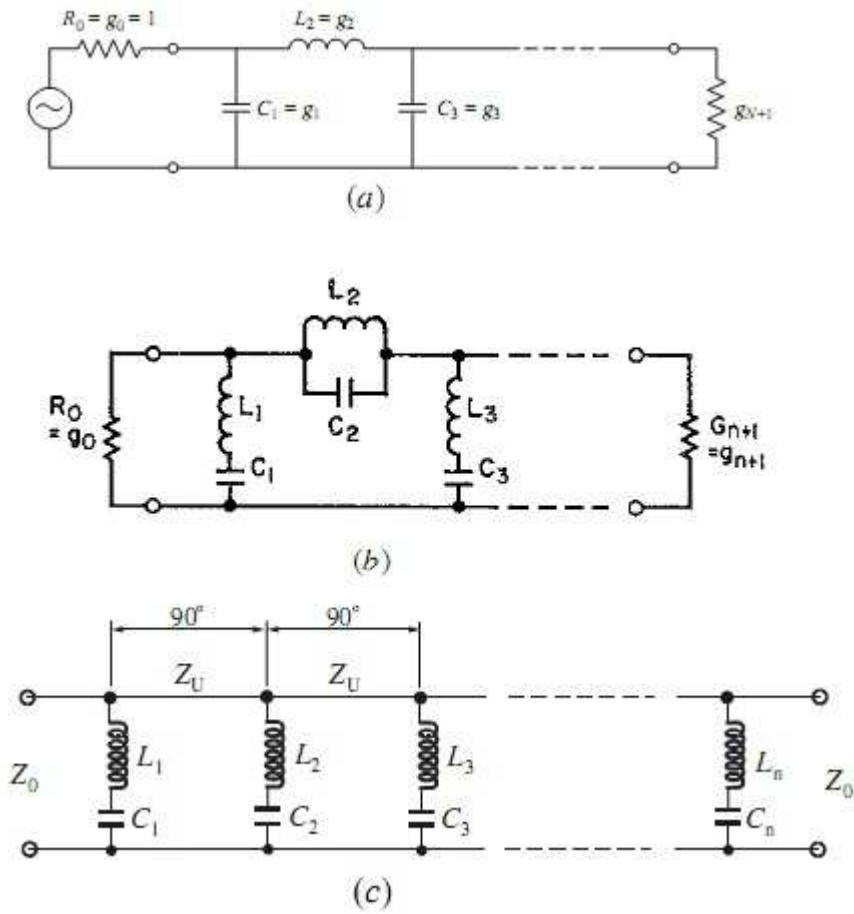


Figura 25. (a) Prototipo paso bajo iniciado con condensador paralelo [2]. (b) Transformación banda eliminada [5]. (c) Circuito banda eliminada con tramos de línea de longitud $\lambda/4$ [1].

Para el caso del circuito 25(c) tenemos las siguientes ecuaciones

$$\left(\frac{Z_U}{Z_0}\right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}} \quad (116)$$

$$x_i = \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} = Z_0 \left(\frac{Z_U}{Z_0}\right)^2 \frac{g_0}{g_i \Delta} \quad \text{para } i = 1 \text{ a } n \quad (117)$$

donde x_i son las de reactancias [1] de los resonadores paralelo del circuito 25(c).

En el caso de respuestas de tipo Chebyshev con n par, el prototipo paso bajo no es simétrico, y la forma más sencilla de obtener un filtro de banda eliminada es establecer todas la impedancias características de las líneas $\lambda/4$ iguales a Z_U , las cuales dejan de ser iguales a Z_0 [5], lo cual se consigue mediante la ecuación (116).

Los resonadores se realizaran mediante stubs que no están en contacto directo con la línea principal, estos gaps (separaciones), representan la capacitancia del circuito resonante y los stubs representan las inductancias. Estas bobinas se pueden conseguir con un stub finalizado en cortocircuito con una longitud un poco menor de $\lambda/4$, en caso de que se quiera hacer con un stub en circuito abierto, este tendrá un longitud un poco menor de $\lambda/2$. En la figura 26 se puede apreciar dos ejemplos de esta topología de filtros de banda eliminada, en la figura 26(a), la línea de transmisión está acoplada eléctricamente al resonador, mientras que en la figura 26(b), el acoplamiento es magnético [1].

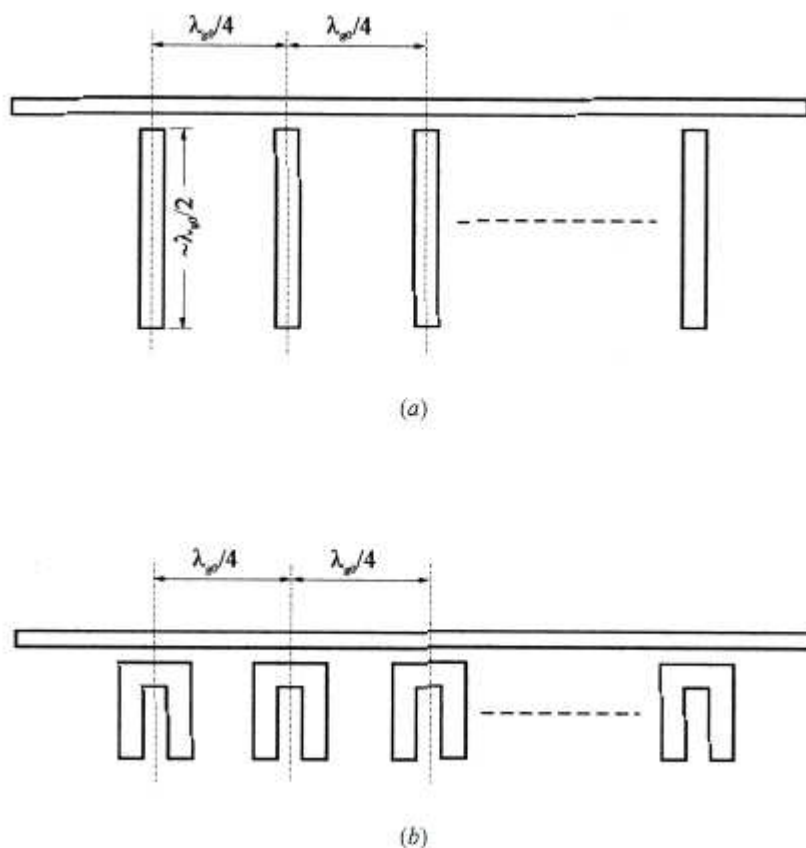


Figura 26. Filtro banda eliminada de banda estrecha. (a) Acoplamiento eléctrico. (b) Acoplamiento magnético [1].

8. DISEÑOS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.

8.1. Introducción.

Con la finalidad de alcanzar los objetivos de este trabajo, en la parte práctica, se han diseñado cuatro tipos de filtros con diferentes respuestas: paso bajo (Butterworth, Bessel), paso banda (Chebyshev), banda eliminada (Butterworth) y paso alto (Chebyshev). Estos filtros han sido realizados con las topologías de implementación detalladas a lo largo de esta memoria. En este sentido y dada la variedad de filtros expuestos en este trabajo, pueden quedar cubiertos prácticamente cualquier tipo de filtro requerido para un posterior diseño, siendo bastante factible su diseño; y con los materiales adecuados su implementación.

Para calcular los valores necesarios del prototipo paso bajo y el filtro ideal, se ha desarrollado una toolbox con el software Matlab R2012a, con la intención de automatizar todo el proceso. El cálculo de las dimensiones físicas de los elementos distribuidos se ha

llevado a cabo mediante la herramienta TXLine que incorpora el software Microwave Office, y en este último es donde son implementados los filtros diseñados.

8.2. Sustrato y metalización.

El sustrato utilizado en todos los diseños es un laminado de fibra de vidrio RF4. Las placas de fibra de vidrio son las más utilizadas, puesto que ofrecen buena resistencia mecánica y aislamiento, y son relativamente económicas. No obstante, este tipo de sustrato no trabaja muy bien a alta frecuencia. Por este motivo, en una implementación real con este sustrato se obtendrían unas pérdidas de inserción en la banda de paso relativamente altas. La metalización utilizada ha sido el cobre con un espesor de 35 μm .

Las especificaciones del sustrato RF4 son:

- Constante dieléctrica (ϵ_r): 4.5.
- Espesor del dieléctrico (h): 1.575 mm.
- Tangente de pérdidas: 0.02

8.3. Filtro paso bajo.

Este primer diseño ha sido abordado con dos tipos diferentes de implementaciones, con el objeto de que se puedan apreciar sus ventajas, inconvenientes y diferencias. Las implementaciones realizadas son: saltos de impedancia y las identidades de Kuroda. Este filtro puede ser utilizado en una cabecera de RTV para eliminar la banda de FI.

8.3.1. Filtro paso bajo implementado mediante saltos de impedancia.

Especificaciones del diseño:

- Tipo de filtro: Paso bajo.
- Tipo de respuesta: Butterworth, Bessel.
- Banda de paso: $f_c=1$ GHz, $LA_r=3$ dB.
- Banda eliminada: $f_s=1.7$ GHz, $LA_s=20$ dB.
- Impedancias de fuente y carga: $Z_0=50 \Omega$.

Diseño del prototipo paso bajo:

- Banda eliminada: $\omega'_s=1.7$, ecuación (27)

Los valores normalizados g_i , del prototipo paso bajo correspondiente a una respuesta Butterworth se obtiene a través de la ecuación (23). El resultado es un filtro con $n=5$ y con valores normalizados simétricos. Estos resultados se muestran en la tabla 3.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	0.168	1.168	2	1.168	0.168	1

Tabla 3. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Butterworth con $n=5$, $LA_r=3dB$ y $LA_s=20 dB$.

Una vez obtenidos los valores normalizados del prototipo paso bajo, podemos pasar al siguiente paso, el cual consiste en el escalado y conversión de estos valores normalizados para obtener los valores de los elementos concentrados de nuestro filtro paso bajo. Para ello utilizamos las ecuaciones (28), (29), (30) y (31). Los valores se muestran en la tabla 4.

R'_g	C'_1	L'_2	C'_3	L'_4	C'_5	R_L
50Ω	1.9673 pF	12.876 nH	6.3662 pF	12.876 nH	1.9673 pF	50Ω

Tabla 4. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro paso bajo con repuesta Butterworth.

Una vez conseguidos lo valores de los elementos concentrados, la siguiente fase consiste en la implementación del diseño con elementos concentrados en Microwave Office, con el objeto de apreciar si obtenemos la respuesta deseada. La figura 27 ilustra la implementación de dicho filtro con elementos concentrados mediante el software mencionado.

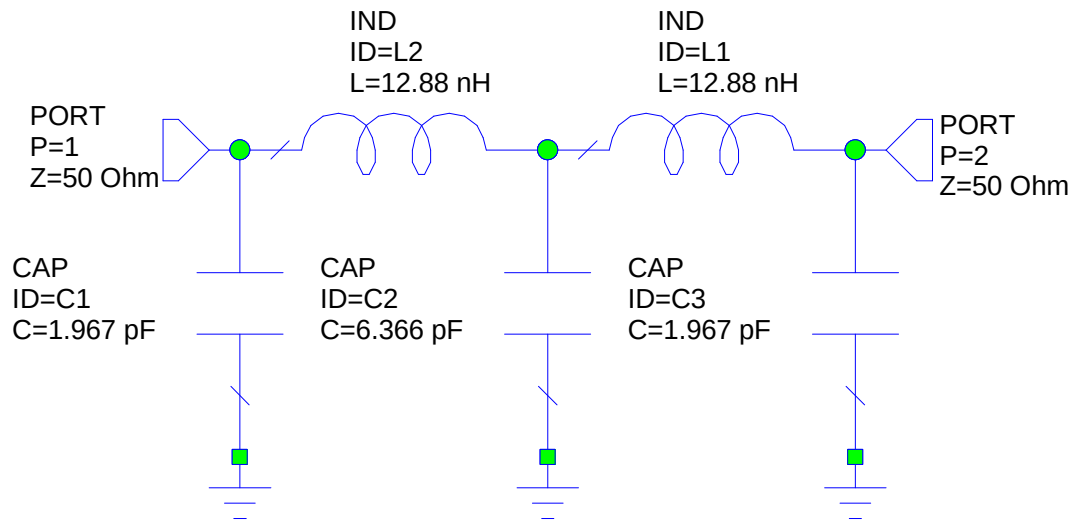


Figura 27. Filtro paso bajo ideal implementado con elementos concentrados con respuesta Butterworth.

La figura 28 ilustra la respuesta del circuito de la figura 27. Vemos que este diseño ideal cumple con las especificaciones del diseño ya que no hay pérdidas y tampoco hay ninguna aproximación. También se observa que el cruce en -3 dB de los parámetros S_{11} y S_{21} es prácticamente a un 1 GHz.

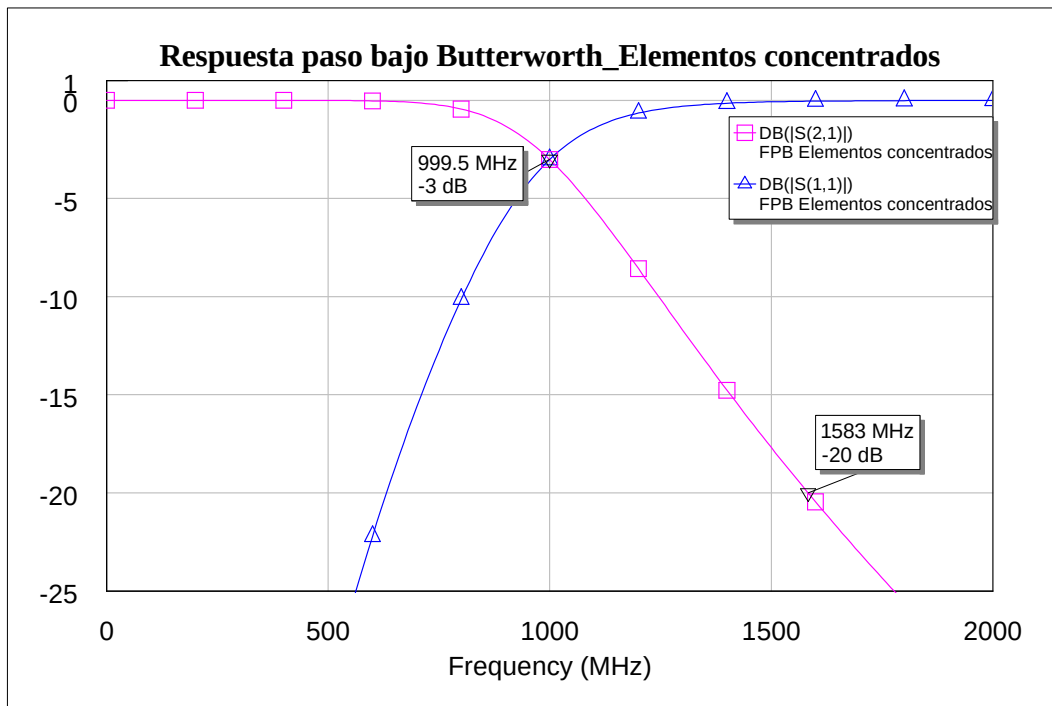


Figura 28. Respuesta en frecuencia para filtro paso bajo con respuesta Butterworth e implementado mediante elementos concentrados.

Obtenida la respuesta deseada, el siguiente paso en nuestro diseño será la implementación de este filtro paso bajo con elementos distribuidos sin pérdidas. Para esta implementación mediante saltos de impedancias, se han elegido como Z_{Max} y Z_{Min} , 150Ω y 10Ω respectivamente. En la tabla 5 se encuentran los valores para estos elementos distribuidos sin pérdidas, estos valores han sido obtenidos a partir de las ecuaciones (92) y (93).

θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5
7.08°	30.90°	22.91°	30.90°	7.08°

Tabla 5. Longitudes eléctricas para filtro paso bajo con respuesta Butterworth e implementado con elementos distribuidos sin pérdidas.

Para la implementación de este filtro los valores que necesitamos para nuestro diseño son: longitud eléctrica del tramo de línea, impedancia del tramo de línea y frecuencia de corte. El circuito implementado se muestra en la figura 29.

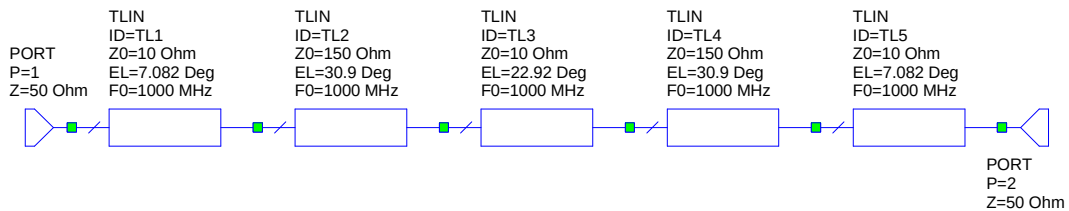


Figura 29. Filtro paso bajo con respuesta Butterworth e implementado mediante elementos distribuidos sin pérdidas.

En la figura 30 se puede ver la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 29. Se puede observar que aunque no hayamos introducido aún pérdidas, la aproximación realizada introducen unas pequeñas diferencias en ambas respuestas. En este caso el corte ocurre 5 MHz antes. La banda atenuada sigue cumpliendo satisfactoriamente las especificaciones del diseño.

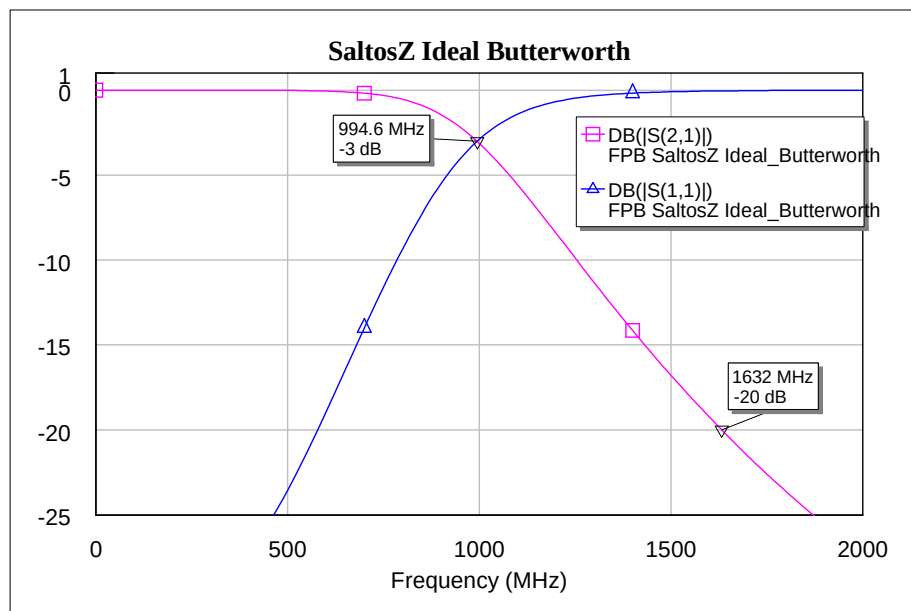


Figura 30. Respuesta en frecuencia paso bajo tipo Butterworth implementado mediante líneas sin pérdidas.

Para abordar este primer filtro, solo nos queda la implementación de los elementos distribuidos con líneas de transmisión Microstrip, las cuales deben estar caracterizadas con las especificaciones del sustrato elegido para este trabajo.

El dimensionado físico de los tramos de línea se llevará a cabo con la ayuda de la herramienta TXLine, incluida en el software Microwave Office, con esta herramienta podemos calcular para una frecuencia e impedancia característica dadas, el ancho y la longitud del tramo de línea de transmisión a calcular. TXLine tiene implementadas expresiones similares a las incluidas en el capítulo 3 de este trabajo para el cálculo de las dimensiones físicas de líneas Microstrip. La tabla 6 contiene las dimensiones físicas de los tramos de línea Microstrip correspondiente a cada tramo de línea ideal sin pérdidas.

Sección	$Z_i = Z_{Max} \text{ ó } Z_{Min} (\Omega)$	βl_i (Grados)	W_i (mm)	l_i (mm)
1	10	7.08	24.41	2.906
2	150	30.90	0.1336	15.27
3	10	22.91	24.41	9.401
4	150	30.90	0.1326	15.27
5	10	7.08	24.41	2.906

Tabla 6. Dimensiones físicas de los tramos de línea Microstrip de filtro paso bajo con respuesta Butterworth.

En la figura 31 se ilustra el filtro final implementado con líneas Microstrip. Se han añadido tramos de línea redundantes de longitud $\lambda/8$ contiguos a los puertos para facilitar la conexión de los mismos en un prototipo real. Esto se realizará prácticamente en todos los diseños de este trabajo.

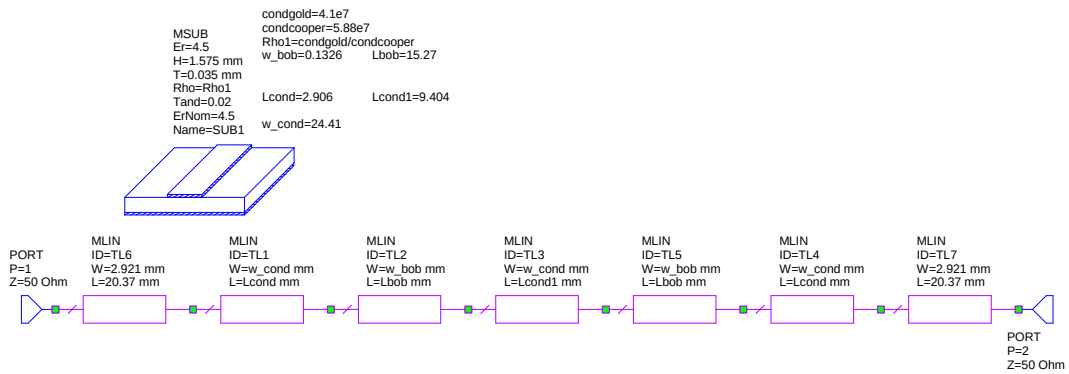


Figura 31. Filtro paso bajo con respuesta Butterworth implementado mediante líneas Microstrip.

La figura 32 ilustra la respuesta del filtro final mediante la implementación de líneas MicroStrip. Se observa que al introducir pérdidas, los parámetros S_{11} y S_{12} no se cruzan en -3 dB y que el corte sucede unos 40 MHz antes.

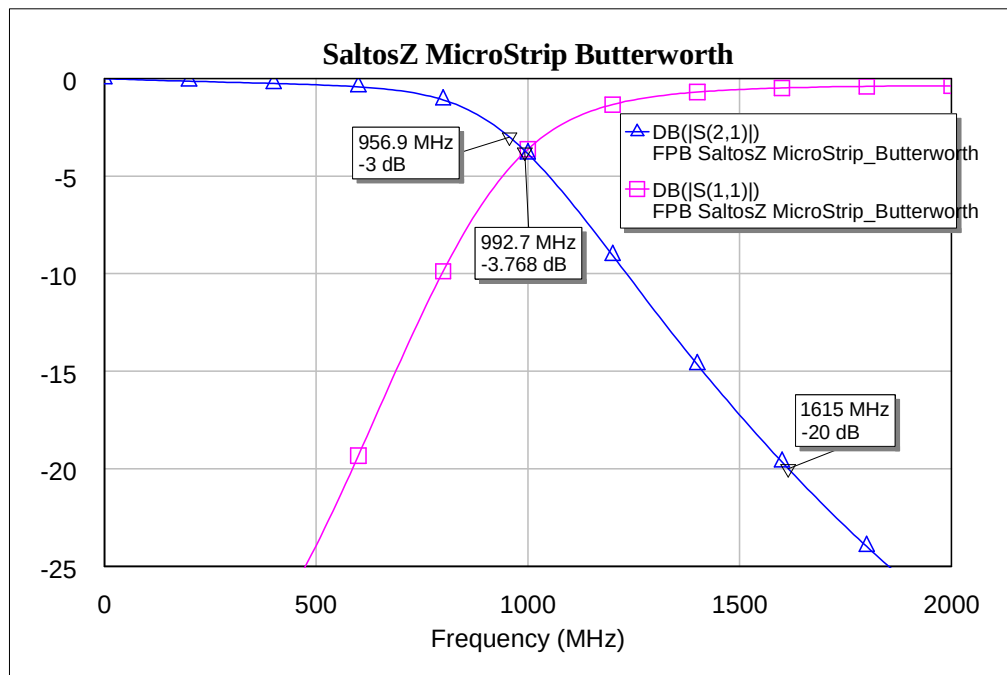


Figura 32. Respuesta en frecuencia paso bajo con respuesta Butterworth implementado mediante líneas MicroStrip.

En figura 33 muestra la respuesta en frecuencia de este diseño en líneas Microstrip comparando su respuesta en frecuencia con el mismo filtro con líneas ideales sin pérdidas y con elementos concentrados. Se observa que la respuesta en Microstrip cumple aproximadamente con las especificaciones del diseño.

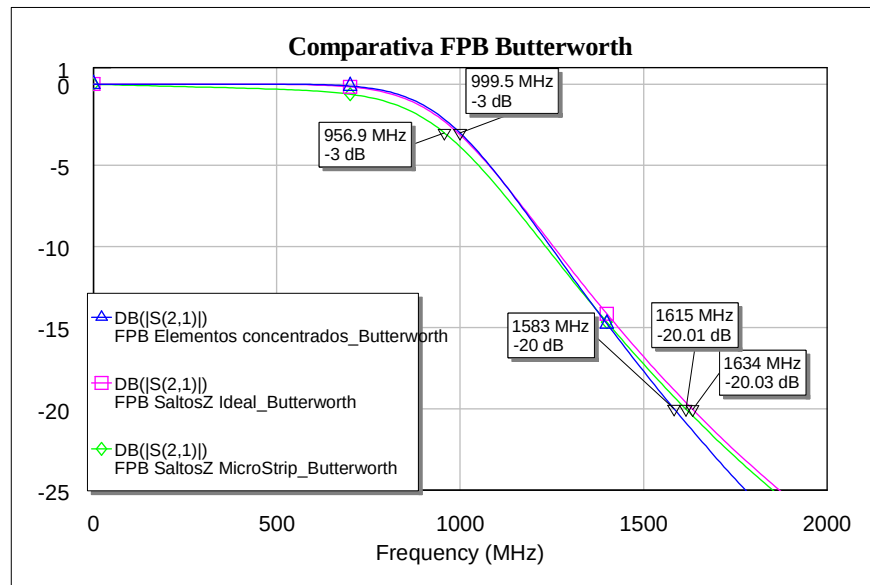


Figura 33. Respuesta en frecuencia paso bajo para implementación en Microstrip, líneas ideales sin pérdidas y elementos concentrados para respuesta Butterworth.

La figura 34 muestra el layout del filtro diseñado. En los ficheros adjuntos con este trabajo se entrega este layout y los demás acotados en formato .dwg.

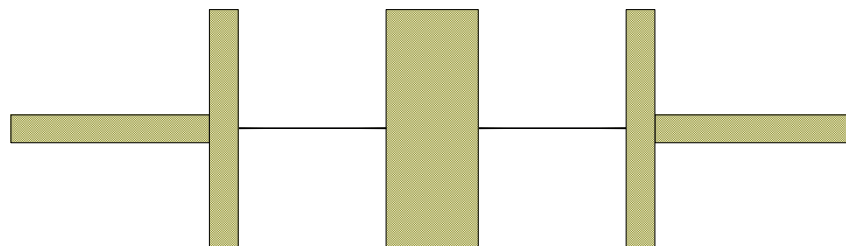


Figura 34. Layout filtro paso bajo con estructura saltos de impedancia con respuesta tipo Butterworth.

Ahora vamos a implementar el mismo filtro, pero en este caso se hará con repuesta de fase lineal (Bessel). En este caso tenemos un filtro de 3^{er} orden en lugar de 5^o orden como ocurría para la respuesta tipo Butterworth. Los valores normalizados g_i , del prototipo paso bajo correspondiente a una respuesta tipo Bessel con $n=3$, se toman de la tabla 1. En este caso los valores normalizados no son simétricos con en la respuesta tipo Butterworth. Estos resultados se muestran en la tabla 7.

g_1	g_2	g_3	g_4
1.255	0.5528	0.1922	1

Tabla 7. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Bessel con $n=3$, $LA_r=3dB$ y $LA_s=20 dB$.

De nuevo una vez obtenidos los valores normalizados del prototipo paso bajo, podemos pasar a la siguiente fase, la cual consiste en el escalado y conversión de estos valores normalizados para obtener los valores de los elementos concentrados de nuestro filtro paso bajo. Para ello utilizamos igual que en el caso anterior las ecuaciones (28), (29), (30) y (31). Los valores se muestran en la tabla 8.

R'_g	C'_1	L'_2	C'_3	R_L
50 Ω	3.9948 pF	4.39nH	0.6118 pF	50 Ω

Tabla 8. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro paso bajo con repuesta tipo Bessel.

Una vez conseguidos lo valores de los elementos concentrados, el siguiente paso es la implementación del diseño de elementos concentrados en Microwave Office, con el objeto de apreciar si obtenemos la respuesta deseada. La figura 35 ilustra la implementación de dicho filtro con elementos concentrados.

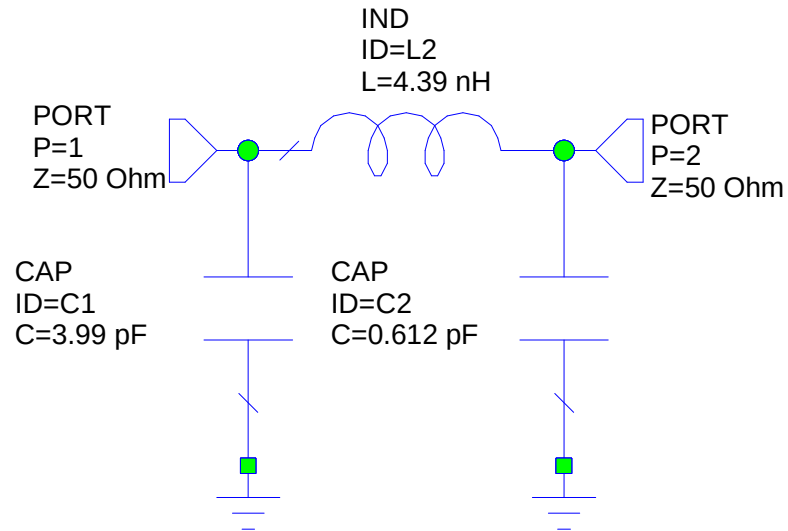


Figura 35. Filtro paso bajo ideal implementado mediante elementos concentrados con respuesta tipo Bessel.

La figura 36 ilustra la respuesta del circuito de la figura 35. Vemos que este diseño ideal no cumple con las especificaciones ya que una respuesta tipo Bessel tiene una pendiente mucho menor. Este tipo de respuesta es utilizada para filtros en los que se busca un retardo de grupo lo más plano posible donde la amplitud de la respuesta en frecuencia adquiera un papel secundario. También se observa que el cruce en -3 dB de los parámetros S_{11} y S_{21} es prácticamente a un 1 GHz.

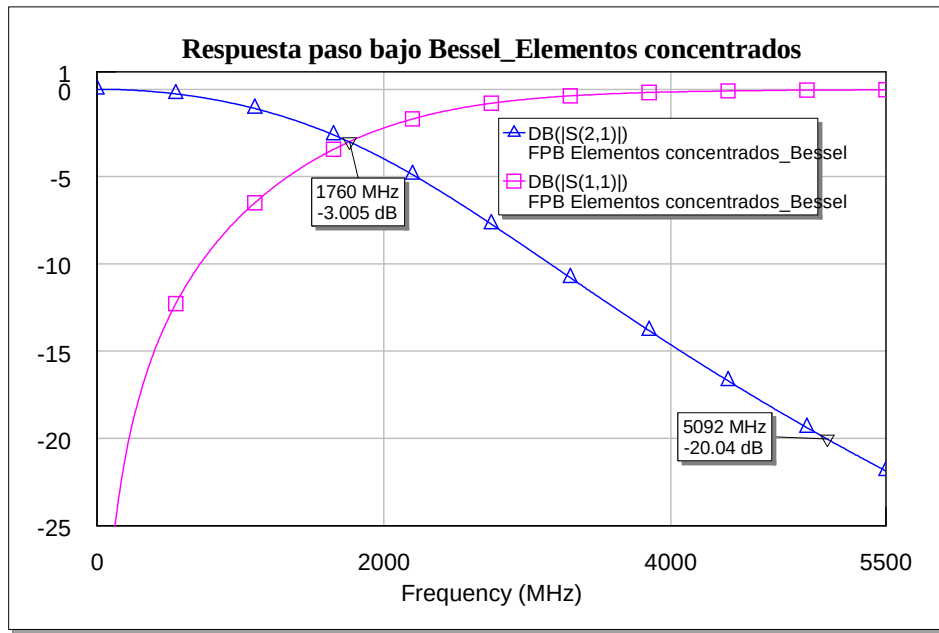


Figura 36. Respuesta en frecuencia para filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel implementado mediante elementos concentrados.

Obtenida la respuesta deseada, de nuevo, el siguiente paso en nuestro diseño será la implementación de este filtro paso bajo con elementos distribuidos sin pérdidas. En la tabla 9 se encuentran los valores para estos elementos distribuidos sin pérdidas, estos valores fueron obtenidos a partir de las ecuaciones (92) y (92).

θ_1	θ_2	θ_3
14.381°	10.557°	2.202°

Tabla 9. Longitudes eléctricas para filtro paso bajo con respuesta Bessel e implementado con elementos distribuidos sin pérdidas.

Para este circuito solo se necesitan solamente la implementación de tres líneas de transmisión dado el grado del mismo. El circuito implementado se muestra en la figura 37.

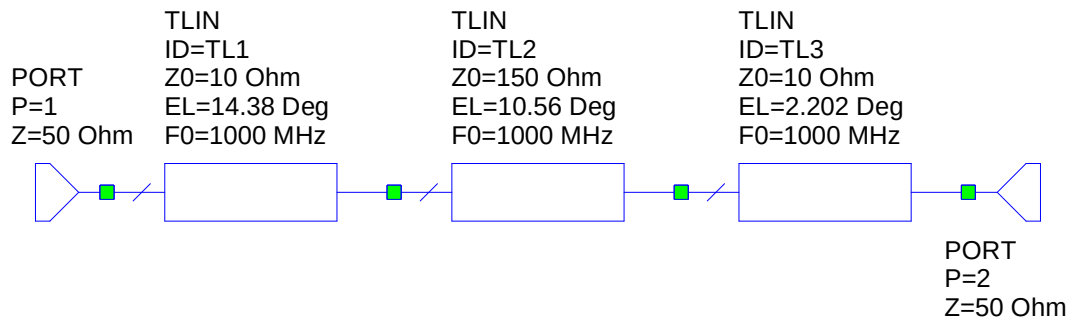


Figura 37. Filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel e implementado mediante elementos distribuidos sin pérdidas.

En la figura 38 se puede ver la repuesta en frecuencia del circuito de la figura 36. Se puede observar que aunque no hayamos introducido aún pérdidas, la aproximación realizada introducen unas pequeñas diferencias en ambas respuestas. En este caso el corte ocurre unos 60 MHz después que en el caso anterior.

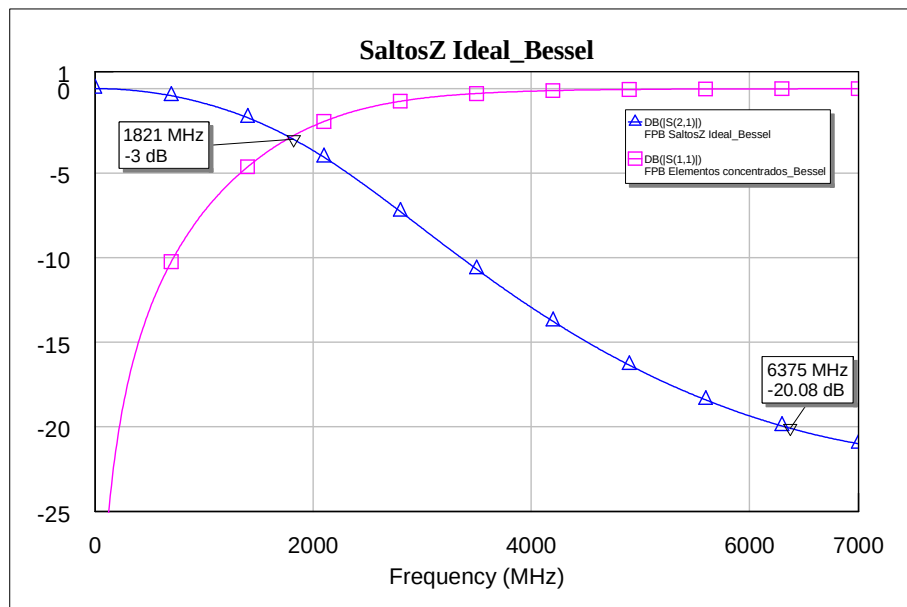


Figura 38. Respuesta en frecuencia paso bajo tipo Bessel implementado mediante líneas sin pérdidas.

Finalmente calculamos el dimensionamiento de los tramos de línea Microstrip correspondiente a cada tramo de línea ideal sin pérdidas con la ayuda del software desarrollado. La tabla 10 contiene los resultados para los tramos de línea Microstrip.

Sección	$Z_i = Z_{Max} \text{ ó } Z_{Min} (\Omega)$	$\beta l_i (\text{Grados})$	$W_i (\text{mm})$	$l_i (\text{mm})$
1	10	14.3812	24.41	5.90336
2	150	10.5577	0.1336	5.2164
3	10	2.2024	24.41	0.904066

Tabla 10. Dimensiones físicas de los tramos de línea Microstrip de filtro paso bajo con respuesta Bessel.

En la figura 39 se ilustra el filtro final con respuesta tipo Bessel, implementado con líneas Microstrip.

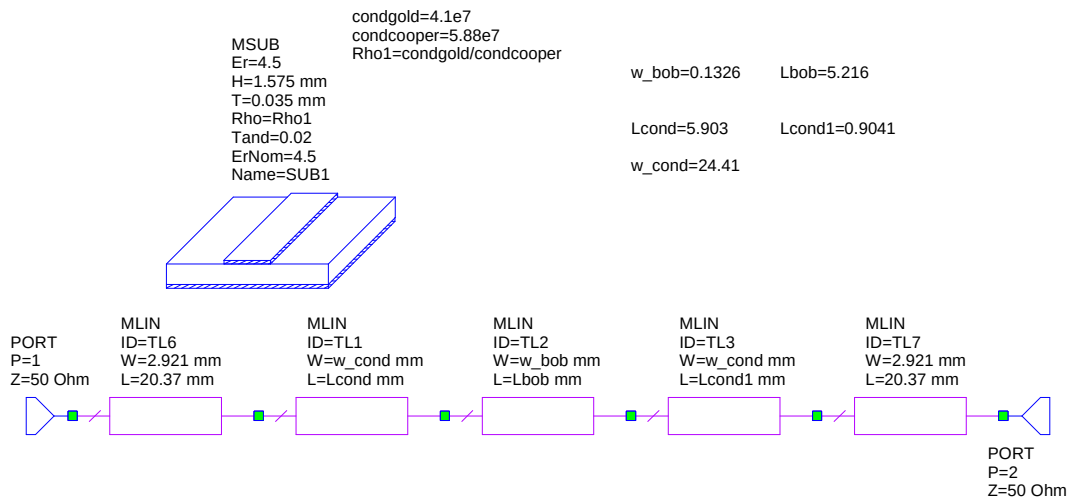


Figura 39. Filtro paso bajo con respuesta Bessel implementado mediante líneas Microstrip.

Como era de esperar, la respuesta en frecuencia con tramos de líneas Microstrip es un poco más pobre que su homóloga para líneas de transmisión ideales sin pérdidas, ya que

los parámetros S_{11} y S_{21} no se cruzan en -3 dB. La figura 40 muestra dicha respuesta en frecuencia.

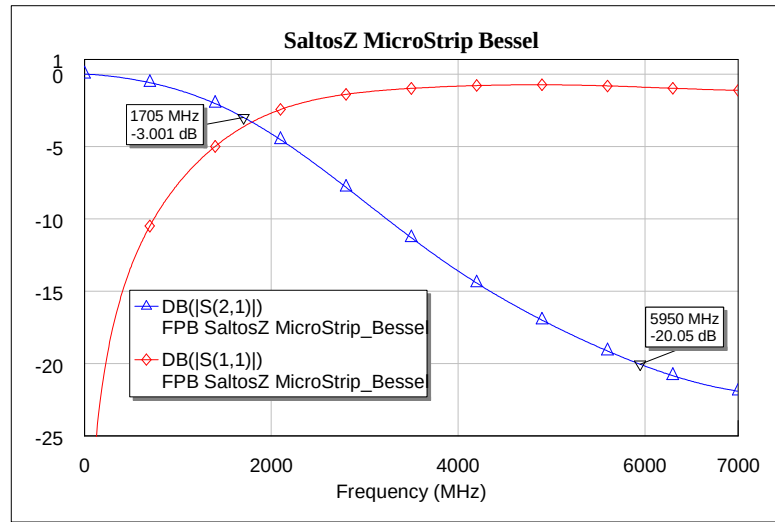


Figura 40. Respuesta en frecuencia paso bajo con respuesta Bessel implementado mediante líneas Microstrip.

En figura 41 muestra la respuesta en frecuencia de este diseño en líneas Microstrip comparando su respuesta con el mismo filtro con líneas ideales sin pérdidas y con elementos concentrados. Se observa que ninguno de los diseños cumple con las especificaciones del filtro, ya que se trata de una respuesta tipo Bessel.

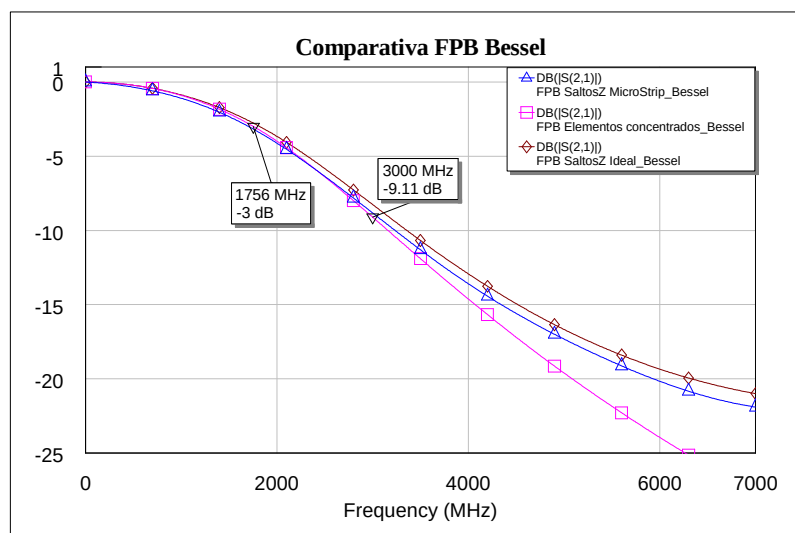


Figura 41. Respuesta en frecuencia paso bajo para implementación en Microstrip, líneas ideales sin pérdidas y elementos concentrados para respuesta Butterworth.

Como se comentó anteriormente, los filtros con respuesta tipo Bessel se utilizan para aplicaciones que requieran un retardo de grupo lo más plano posible. En la figura 42 es comparado el retardo de grupo para filtro con respuesta tipo Bessel con elementos concentrados e ideales. De la misma forma en la figura 43 se muestra el retardo de grupo del filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel diseñado, comparado con el retardo de grupo del mismo filtro con respuesta Butterworth, donde se observa claramente, el filtro con respuesta tipo Bessel consigue un retardo de grupo prácticamente plano. Debido a las limitaciones de la respuesta en frecuencia de una respuesta tipo Bessel y una vez mostrada su funcionalidad, no la utilizaremos de nuevo para siguientes diseños.

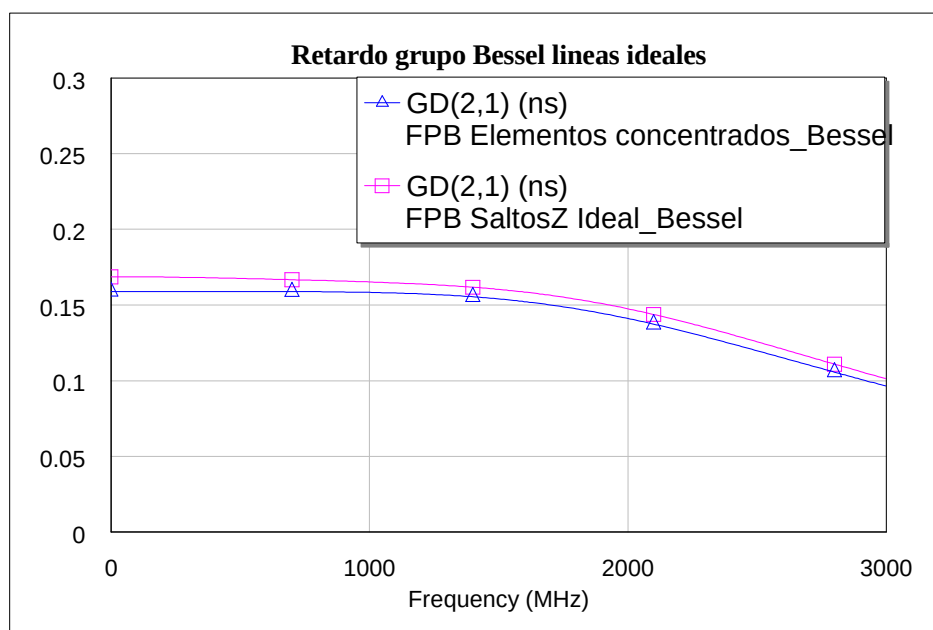


Figura 42. Retardo de grupo para filtro con respuesta tipo Bessel con elementos concentrados y líneas de transmisión ideales.

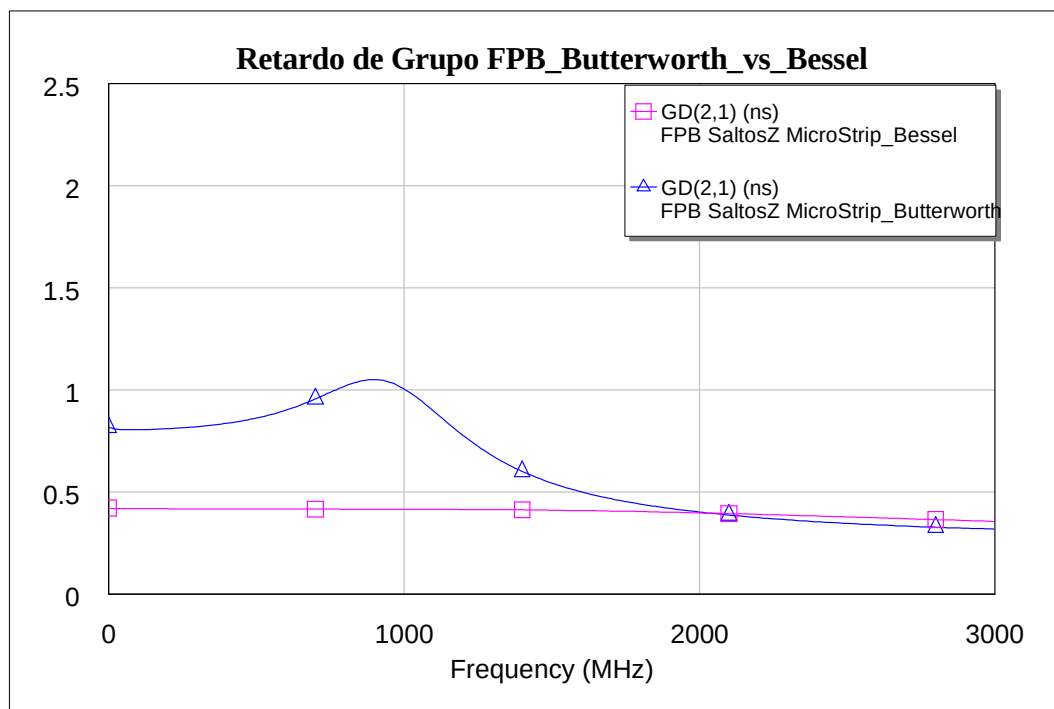


Figura 43. Retardo de grupo para filtro paso bajo con respuesta tipo Bessel y Butterworth.

Finalmente la figura 44 ilustra el layout de este diseño paso bajo.

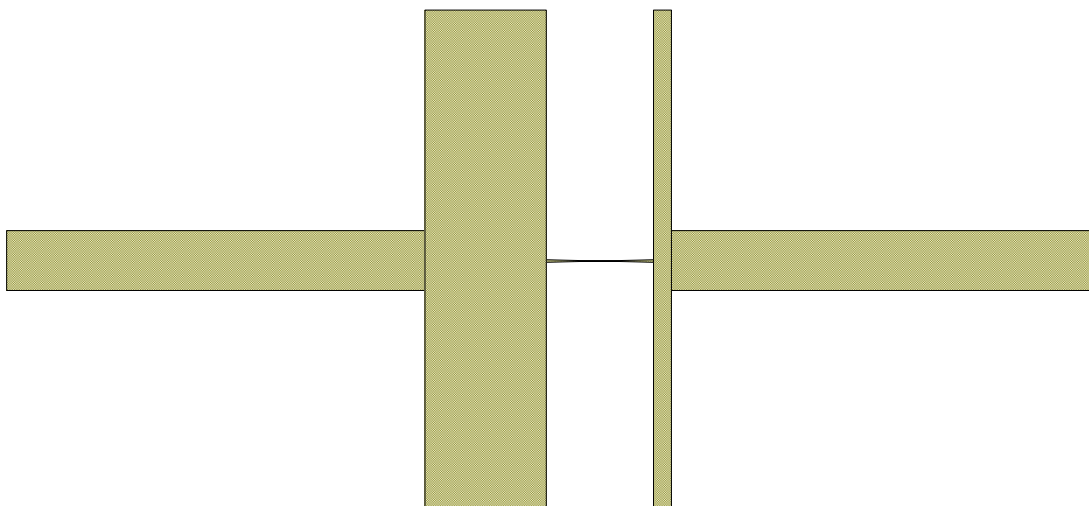


Figura 44. Layout filtro paso bajo con estructura saltos de impedancia con respuesta Bessel.

Podemos concluir, que los filtros implementados mediante saltos de impedancia tienen una respuesta pobre, utilizándose los mismos para aplicaciones con pocos requerimientos y facilidad en su implementación.

8.3.2. Filtro paso bajo implementado mediante las identidades de Kuroda.

Como se ha visto en los dos diseños anteriores, la implementación de un filtro paso bajo mediante saltos de impedancia no son los adecuados para especificaciones muy exigentes. Una manera de implementar este tipo de filtros consiguiendo una respuesta con una pendiente aceptable, es haciendo uso de las identidades de Kuroda.

Las especificaciones del siguiente diseño no van a variar con respecto a las del diseño anterior con motivo de poder comparar claramente los dos tipos de implementaciones. Cabe decir, que se podría haber implementado un filtro con unas especificaciones más exigentes.

Las dos primeras fases del diseño son las mismas que las del filtro anterior, dado que son las mismas especificaciones. Vamos a pasar directamente a la fase de implementación mediante las identidades de Kuroda. Un circuito equivalente al prototipo paso bajo de la figura 7(a) para $n=5$, es el mostrado en la figura 45, este se consigue a partir de la transformación de Richards. Las bobinas son convertidas en su equivalente con stub en serie y los condensadores de la misma forma a stub paralelo.

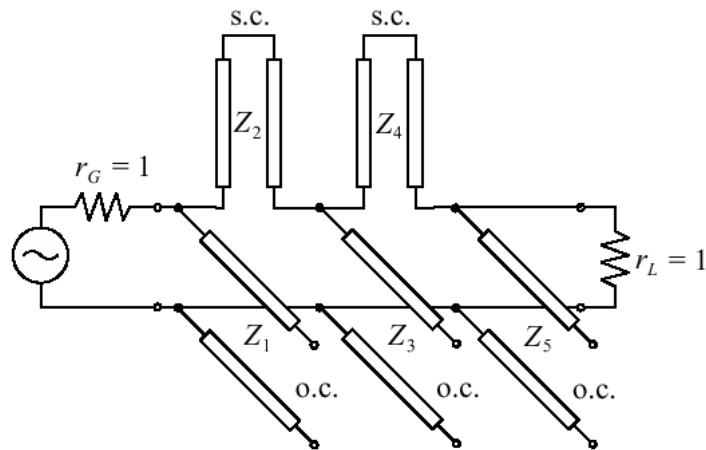


Figura 45. Circuito equivalente al prototipo paso bajo de la figura 7(a) para $n=5$.

Los valores de las impedancias normalizadas del circuito de la figura 45 son conseguidos a partir de la transformación de Richards y se muestran en la tabla 11.

$Z_1 = 1/g_1$	$Z_2 = g_2$	$Z_3 = 1/g_3$	$Z_4 = g_4$	$Z_5 = 1/g_5$
5.952	1.168	0.5	1.168	5.952

Tabla 11. Valores de impedancias normalizadas del prototipo paso bajo de la figura 27(a) para $n=5$ transformado a stubs en serie y stub en paralelo mediante la transformación de Richards.

El problema del circuito anterior es la imposibilidad de implementar los stubs en serie. Para solucionar este problema vamos a aplicar las transformaciones de Kuroda que sean necesarias. El primer cambio a realizar será añadir dos elementos unitarios a cada lado de los stubs paralelo de los dos extremos, ya que estos no afectan al comportamiento del circuito. Este paso se muestra en la figura 46.

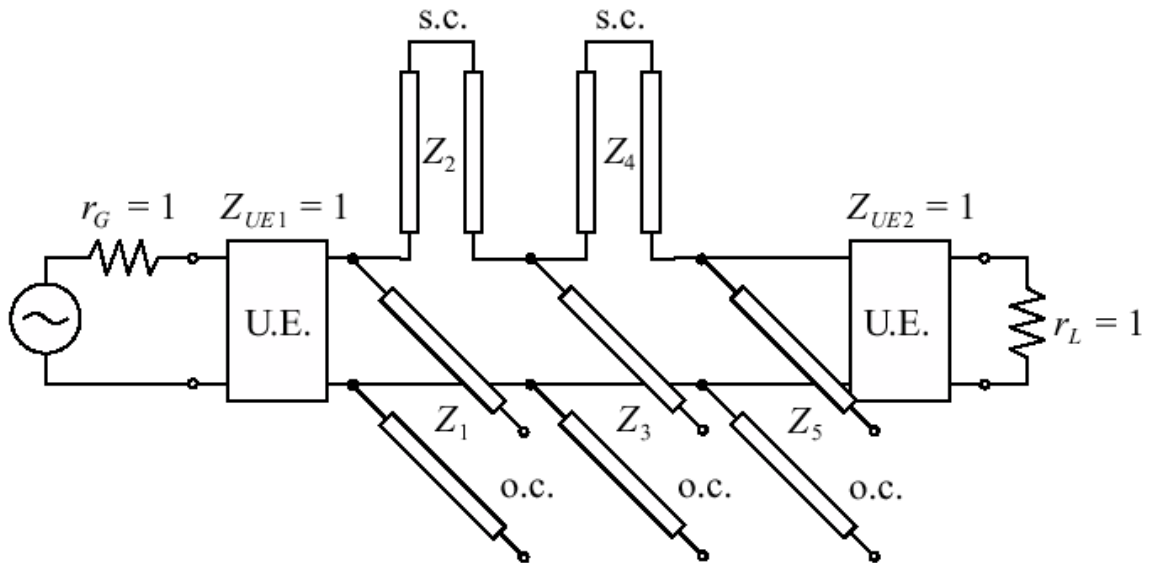


Figura 46. Elementos unitarios añadidos al circuito de la figura 45.

Ahora podemos aplicar la primera identidad de Kuroda a los dos stubs exteriores juntos con los elementos unitarios que están juntos a ellos. La figura 47 ilustra el circuito equivalente al de la figura 46.

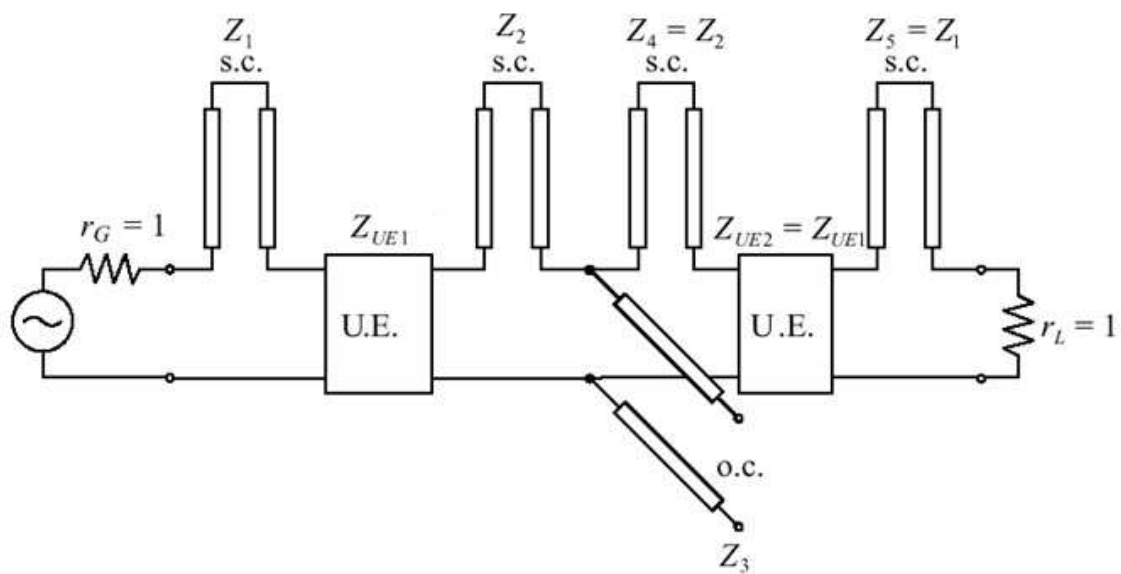


Figura 47. Primera identidad de Kuroda aplicada al circuito de la figura 46.

Los valores de los elementos transformados están contenidos en la tabla 12.

Z_1	Z_{UE1}	Z_{UE2}	Z_5
0.3820	0.6180	0.6180	0.3820

Tabla 12. Valores de impedancias normalizadas de los elementos transformados del prototipo paso bajo de la figura 46 a su equivalente del circuito de la figura 47.

De nuevo, para seguir con el proceso de diseño, añadimos dos elementos unitarios a los dos stubs en serie de los extremos, resultando el circuito equivalente de la figura 48.

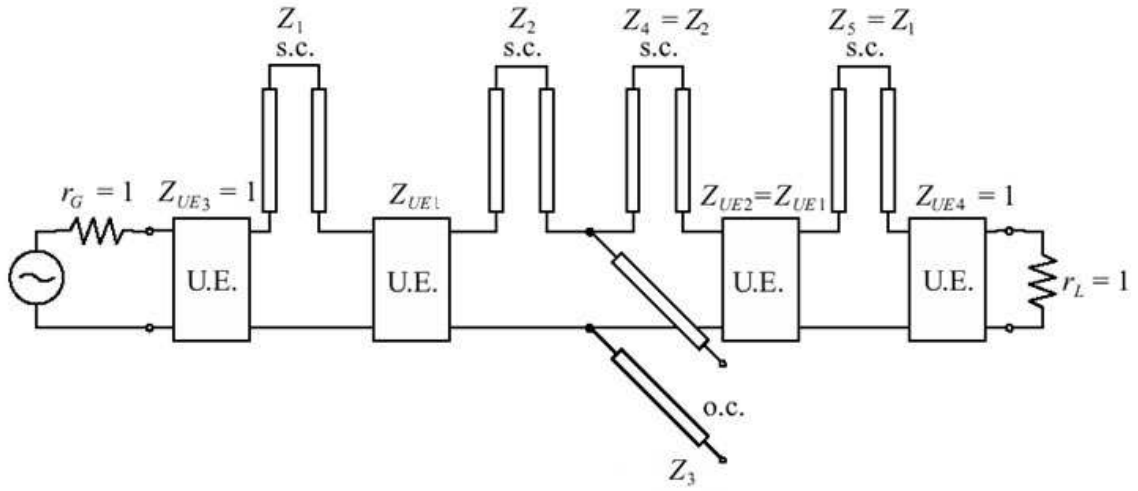


Figura 48. Elementos unitarios añadidos al circuito de la figura 47.

Ya tenemos todos los elementos del circuito emparejados, exceptuando el stub paralelo central (el cual no necesita ser transformado), para aplicarles la segunda identidad de Kuroda, y serán convertidos a stubs paralelos con posibilidad de implementación. EL circuito final transformado aún normalizado es mostrado en la figura 49.

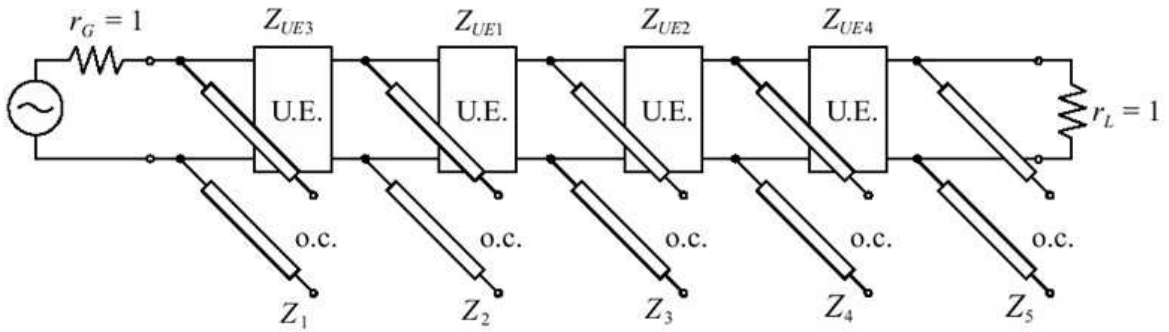


Figura 49. Circuito final equivalente al de la figura 7(a) para $n=5$ transformado utilizando las 2 primeras identidades de Kuroda.

Los valores de los elementos normalizados del circuito es muestran en la tabla 13.

Z_1	Z_{UE3}	Z_2	Z_{UE1}	Z_3	Z_{UE2}	Z_4	Z_{UE4}	Z_5
3.6180	1.3820	0.8541	2.2361	0.5	2.2361	0.8541	1.3820	3.6180

Tabla 13. Valores normalizados para los elementos del circuito de la figura 49.

Para implementar el circuito solo hay que desnormalizar estos elementos y darles a todos una longitud $\lambda/8$. El circuito de la figura 50 muestra el filtro paso bajo implementado mediante las identidades de Kuroda utilizando tramos de línea y stubs en circuito abierto ideales sin pérdidas.

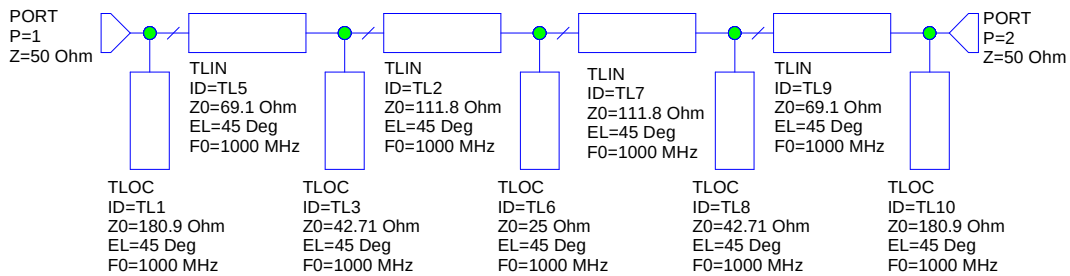


Figura 50. Filtro paso bajo con respuesta en frecuencia Butterworth implementado mediante las identidades de Kuroda con tramos de líneas ideales sin pérdidas.

Su respuesta en frecuencia como se ya se preveía, es mejor que la conseguida con saltos de impedancia, con una pendiente abrupta. Se observa también, que el cruce de los parámetros S_{11} y S_{21} , se da justo a la frecuencia de corte deseada, claro está, teniendo esta una ganancia de -3 dB a 1 GHz. La figura 51 ilustra la respuesta en frecuencia del filtro anterior.

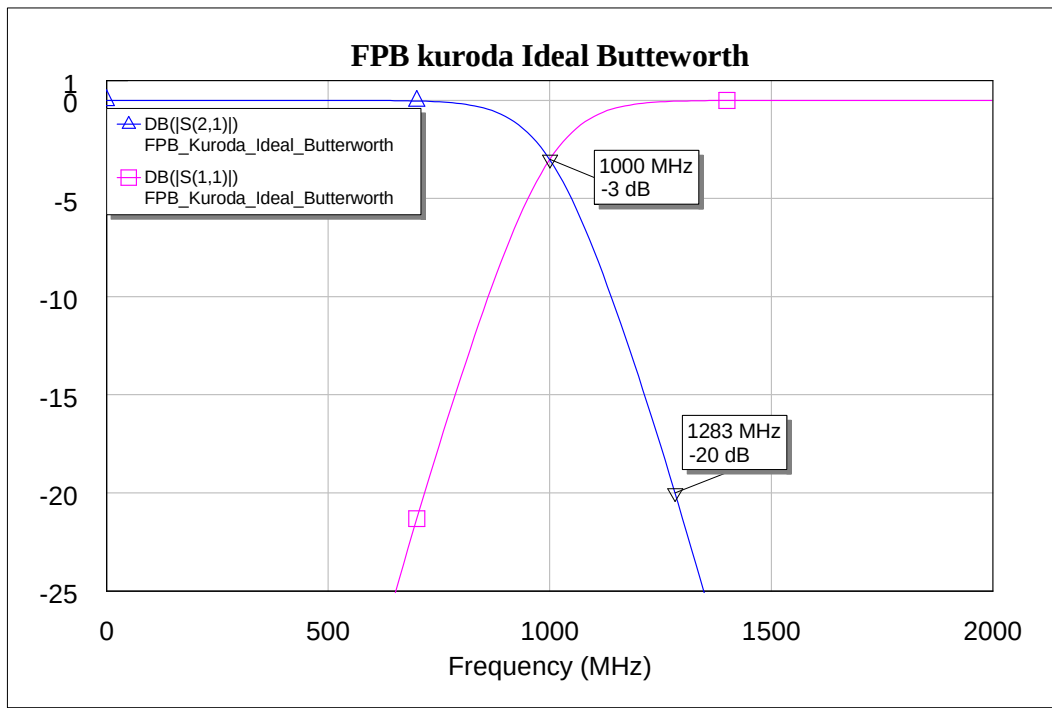


Figura 51. Respuesta en frecuencia paso bajo del filtro de la figura 50.

El dimensionamiento físico de los tramos de líneas y los stubs en circuito abierto con sustrato MicroStrip, se hace utilizando las ecuaciones (55), (57), (58) y (59). En este trabajo, como ya se habló, hacemos uso de la herramienta TXLine, para evitar las tediosas ecuaciones (58) y (59), las cuales están implementadas en esta herramienta. Los resultados son mostrados en la tabla 14 y el filtro paso bajo implementado con sustrato MicroStrip se ilustra en la figura 52.

	Z_1	Z_{UE3}	Z_2	Z_{UE1}	Z_3	Z_{UE2}	Z_4	Z_{UE4}	Z_5
Z_{norm}	3.618	1.382	0.854	2.236	0.5	2.236	0.854	1.382	3.618
$Z(\Omega)$	180.9	69.1	42.71	111.8	25	111.8	42.71	69.1	180.9
$W(mm)$	0.039	1.590	3.776	0.445	8.09	0.445	3.776	1.590	0.039
$\theta(Grad)$	45	45	45	45	45	45	45	45	45
$l(mm)$	22.67	20.91	20.12	21.69	19.37	21.69	20.12	20.91	22.67

Tabla 14. Dimensionamiento físico de los tramos de línea del filtro de la figura 52.

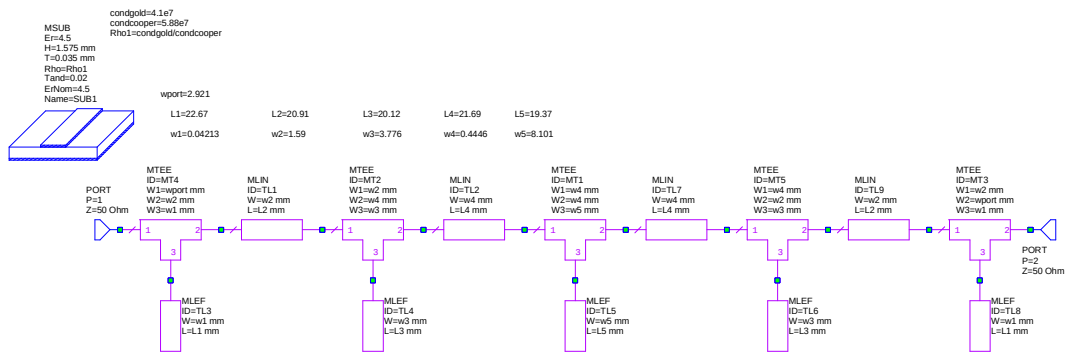


Figura 52. Filtro paso bajo con respuesta Butterworth implementado mediante las identidades de Kuroda con sustrato MicroStrip.

La respuesta en frecuencia como era de esperar es un poco más pobre debido a las que introducen los tramos de líneas con sustrato Microstrip y a los elementos se sitúan entre la unión de los tramos de línea y los stubs en circuito abierto, estos elementos simulan las pérdidas debidas a las discontinuidades que ocasionan los saltos entre líneas, codos y huecos, como se explico en el capítulo 3.2 de este trabajo. La frecuencia de corte se da unos 11 MHz antes y los parámetros S_{11} y S_{21} no se cortan a dicha frecuencia.

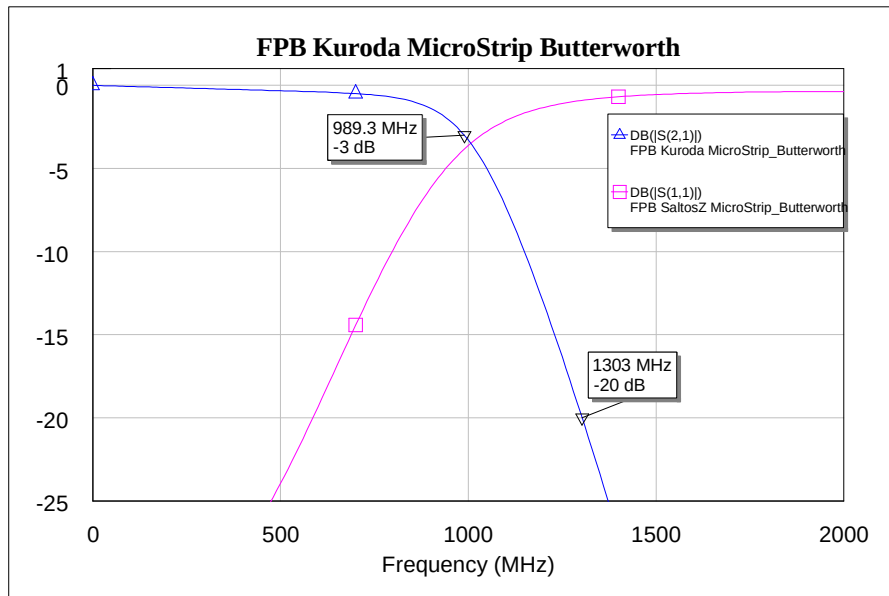


Figura 53. Respuesta en frecuencia paso bajo para filtro de la figura 52.

Al comparar las respuestas en frecuencia de ambos filtros, el de tramos de líneas ideales sin pérdidas y el mismo con sustrato MicroStrip se aprecian pérdidas en la banda de paso que llegan a ser de 0.5 dB a 800 MHz, lo cual se puede considerar un buen resultado. La figura 54 ilustra ambas respuestas

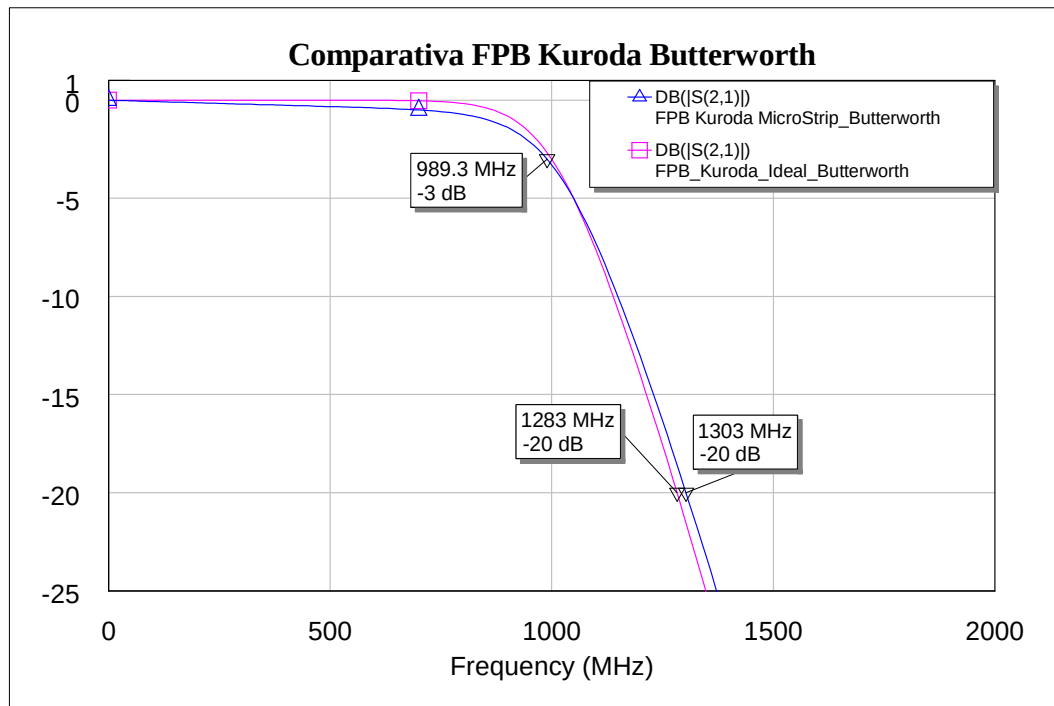


Figura 54. Respuesta en frecuencia para los filtros paso bajo con respuesta Butterworth implementados con líneas ideales y con líneas con sustrato MicroStrip.

Para resaltar la diferencia entre ambos tipos de implementaciones, se va a comparar en la figura 55 las respuestas con sustrato Microstrip para las implementaciones de saltos de impedancia e identidades de Kuroda. Se observa una diferencia en la frecuencia de corte de 33 MHz, siendo desfavorable para el diseño mediante saltos de impedancia como ya se predijo anteriormente. La diferencia más notable está en la pendiente del filtro, siendo esta diferencia de 312 MHz para -20 dB en la banda eliminada, de nuevo a favor de la implementación mediante las identidades de Kuroda. Esta pendiente tan abrupta se debe a la periodicidad de su respuesta, repitiéndose esta cada $4\omega_c$.

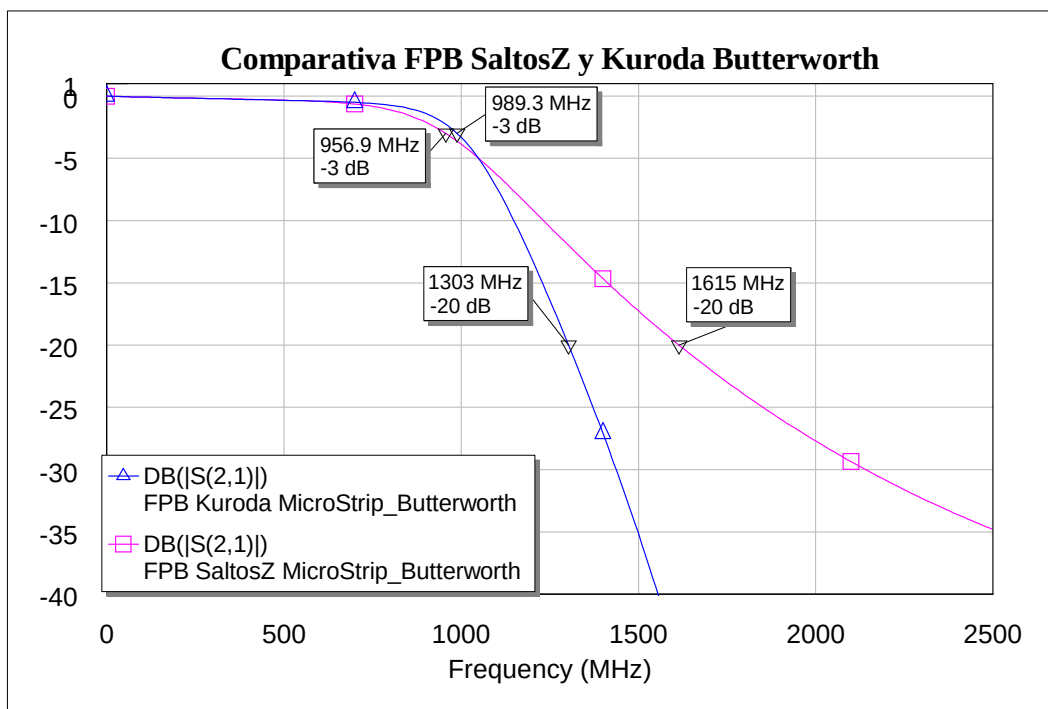


Figura 55. Respuesta en frecuencia paso bajo tipo Butterworth para implementaciones mediante saltos de impedancia e identidades de Kuroda.

Para finalizar este diseño solo nos queda ilustrar el layout de este diseño, que se hace en la figura 56.

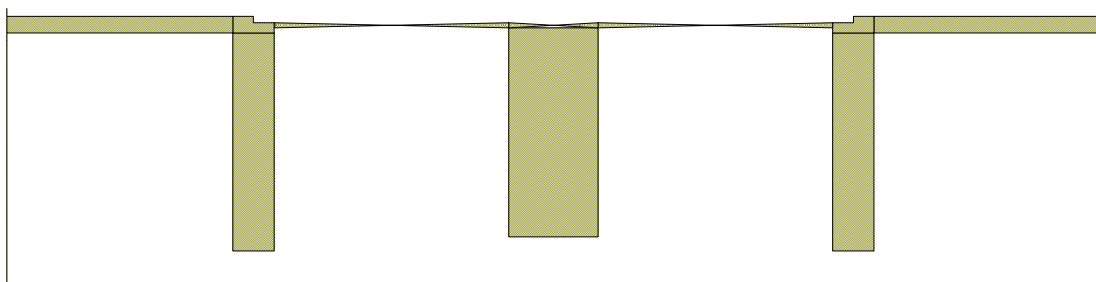


Figura 56. Layout correspondiente al filtro paso bajo de la figura 52.

8.4. Filtro paso banda.

El siguiente diseño a implementar es un filtro paso banda. Estos filtros se pueden realizar mediante varios tipos de implementaciones. La escogida para este trabajo ha sido líneas acopladas de longitud $\lambda/4$ con mediante inversores de admitancias, los cuales, fueron explicados en el capítulo 5.1.

El filtro ha sido diseñado para trabajar en un sistema GSM para la banda de 1.8 GHz, por este motivo se ha escogido este tipo de implementación, ya que esta topología permite tener un ancho de banda relativo menor de un 20%.

Los filtros paso banda también se pueden ser realizados utilizando stubs como resonadores terminados en circuito cerrado o abierto. Sin embargo, esta técnica es difícilmente implementable ya que se obtienen unas impedancias características muy elevadas; por lo que hace muy difícil su implementación en un diseño real.

7.4.1. Filtro paso banda implementado mediante líneas acopladas.

Especificaciones del diseño:

- Tipo de filtro: Paso banda.
- Tipo de respuesta: Chebyshev.
- Banda de paso: $f_1=1.71$ GHz, $f_2=1.88$ GHz, $LA_r=0.1$ dB.
- Banda eliminada: $f_{s1}=1.65$ GHz, $f_{s2}=1.95$ GHz, $LA_s=25$ dB.
- Impedancias de fuente y carga: $Z_0=50 \Omega$.

Diseño del prototipo paso bajo:

- Banda eliminada: $\omega'_s=1.7551$, ecuación (35)

Los valores normalizados g_i , del prototipo paso bajo correspondiente a una respuesta Chebyshev se obtiene a través de la ecuación (25). El resultado es un filtro con $n=5$ y con valores normalizados simétricos. Al tratarse de una tipo Chebyshev de grado impar, la impedancia de carga está adaptada; sin embargo, cuando el grado de este tipo de respuesta resulta par, la impedancia de carga no estaría adaptada, lo que llevaría a unas mayores pérdidas. Estos resultados se muestran en la tabla 15.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1

Tabla 15. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Chebyshev con $n=5$, $LA_r=0.1\text{dB}$ y $LA_s=25\text{ dB}$.

Al igual que en el diseño anterior, una vez obtenidos los valores normalizados del prototipo paso bajo, podemos pasar al siguiente paso, el cual consiste en el escalado y conversión de estos valores normalizados para obtener los valores de los elementos concentrados de nuestro filtro paso banda. Para ello utilizamos las ecuaciones (36), (37), (38), (39), (40) y (41). Los valores se muestran en la tabla 16.

	$Resonador_{s1}$	$Resonador_{p1}$	$Resonador_{s2}$	$Resonador_{p2}$	$Resonador_{s3}$
L'	0.3669 nH	64.19 nH	0.2131 nH	64.19 nH	0.3669 nH
C'	21.47 pF	0.1228 pF	36.98 pF	0.1228 pF	21.47 pF

Tabla 16. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro paso banda con respuesta Chebyshev.

Una vez conseguidos los valores de los elementos concentrados, el siguiente paso es la implementación del diseño con elementos concentrados en Microwave Office, con el objeto de apreciar si obtenemos la respuesta deseada. La figura 57 ilustra la implementación de dicho filtro con elementos concentrados.

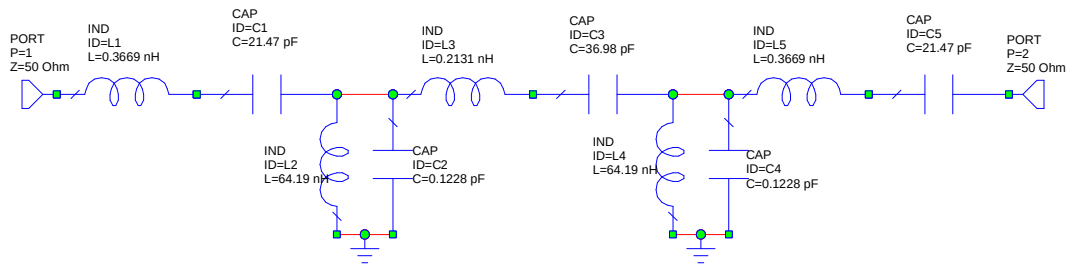


Figura 57. Filtro paso banda ideal implementado con elementos concentrados con respuesta tipo Chebyshev.

La figura 58 ilustra la respuesta del circuito de la figura 57. Vemos que este diseño ideal cumple con las especificaciones del diseño. También se observa el cruce en -3 dB de los parámetros S_{11} y S_{21} . Por otra parte, la banda de paso cumple con el ancho de banda requerido con 0.1 dB de rizado y la transmisión es completa a la frecuencia de resonancia de 1.793 GHz. Una característica de estos filtros es que el número de ceros de transmisión coincide con el grado del filtro [1].

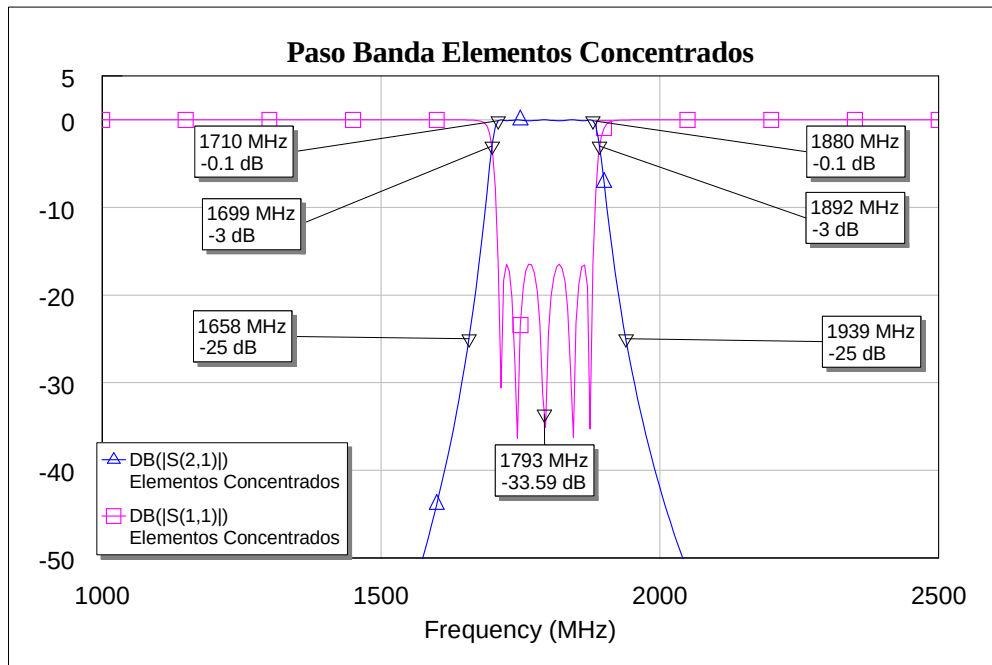


Figura 58. Respuesta en frecuencia para filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev e implementado mediante elementos concentrados.

Ahora vamos a implementar este diseño con líneas acopladas ideales. Esta implementación es realizada para comprobar el grado de pérdidas que introducen el gran número de equivalencias y aproximaciones realizadas en este tipo de implementación. Para dimensionar estas líneas ideales, haremos uso del software desarrollado en Matlab para tal filtro. Los valores obtenidos para este diseño están contenidos en la tabla 17 y el filtro implementado en Microwave Office es mostrado en la figura 59.

	$Linea_1$	$Linea_2$	$Linea_3$	$Linea_4$	$Linea_5$	$Linea_6$
$Z_{even}(\Omega)$	74.51	56.64	54.93	54.93	56.64	74.51
$Z_{odd}(\Omega)$	38.47	44.77	45.88	45.88	44.77	38.47

Tabla 17. Valores de impedancias par e impar para la líneas acopladas del filtro de la figura 59.

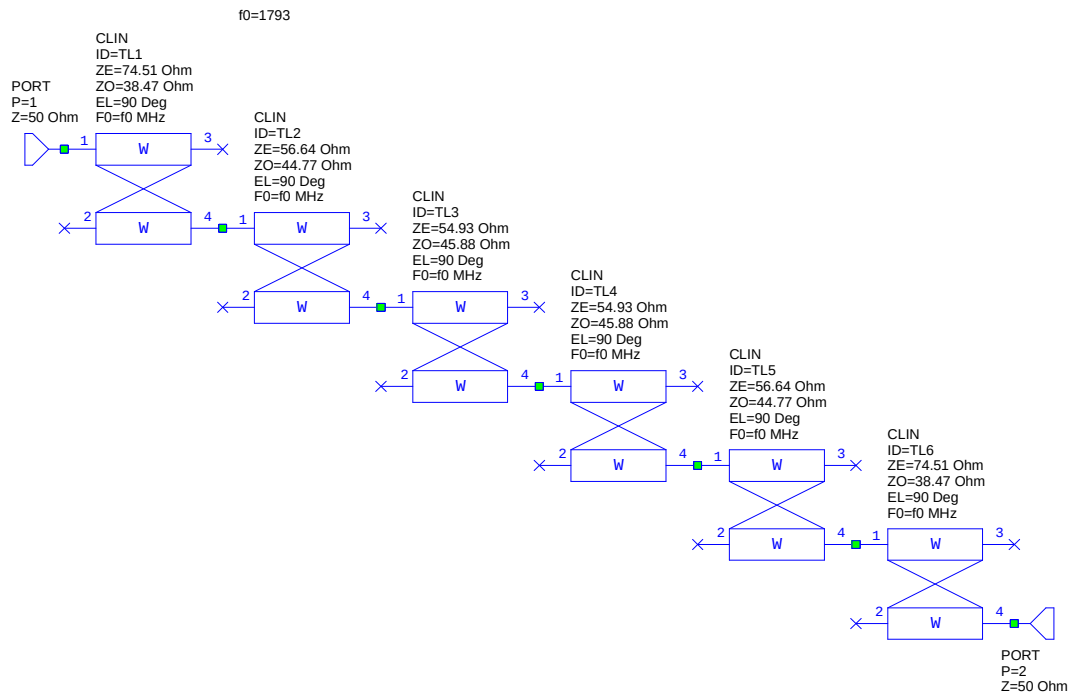


Figura 59. Filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev implementado mediante líneas acopladas ideales de longitud $\lambda/4$.

Cuando vemos la respuesta en frecuencia de este tipo de implementación, es gratificante ver que después tantas aproximaciones realizadas, la respuesta sea prácticamente igual a la resultante mediante elementos concentrados, solo resultando una diferencia de 1 ó 2 MHz en todas las especificaciones requeridas. Dicha respuesta la podemos ver en la figura 60.

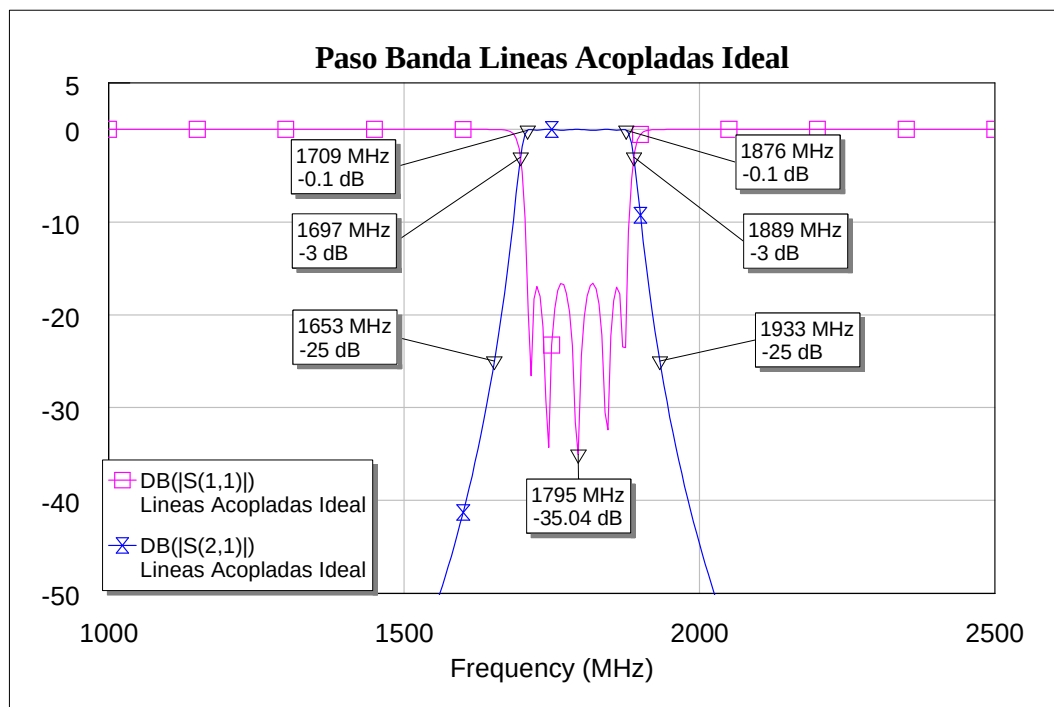


Figura 60. Respuesta en frecuencia paso banda tipo Chebyshev implementado mediante líneas acopladas ideales.

El proceso de diseño para implementar esta topología mediante líneas con sustrato Microstrip resulta muy laborioso, ya que el cálculo del dimensionamiento de los tramos de líneas para que estas dispongan de sus correspondientes impedancias par e impar no sigue un proceso claramente definido, en este caso, se ha optado por hacerlo haciendo uso del optimizador incluido en el software Microwave Office. Conociendo los valores de las impedancias que se ven a la entrada de cada tira de una sección de línea acoplada ideal (que resultan del mismo valor), es posible calcular el dimensionamiento de esta sección de líneas acopladas con sustrato MicroStrip imponiendo como objetivo en el optimizador la

impedancia de entrada medida en la línea acoplada ideal y dejando como variables a optimizar, el ancho de la línea acoplada (siendo el mismo para ambas líneas) y el espacio que hay entre las mismas. Se ha concluido que esta técnica es apropiada debido al siguiente planteamiento; es conocido de la teoría de líneas de transmisión que el valor de una impedancia vista a la entrada una línea de transmisión sin pérdidas, coincide con el de valor de la carga siempre y cuando la impedancia con la que esté cargada la línea sea la misma que su impedancia característica. Dado que el modo par de una línea de transmisión acoplada, las intensidades son iguales en ambas líneas, cargaremos cada línea con una carga del mismo valor que el que tiene su impedancia característica par y de esta forma, se impone que la diferencia del valor obtenido en la impedancia de entrada de cada línea y el de su carga es debido solo al acoplamiento (y a las pérdidas cuando las hay) que hay entre ellas, el cual está directamente relacionado con las diferentes capacitancias que describen los modos par e impar, y estas capacitancias se relacionan con el espacio, el ancho y el grosor del sustrato mediante las ecuaciones comprendidas desde la (62) hasta la (73). Dado que el grosor del sustrato es un valor estandarizado y conocido, solo tendremos que dejar como variables en el optimizador el ancho y el espaciado entre las líneas con sustrato Microstrip.

Antes de comenzar a realizar las medidas del proceso descrito, vamos a unir dos secciones de líneas acopladas, como se muestra en la figura 61, para comprobar si tienen la resonancia en la frecuencia deseada, o si difiere, como es el caso. Tenemos que modificar la longitud con la herramienta Tune Tool incluida en Microwave Office, esta modificación es mostrada en la figura 62. El valor que habíamos obtenido inicialmente fue de 22.65 mm de longitud para cada línea acoplada. Pero con esta longitud el valor de la resonancia no está centrado a 1.793 GHz, por tanto hay que modificarlo solo hasta 22.58 mm para que la resonancia este centrada justo a la frecuencia deseada.

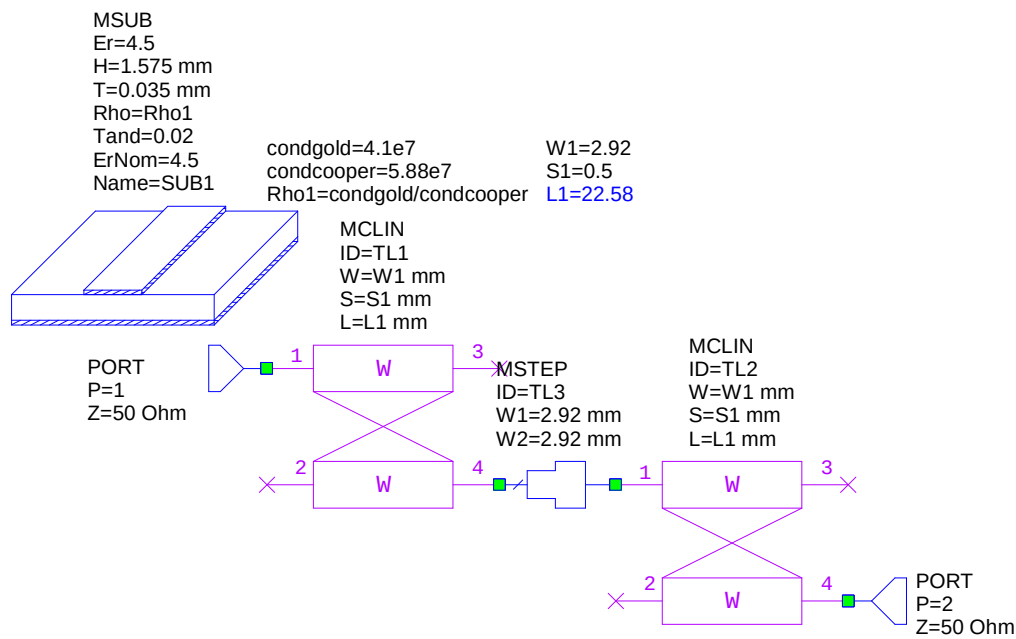


Figura 61. Pareja de líneas acopladas para ajustar la longitud exacta con la resonancia.

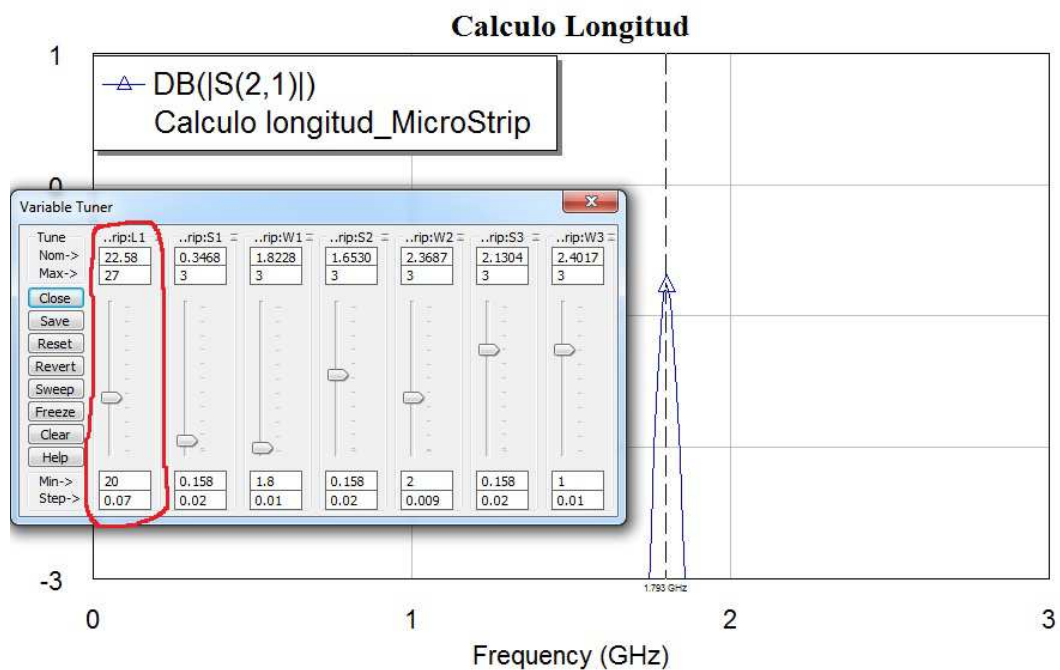


Figura 62. Modificación de la longitud de una línea acoplada mediante la herramienta Tune Tool.

Ahora podemos empezar a medir las impedancias vistas a la entrada de cada sección de línea acoplada. Mediremos solamente los parámetros Z_{11} y Z_{21} , ya que en el parámetro Z_{22} se obtiene el mismo valor que en el Z_{11} al ser la línea simétrica.

En la figura 63 podemos ver la primera y segunda secciones de líneas acopladas ideales cargadas con el mismo valor de impedancia que el que tiene su impedancia característica par. Por otro lado en la figura 64 tenemos la misma configuración pero con sustrato MicroStrip y con el valor de su anchura y espaciado entre tiras ya encontrado mediante la herramienta de optimizado.

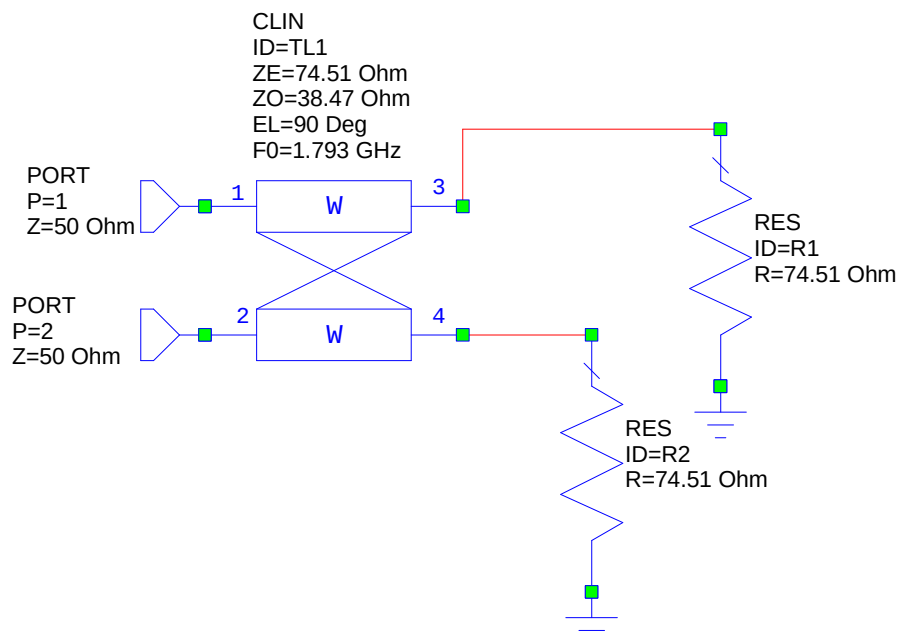


Figura 63. Primera y sexta sección de línea acoplada con sus dos líneas cargadas mediante dos resistencias del valor de sus impedancias características par.

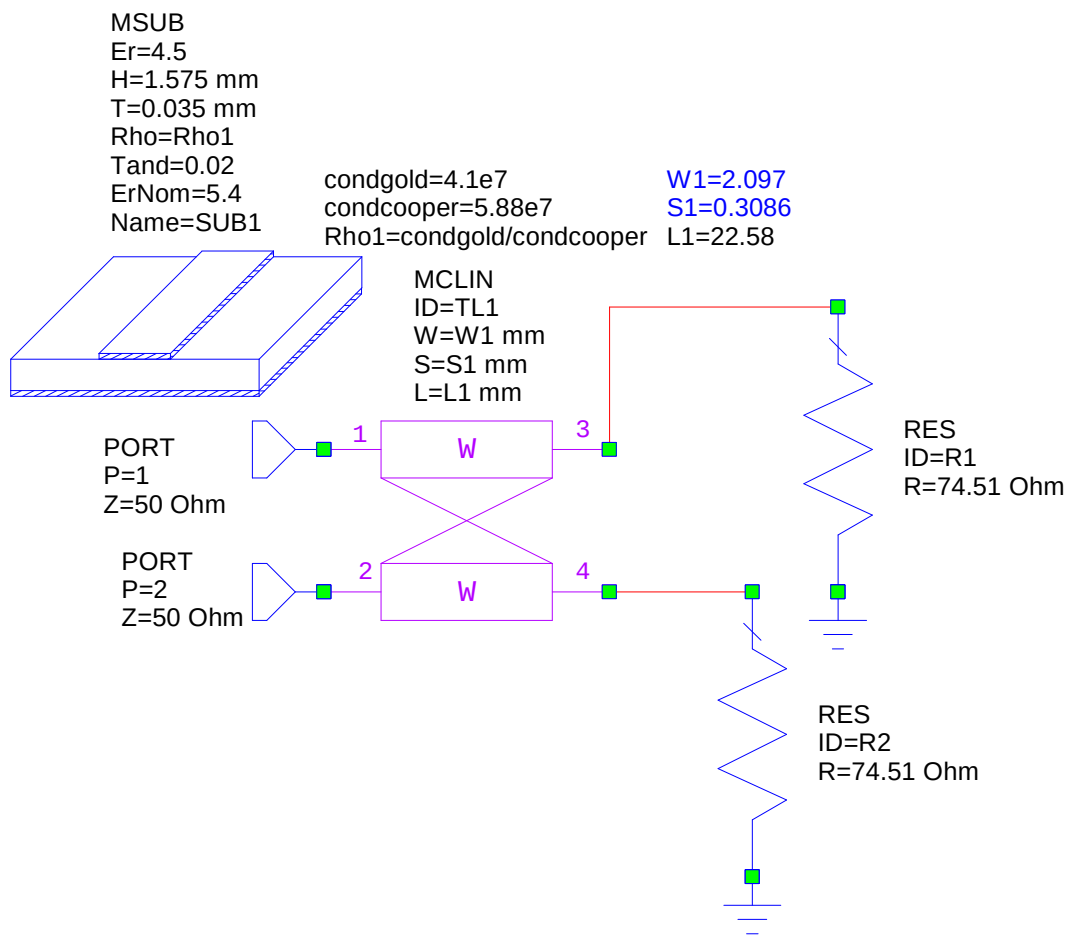


Figura 64. Primera y sexta sección de líneas acopladas con sustrato Microstrip con su dimensionado optimizado.

En las figuras 65 y 66 podemos ver la comprobación del valor de las impedancias características par e impar respectivamente de las secciones de línea primera y sexta, a través de la herramienta TXLine.

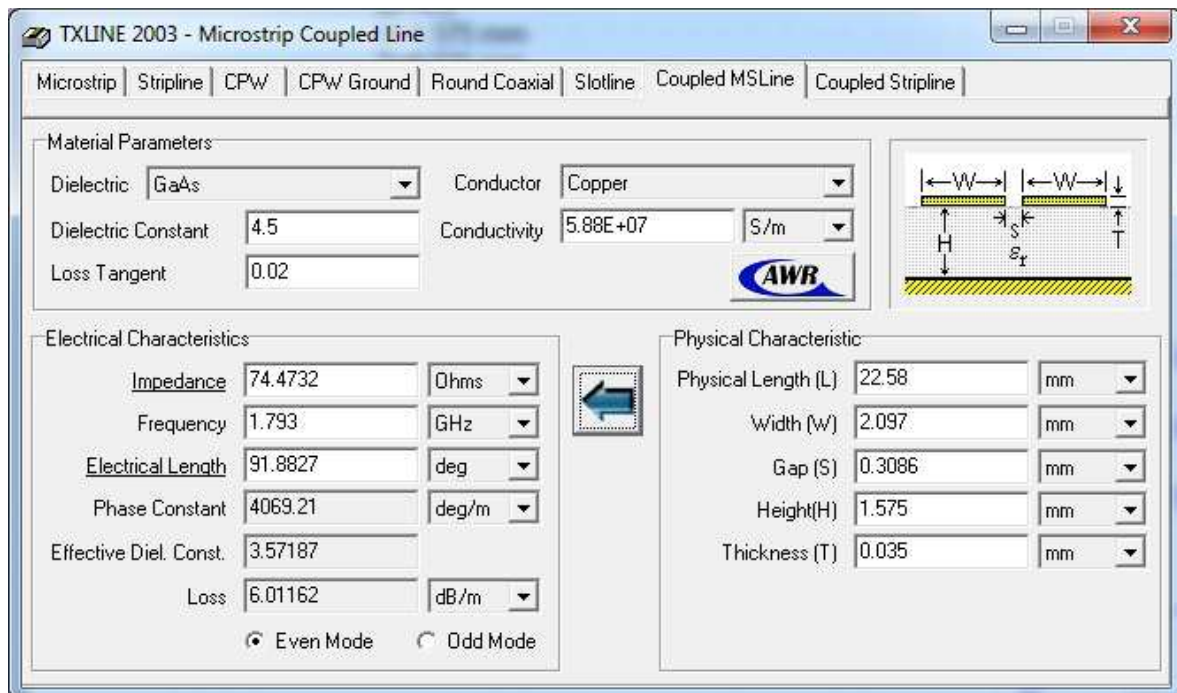


Figura 65. Comprobación Zeven en las líneas acopladas 1-6 con sustrato Microstrip mediante TXLINE.

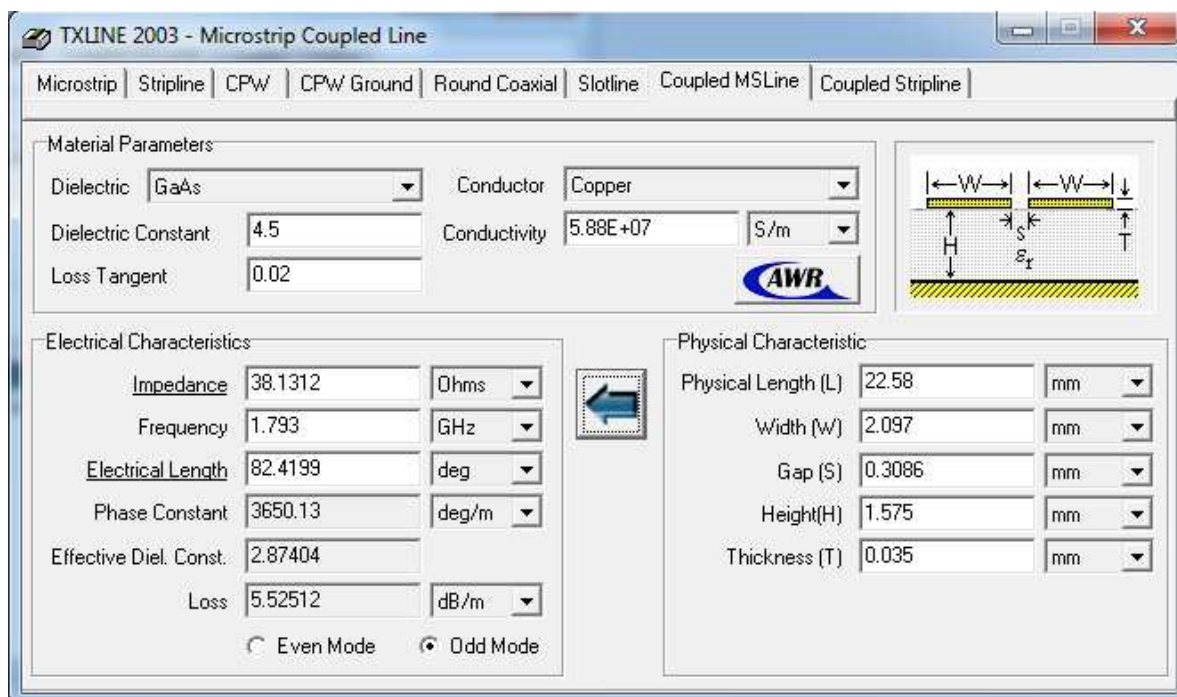


Figura 66. Comprobación Zodd en las líneas acopladas 1-6 con sustrato Microstrip mediante TXLINE.

En la figura 67 podemos ver la segunda y quinta secciones de líneas acopladas ideal cargadas con el mismo valor de impedancia que el que tiene su impedancia característica par. Por otra parte en la figura 68 tenemos la misma configuración pero con sustrato MicroStrip y con el valor de su anchura y espaciado entre líneas ya encontrado mediante la herramienta de optimizado.

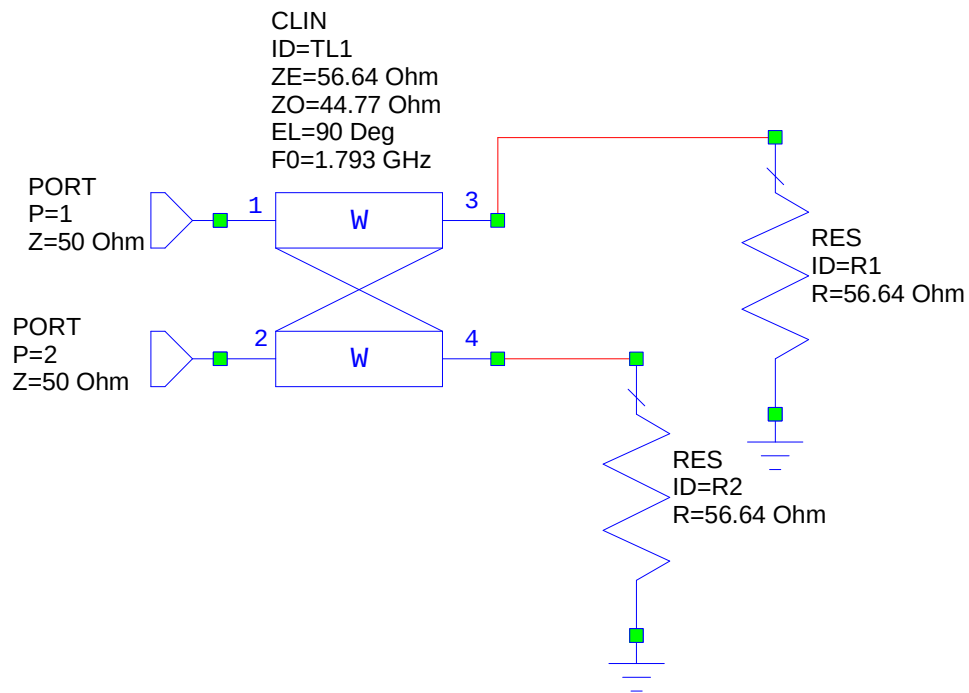


Figura 67. Primera y sexta sección de líneas acopladas con sus dos tiras cargadas mediante dos resistencias de valor de sus impedancias características par.

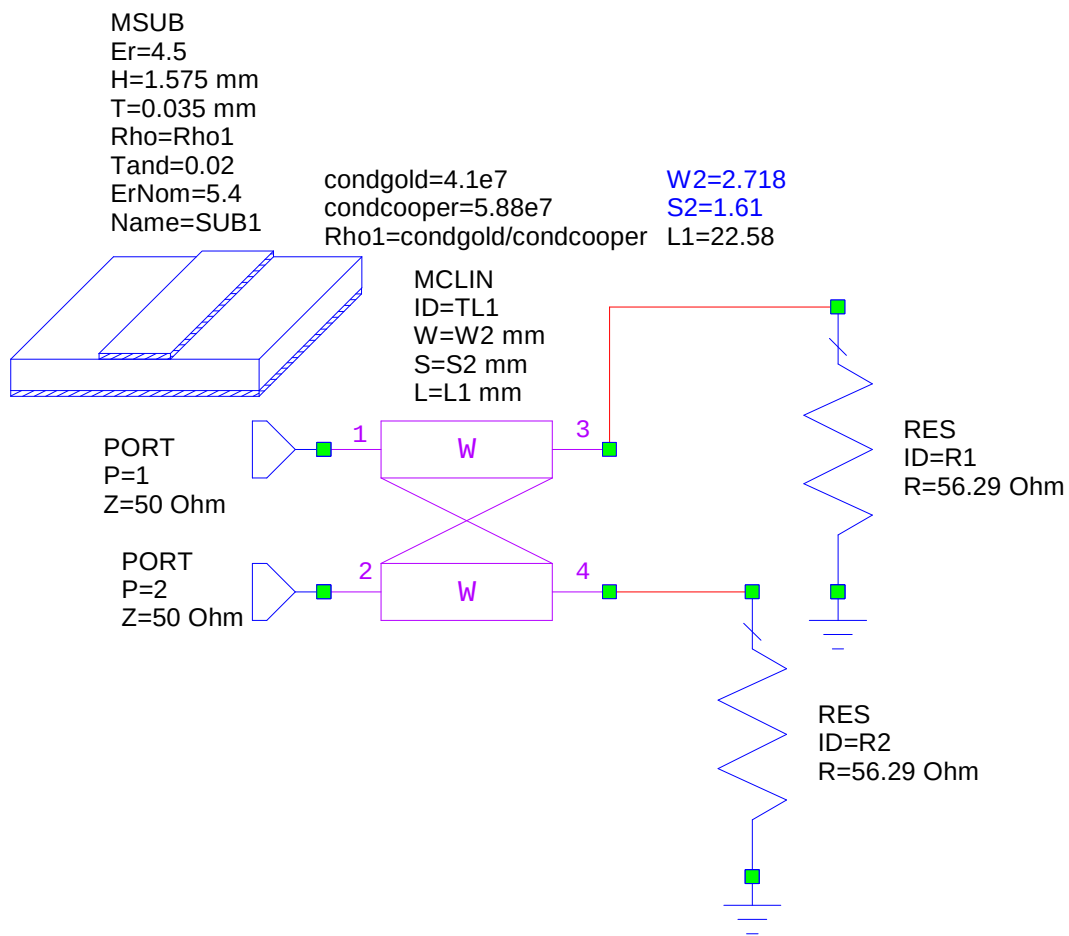


Figura 68. Segunda y quinta sección de líneas acopladas con sustrato Microstrip con su dimensionado optimizado.

De manera similar que anteriormente en las figuras 69 y 70 podemos ver la comprobación del valor de las impedancias características par e impar respectivamente de las secciones de línea segunda y quinta, a través de la herramienta TXLine.

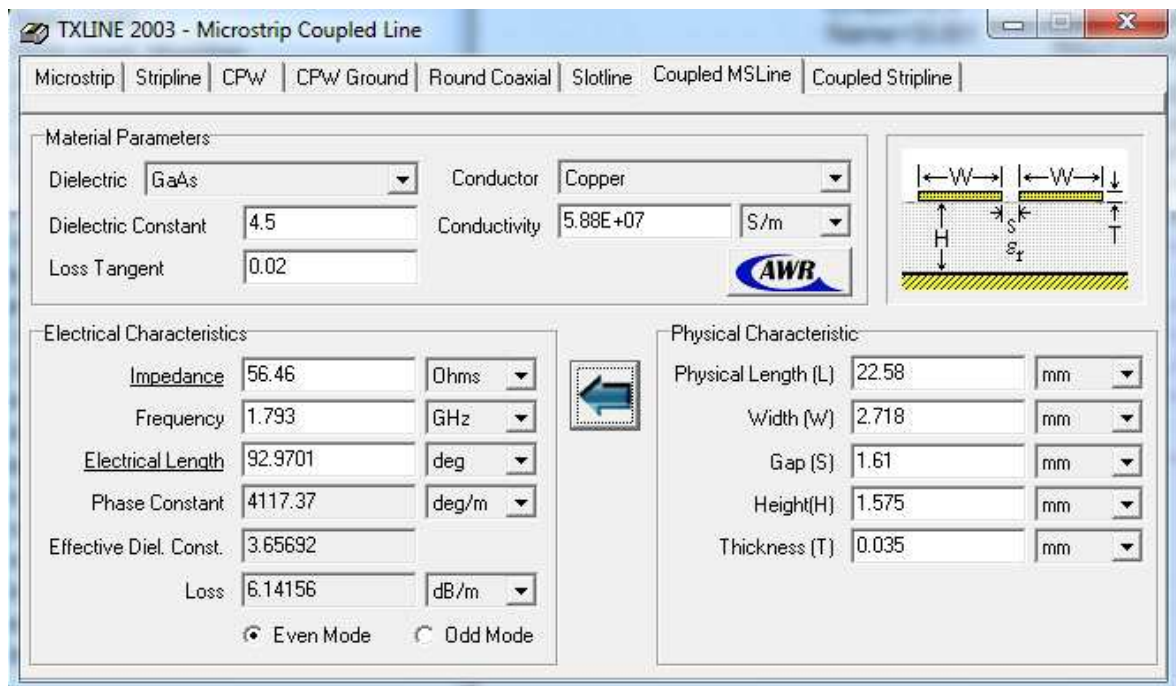


Figura 69. Comprobación Zeven en las líneas acopladas 2-5 con sustrato Microstrip mediante TXLINE.

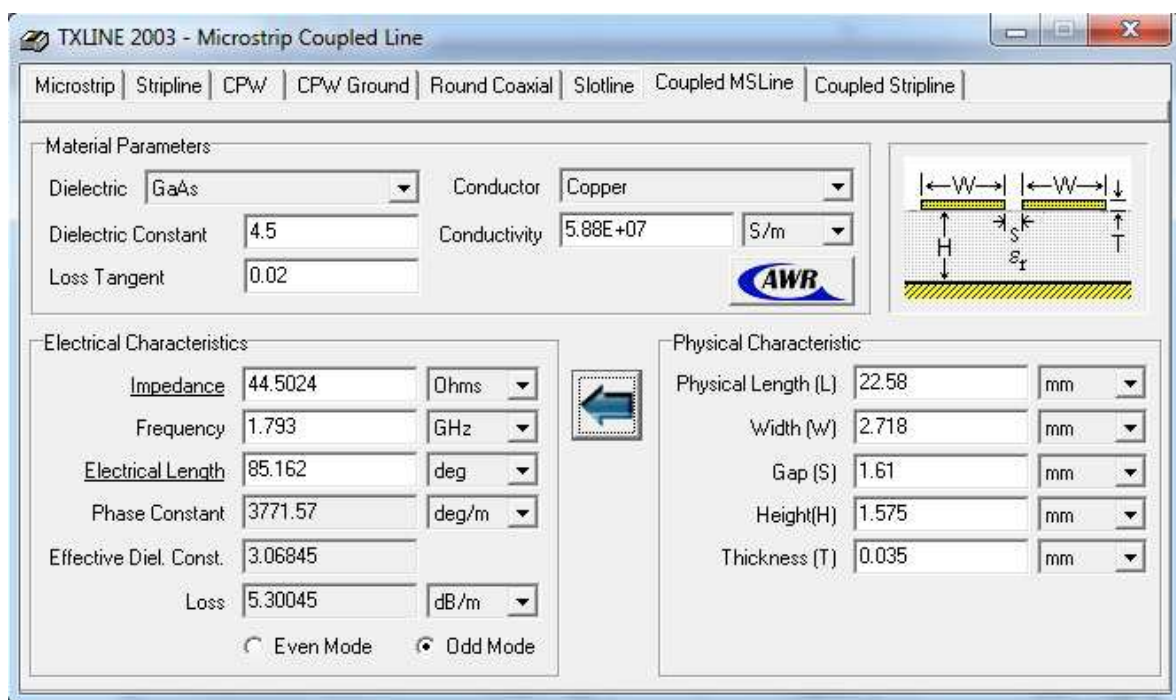


Figura 70. Comprobación Zodd en las líneas acopladas 2-5 con sustrato Microstrip mediante TXLINE.

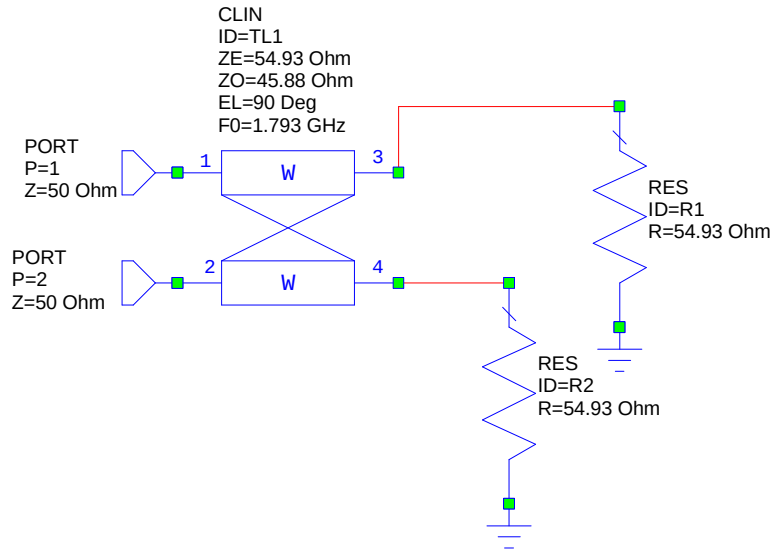


Figura 71. Tercera y cuarta sección de líneas acopladas con sus dos tiras cargadas mediante dos resistencias de valor de sus impedancias características par.

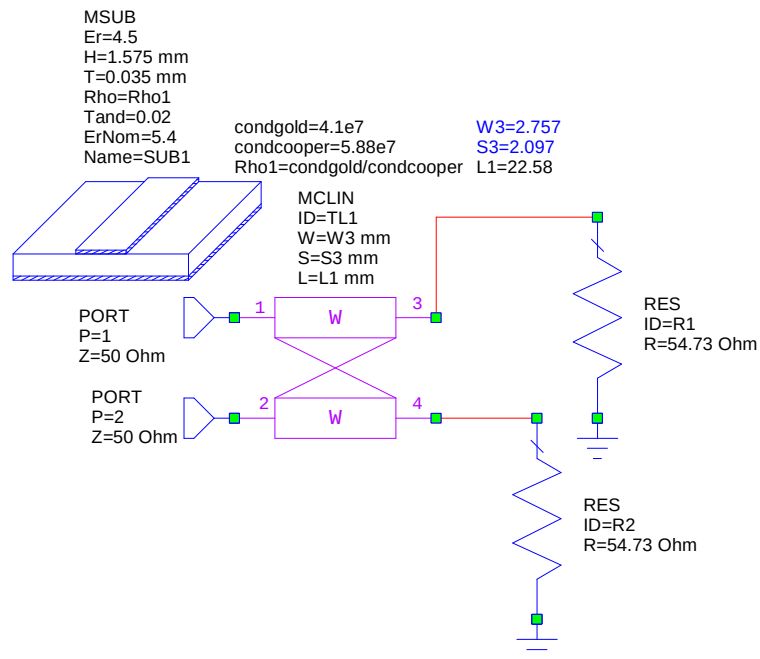


Figura 72. Tercera y cuarta sección de líneas acopladas con sustrato Microstrip con su dimensionado optimizado.

De manera similar que anteriormente en las figuras 73 y 74 podemos ver la comprobación del valor de las impedancias características par e impar respectivamente de las secciones de línea tercera y cuarta, a través de la herramienta TXLine.

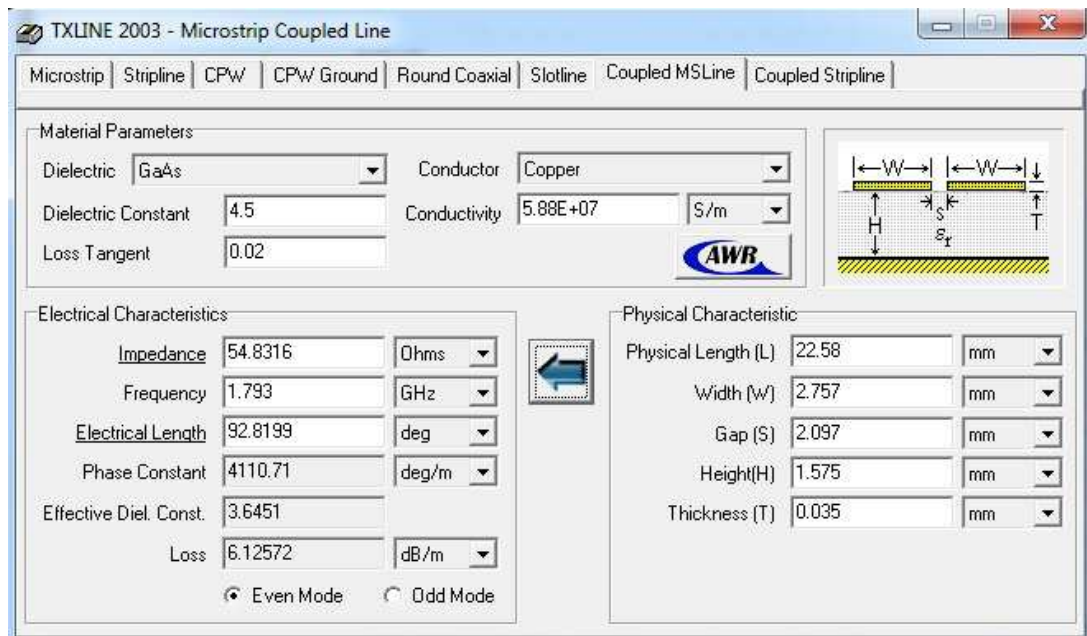


Figura 73. Comprobación Zeven en las líneas acopladas 3-4 con sustrato Microstrip mediante TXLINE.

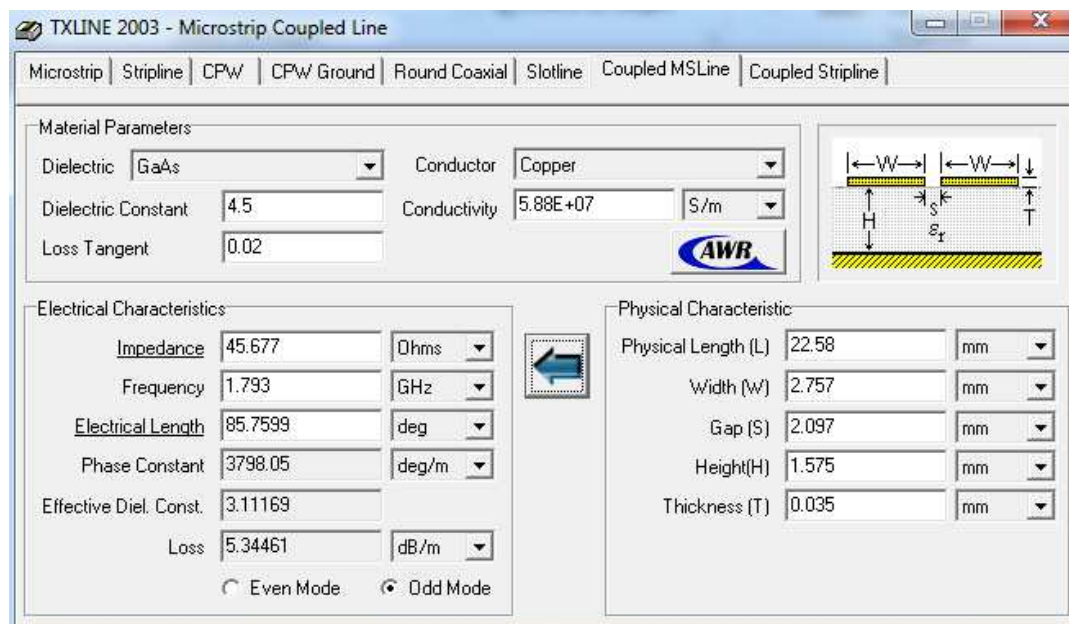


Figura 74. Comprobación Zodd en las líneas acopladas 3-4 con sustrato Microstrip mediante TXLINE.

Los valores medidos en las diferentes secciones de líneas y obtenidos mediante optimizado para sustrato Microstrip están contenidos en la tabla 18.

	$Linea_{1-6}$	$Linea_{M1-6}$	$Linea_{2-5}$	$Linea_{M2-5}$	$Linea_{3-4}$	$Linea_{M3-4}$
$Z_{11}(\Omega)$	47.189	47.189	46.012	46.01	46.63	46.63
$Z_{21}(\Omega)$	27.322	27.322	10.631	10.63	8.3046	8.3051
W (mm)		2.097		2.718		2.757
S (mm)		0.3086		1.61		2.097

Tabla 18. Valores de impedancias de entrada medidos en las líneas acopladas ideales y sus respectivos valores conseguidos para el dimensionamiento del sustrato Microstrip.

Ahora estamos en disposición de poder implementar este diseño paso banda con sustrato Microstrip. El filtro implementado se ilustra en la figura 75.

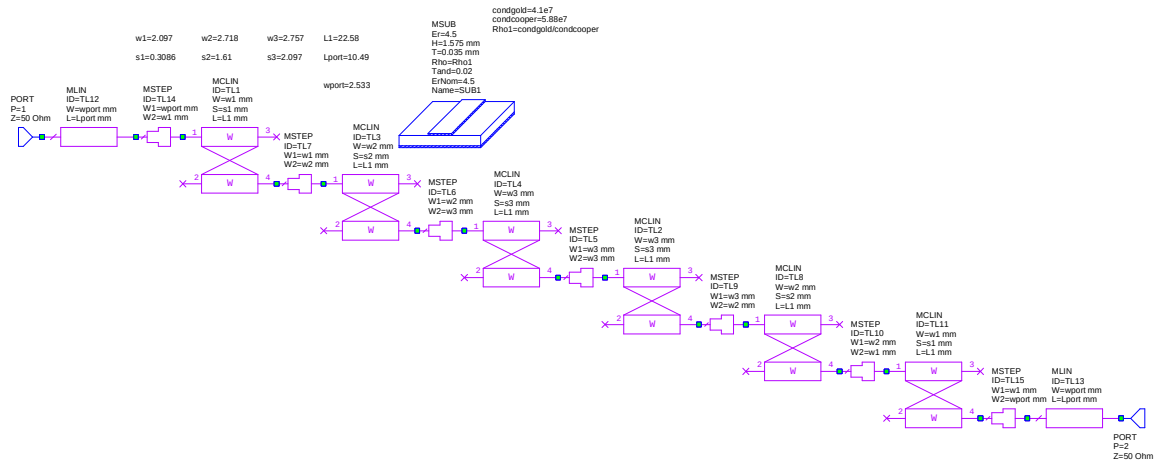


Figura 75. Filtro paso banda mediante secciones de líneas acopladas de longitud $\lambda_0/4$ con sustrato Microstrip.

La respuesta de este filtro es aceptable pero no es la esperada, esto es debido a que el sustrato utilizado no es de mucha calidad y no es el adecuado para trabajar a estas frecuencias. Una muestra de estas pérdidas es la desaparición de uno de los ceros de transmisión y vemos que el cero situado a la izquierda casi desaparece por dichas pérdidas. En esta respuesta se aprecia que la resonancia no se encuentra a la frecuencia deseada debido a los steps incluidos y a la suma de las pérdidas acumuladas de las sucesivas secciones de líneas acopladas. La respuesta en frecuencia de este diseño es mostrada en la figura 76. Dicha respuesta es centrada mediante la herramienta Tune Tool con una longitud de 22.88 mm. y se muestra en la figura 77.

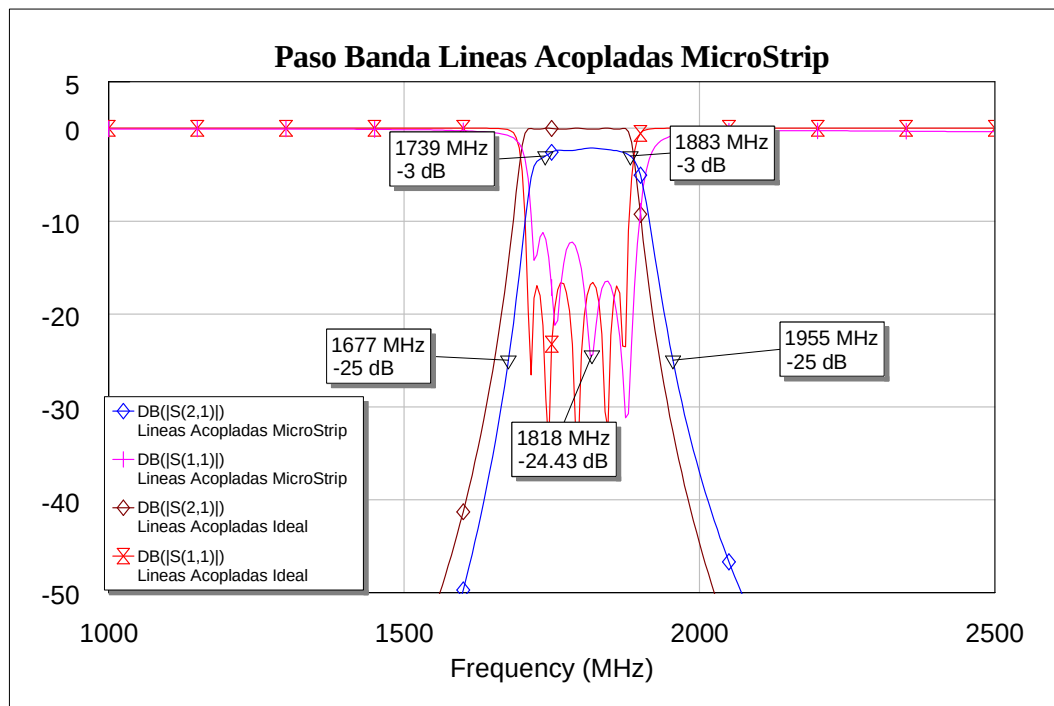


Figura 76. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 75.

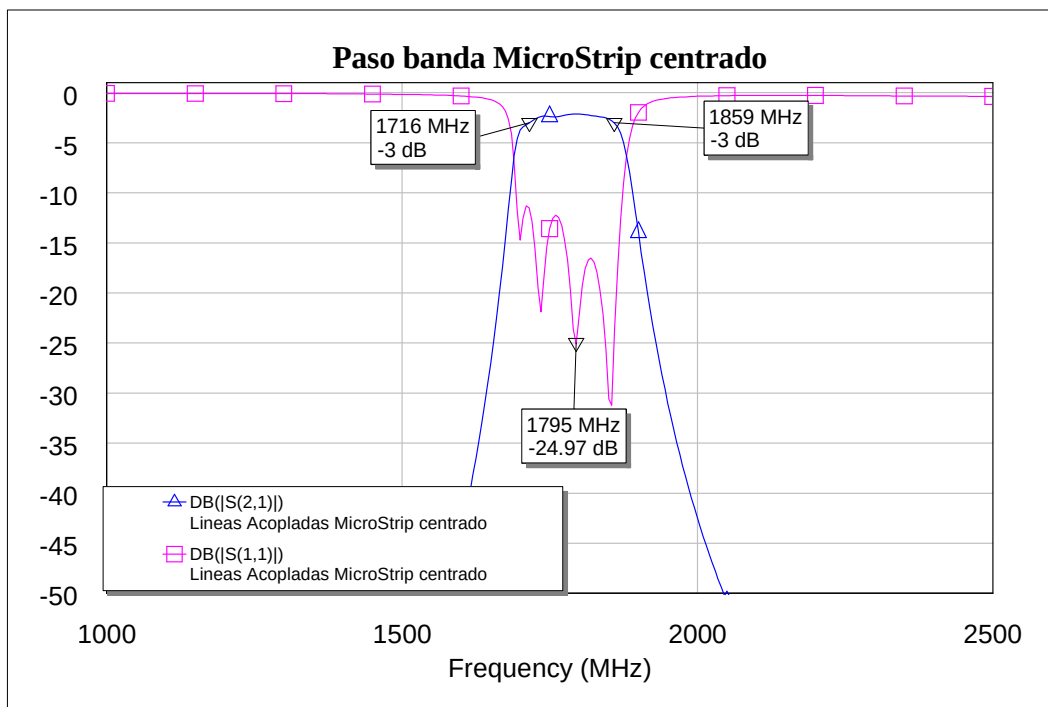


Figura 77. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 75. Cambiado la longitud de la secciones de las líneas acoplada de 22.58 mm a 22.88 mm. para centrar la respuesta a la frecuencia de resonancia deseada.

Ya tenemos el filtro centrado a la casi a frecuencia deseada. Ahora estaría bien poder mejorar un poco su respuesta en frecuencia mediante la optimización del mismo. En la figura 77 podemos ver la optimización aplicada a esta respuesta, observando que se ha mejorado un poco las especificaciones y recuperando el cero en transmisión perdido. Sin embargo, el ancho de banda de 3 dB ha empeorado en 3 MHz, pero si bajamos solo 1 dB vemos que el ancho de banda aumenta en unos 5 MHz. También se puede observar que cuando sucede el cruce de los parámetros S_{11} y S_{21} se tiene un incremento de 10 MHz de ancho de banda, lo cual si es más significativo.

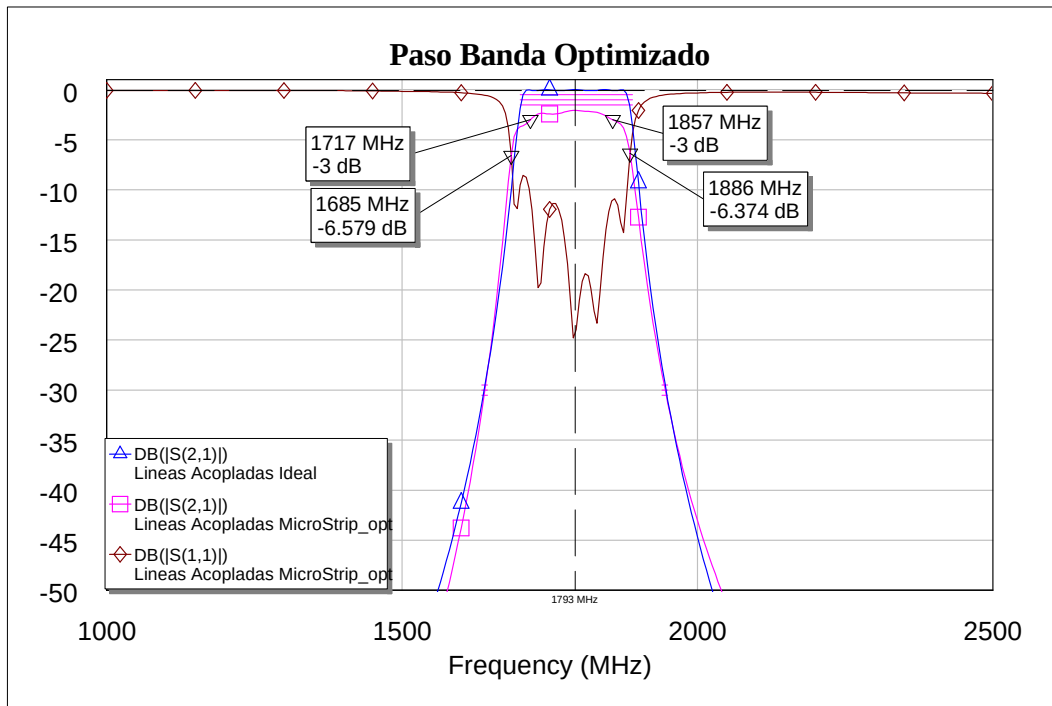


Figura 78. Respuesta en frecuencia optimizada del filtro de la figura 75.

En la tabla 19 pueden ser comparados los valores del dimensionamiento modificados.

	$Linea_{1-6}$	$Linea_{M1-6}$	$Linea_{2-5}$	$Linea_{M2-5}$	$Linea_{3-4}$	$Linea_{M3-4}$
$Z_{11}(\Omega)$	47.189	47.189	46.012	46.01	46.63	46.63
$Z_{21}(\Omega)$	27.322	27.322	10.631	10.63	8.3046	8.3051
$W(mm)$		2.097		2.718		2.757
$S(mm)$		0.3086		1.61		2.097
$W_{opt}(mm)$		2.289		2.951		2.629
$S_{opt}(mm)$		0.3179		1.596		1.996
$l(mm)$		22.88		22.88		22.88

Tabla 19. Dimensionamiento de las líneas con sustrato Microstrip, antes y después de la optimización.

Finalmente en la figura 79 es mostrado el layout del diseño final de este filtro paso banda.

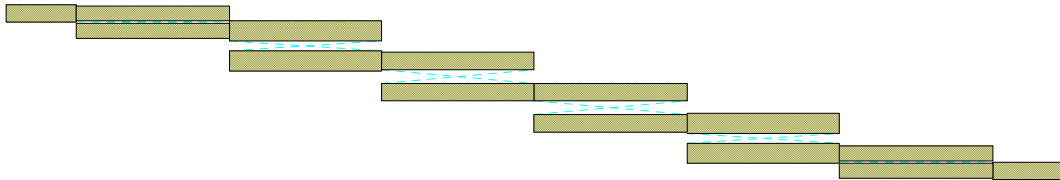


Figura 79. Layout para filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev implementado mediante secciones de líneas acopladas.

8.5. Filtro de banda eliminada.

El siguiente diseño a implementar es un filtro de banda eliminada. Estos filtros al igual que los filtros paso banda se pueden realizar mediante varios tipos de implementaciones. Una de ellas es utilizando stubs como resonadores terminados en circuito cerrado o abierto. Sin embargo, esta topología es difícilmente implementable ya que se obtienen unas impedancias características en los stubs muy elevadas; por lo que se hace muy difícil su implementación en un diseño real. La topología escogida para este trabajo ha sido la de resonadores de longitud un poco menor que $\lambda/2$ con forma de L, la cual permite tener un ancho de banda relativo de un 10%. Puede ser utilizado en una cabecera de RTV para eliminar una señal no deseada en la banda de FI.

8.5.1. Filtro de banda eliminada implementado mediante resonadores con forma de L.

Especificaciones del diseño:

- Tipo de filtro: Banda eliminada.
- Tipo de respuesta: Butterworth.
- Banda de paso: $f_1=1.85$ GHz, $f_2=1.95$ GHz, $LA_r=3$ dB.
- Banda eliminada: $f_{s1}=1.88$ GHz, $f_{s2}=1.92$ GHz, $LA_s=50$ dB.
- Impedancias de fuente y carga: $Z_0=50 \Omega$.

Diseño del prototipo paso bajo:

- Banda eliminada: $\omega'_s=2.4335$, ecuación (42).

Los valores normalizados g_i , del prototipo paso bajo correspondiente a una respuesta Butterworth se obtiene a través de la ecuación (23). El resultado es un filtro de 7º grado y con valores normalizados simétricos. Estos resultados se muestran en la tabla 20.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8
1	0.4450	1.2470	1.8019	2	1.8019	1.2470	0.04450	1

Tabla 20. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Butterworth para $n=7$, $LA_r=0.1\text{dB}$ y $LA_s=50\text{ dB}$.

Al igual que en los diseños anteriores, una vez obtenidos los valores normalizados del prototipo paso bajo, podemos pasar al siguiente paso, que como ya sabemos, consiste en el escalado y conversión de estos valores normalizados para obtener los valores de los elementos concentrados de nuestro filtro de banda eliminada. Para ello utilizamos las ecuaciones (36), (37), (43), (44), (45) y (46). Los valores se muestran en la tabla 21.

	Res_{p1}	Res_{s1}	Res_{p2}	Res_{s2}	Res_{p3}	Res_{s3}	Res_{p4}
$L'(\text{nH})$	178.9	0.2751	44.2	0.4412	44.2	0.2751	178.9
$C'(\text{pF})$	0.03977	25.5	0.159	0.1592	0.159	25.5	0.03977

Tabla 21. Valores de elementos concentrados para diseño de filtro banda eliminada con repuesta Butterworth.

Una vez conseguidos los valores de los elementos concentrados, el siguiente paso es la implementación del diseño con elementos concentrados en Microwave Office, con el objeto de apreciar si obtenemos la respuesta deseada. La figura 80 ilustra la implementación de dicho filtro con elementos concentrados mediante el software mencionado.

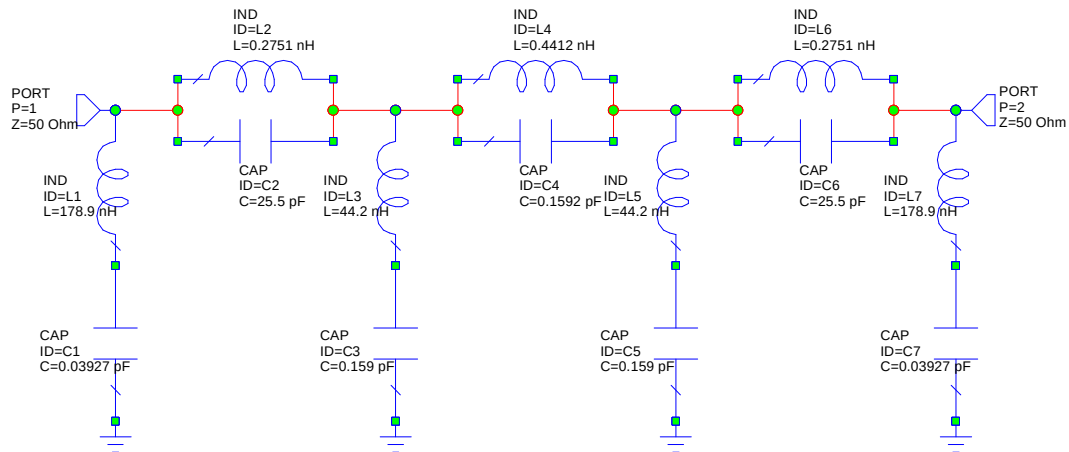


Figura 80. Filtro banda eliminada con respuesta tipo Butterworth de 7º orden.

Teniendo en cuenta que las especificaciones de este filtro son demasiado exigentes, la respuesta en frecuencia dada para el filtro de la figura 80 se puede considerar óptima. Esta difiere a cada lado aproximadamente 10 MHz de las especificaciones exigidas en la banda de paso; sin embargo, en la banda eliminada las cumple sobradamente y el cruce de los parámetros S_{11} y S_{21} se da a -3 dB. Esta respuesta en frecuencia puede ser observada en la figura 81.

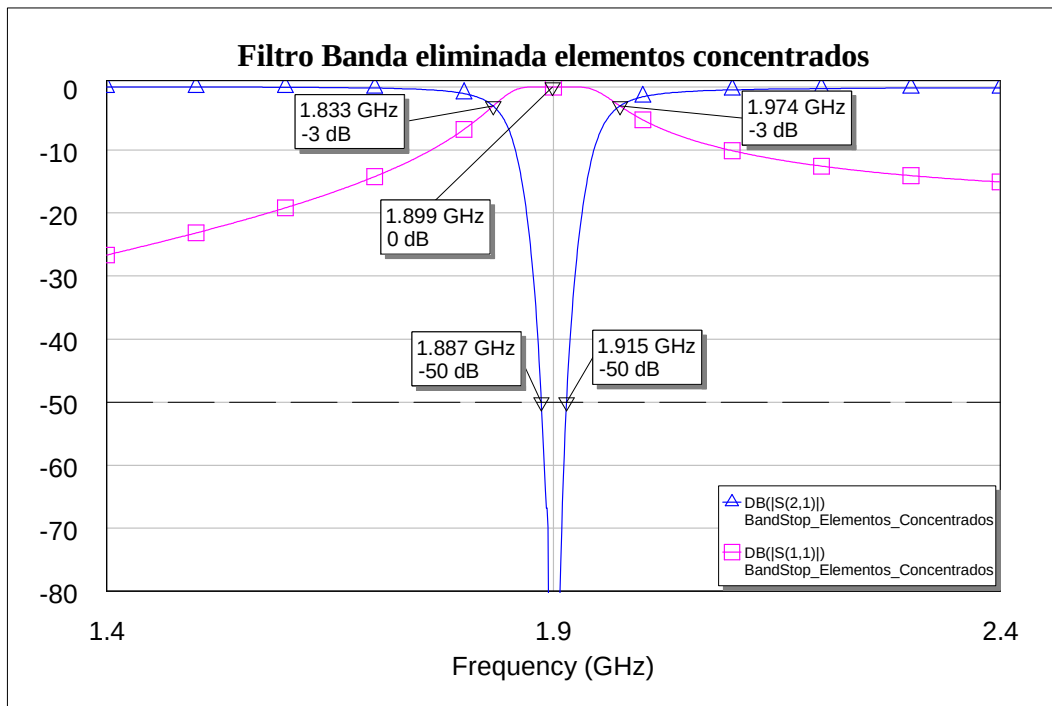


Figura 81. Respuesta en frecuencia banda eliminada tipo Butterworth de 7º orden.

Según se viene organizando este trabajo, el siguiente paso es la implementación de este filtro con elementos distribuidos ideales sin pérdidas. Éste, puede ser visto en la figura 82.

En este caso, este paso resulta relativamente sencillo dado que no tenemos que hacer ningún cálculo para la implementación ideal. Solo hay que tener en cuenta que los tramos de línea principal tienen longitud $\lambda/4$, de esta forma actúan como inversores. Y que el tramo vertical de los resonadores tenga una longitud menor que $\lambda/4$.

Es sabido, que un tramo de línea de transmisión terminada en circuito abierto de longitud un poco menor que $\lambda/2$, se comporta como una bobina. Si tenemos en cuenta esto y que el gap existente entre dos líneas muy cercanas se comporta como un condensador, solo hay que implementar una línea de la longitud comentada terminada en circuito abierto y que esta línea termine muy próxima de la línea principal, de forma que pueda haber acoplamiento entre ellas, es decir, una capacitancia, con esta topología acabamos de realizar un elegante resonador serie. El problema que tienen las capacitancias conseguidas mediante gaps, es que para conseguir un nivel aceptable de las mismas, las líneas tienen

que estar tan próximas que resultan implementables. Para solucionar este problema se ha puesto un tramo del resonador en horizontal, de forma que haya una mayor superficie en paralelo, lo que se traduce en una mayor capacitancia.

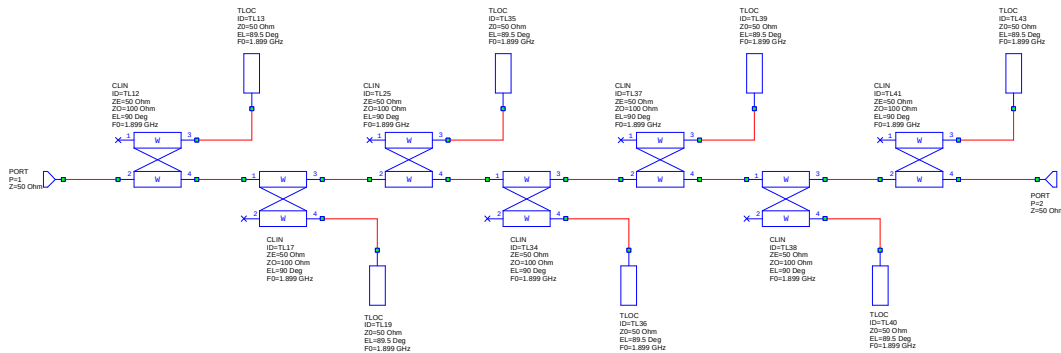


Figura 82. Filtro banda eliminada con respuesta tipo Butterworth implementado con elementos distribuidos sin pérdidas formando resonadores en forma de L.

A partir de la respuesta en frecuencia de este filtro mostrada en la figura 83, podemos observar que en este se da un rizado no deseado aproximadamente a la frecuencia de corte, por lo demás todas las especificaciones exigidas se cumplen. Este rizado es debido a que en la implementación de las líneas acopladas ideales no podemos controlar directamente el gap que hay entre ellas.

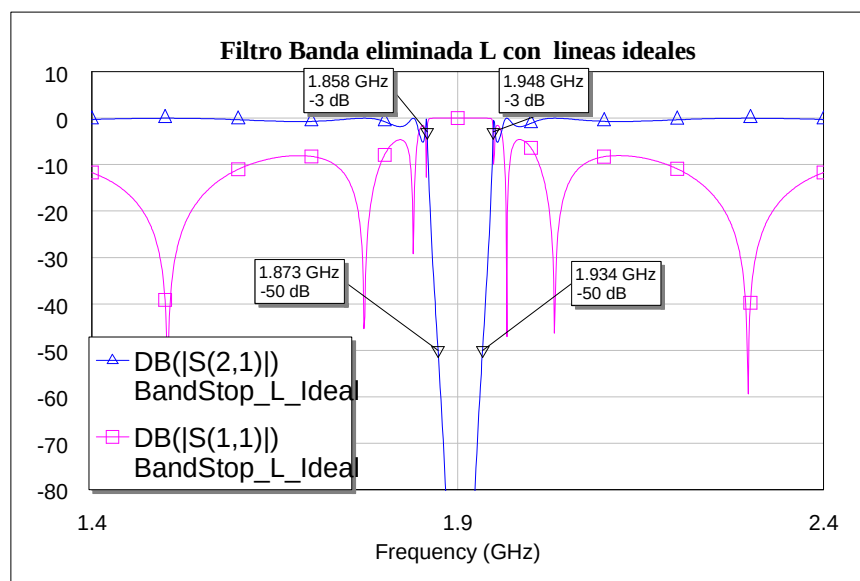


Figura 83. Respuesta en frecuencia banda eliminada para el filtro de la figura 82.

Para la implementación de este filtro mediante líneas de transmisión con sustrato MicroStrip, tenemos que calcular la longitud de cada tramo, lo cual no tiene ninguna dificultad dado que el ancho de la línea se dejara el correspondiente a su impedancia característica. Ahora bien, el cálculo más riguroso en este diseño viene a la hora de dimensionar los gaps de cada resonador. Para llevar a cabo esta tarea, primero hay que calcular los valores de las reactancias de cada resonador haciendo uso de las formulas (116) y (117), una vez conseguidos estos valores, tenemos que hacer uso de la siguiente ecuación

$$\frac{x}{Z_0} = \frac{f_0}{2\Delta f_{3dB}} \quad (118)$$

donde Δf_{3dB} es el ancho de banda de 3 dB. La técnica que se suele utilizar para calcular el gap de cada resonador, es implementar solamente un resonador, y realizar varias simulaciones dando una valor diferente en cada una de ellas de forma incremental al valor de este gap, a la frecuencia de resonancia y medir el ancho banda de 3 dB. Una vez que tenemos varios valores de ancho de banda de 3 dB y haciendo uso de la ecuación (118), podemos obtener un los valores de las reactancias normalizadas para ese ancho de banda de 3 dB dado. De esta forma se grafican los valores los valores obtenidos de reactancias normalizadas frente a los gaps simulados. La gráfica resultante tiene un incremento aproximadamente lineal, con lo que se traza una línea recta promediando sus valores y a través de esta línea se pueden obtener con una aproximación aceptable los valores del gap que tiene cada resonador [1]. En la figura 84 muestra a modo de ejemplo tal gráfica para un diseño de prueba que se realizó durante la elaboración de este trabajo. A pesar de los buenos resultados que se pueden obtener con esto método gráfico aproximado para calcular el gap entre líneas, tales valores aproximados pueden ser calculados de manera exacta.

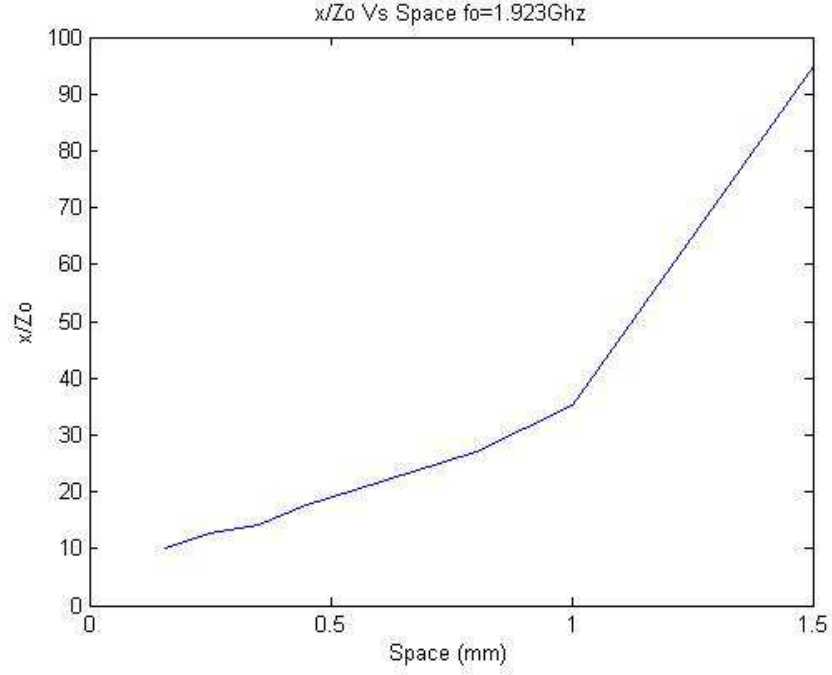


Figura 84. Espaciado entre líneas frente a los valores de reactancias normalizadas.

En este sentido, el método elaborado en este trabajo para el cálculo del gap que de estos resonadores se lleva a cabo a partir de los valores obtenidos de las reactancias normalizadas a partir de la ecuación (117), dado que una vez que tenemos estos valores, solo tenemos que despejar el ancho de banda de 3 dB en la ecuación (118). Una vez obtenidos estos valores calculamos f_1 y f_2 para cada ancho de banda a 3 dB conociendo que

$$f_1 = f_0 - \frac{\Delta f_{3dB}}{2} \quad (119)$$

$$f_2 = \frac{\Delta f_{3dB}}{2} + f_0 \quad (120)$$

Una vez obtenidas las frecuencias de corte inferior y superior respectivamente, solo que implementar un resonador e imponerle al optimizador como objetivo dichas frecuencias,

dejando como variable a optimizar el gap entre líneas. De esta forma se obtienen los valores exactos del gap de cada resonador.

En la tabla 22 están incluidos los valores de reactancia de cada resonador, el ancho de banda de 3dB para el valor de cada reactancia, las frecuencias de corte inferior y superior, y así como el gap que hay que dejar para cada uno de estos resonadores.

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7
	42.6778	15.2315	10.5406	9.4967	10.5406	15.2315	42.6778
$\Delta f_{3dB} (GHz)$	0.0223	0.0623	0.0901	0.1000	0.0901	0.0623	0.0223
$f_1 (GHz)$	1.8882	1.8682	1.8543	1.8493	1.8543	1.8682	1.8882
$f_2 (GHz)$	1.9105	1.9305	1.9444	1.9493	1.9444	1.9305	1.9105
Gap	0.8655	0.2203	0.108	0.0904	0.108	0.2203	0.8655

Tabla 22. Valores de las reactancias, frecuencias inferior y superior para cada ancho de banda de 3dB y gap para cada resonador del filtro banda eliminada diseñado con respuesta tipo Butterworth.

En la figura 85 se muestra el valor de las frecuencias de corte para el valor del resonador 1-7.

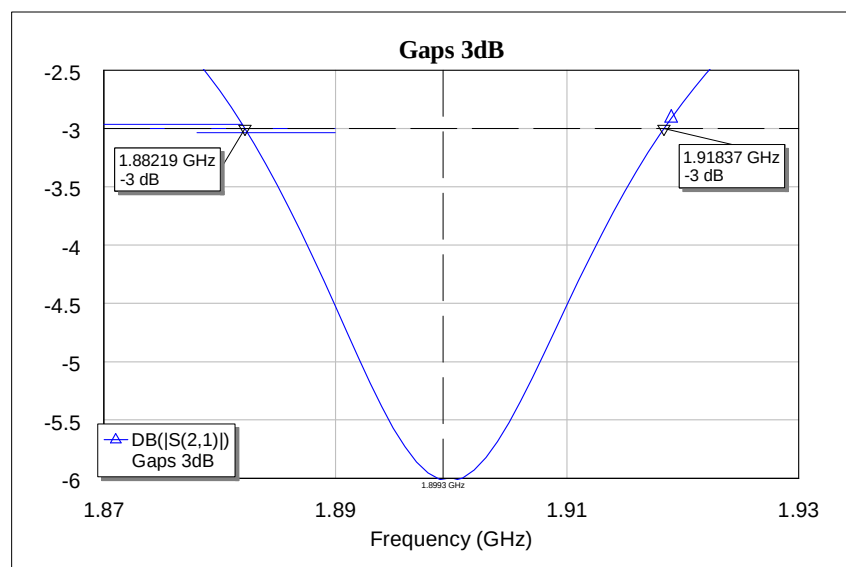


Figura 85. Frecuencias de corte para los resonadores 1-7.

Una vez obtenidos los gaps que se encuentran en cada resonador, estamos preparados para implementar este filtro. En la figura 86 se puede observar dicha implementación mediante líneas Microstrip.

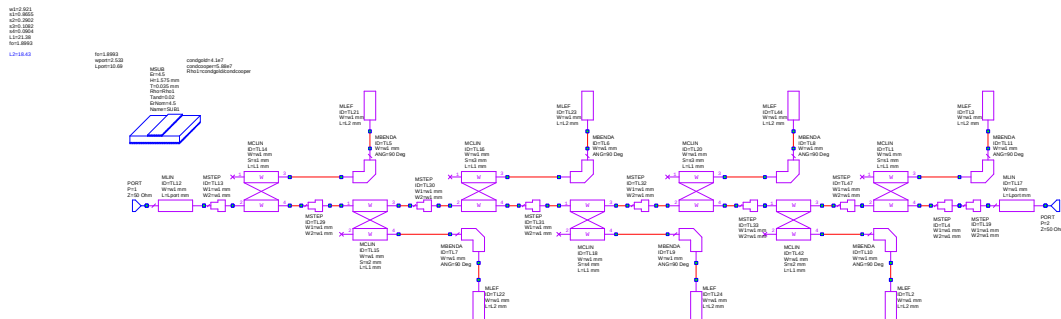


Figura 86. Filtro banda eliminada con forma de L implementado con tramos de líneas Microstrip.

Podemos ver en la figura 87, que la respuesta de este filtro sigue manteniendo una pendiente muy abrupta. Aunque no se cumplan las especificaciones, entendemos que su respuesta tiene un buen comportamiento. Recordemos que la respuesta con elementos concentrados tampoco cumplía las especificaciones. La diferencia con respecto a su respuesta con elementos concentrados es de 20 MHz en la frecuencia de corte, por lo tanto, vamos a intentar optimizar el mismo, para lograr mejorar su comportamiento.

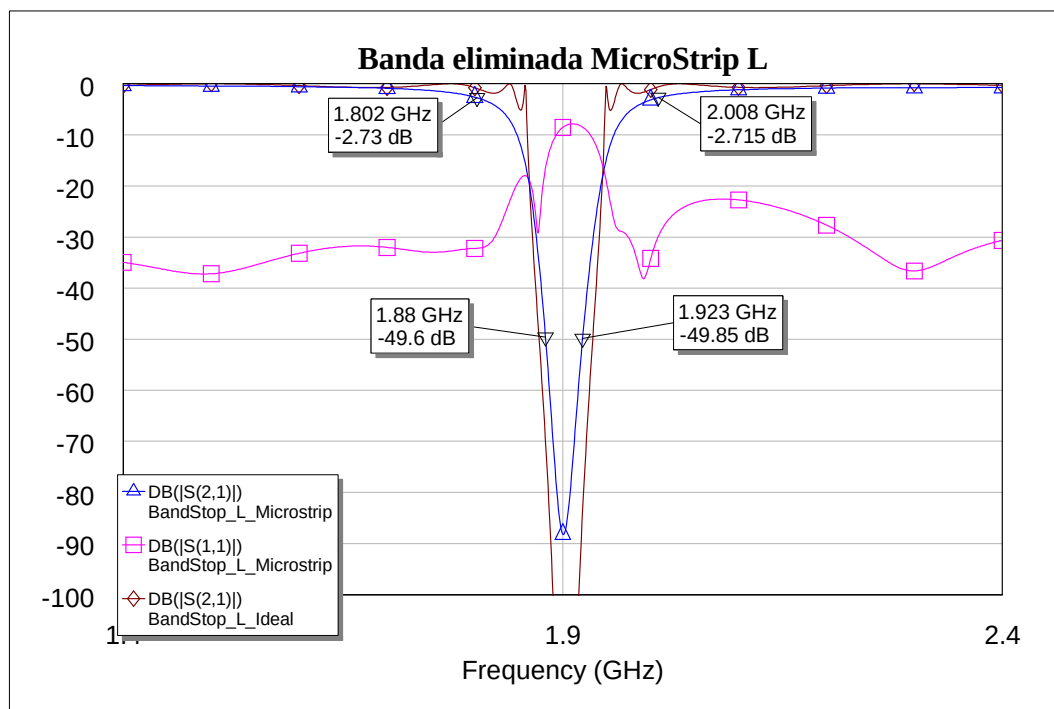


Figura 87. Respuesta en frecuencia del filtro de la figura 82.

A partir de su optimización, se ha conseguido una mejora de 11 MHz en la frecuencia de corte inferior y superior. En la figura 88 se muestran las dos respuestas en frecuencia.

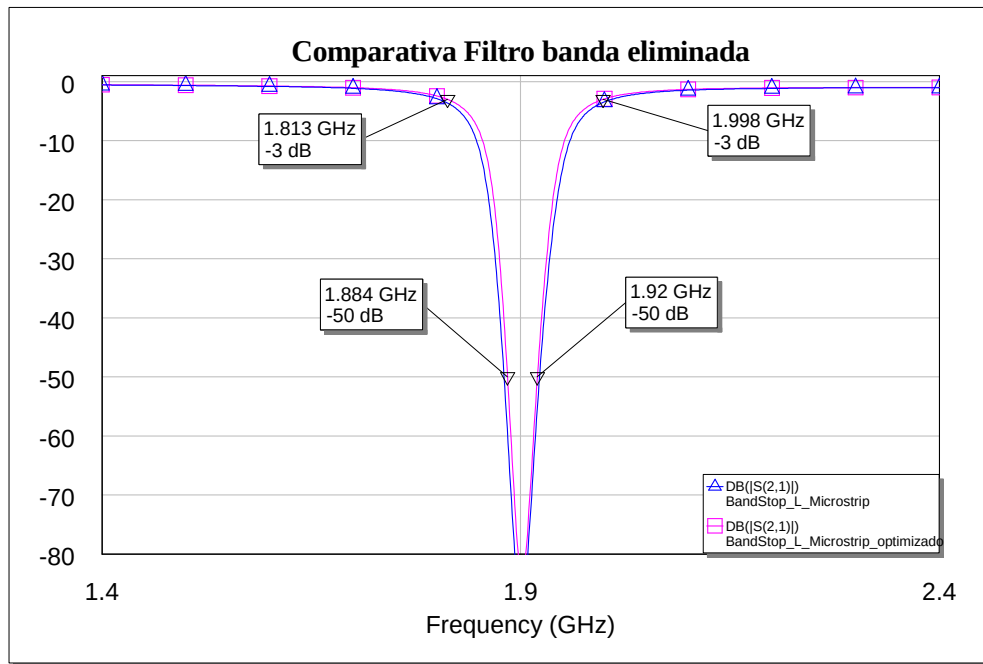


Figura 88. Comparación de respuesta en frecuencia banda eliminada con y son optimización.

Los cambios en el dimensionamiento han sido basicamente respecto a la longitud de los tramos. Por otro lado a los gap de los resonadores 3, 4 y 5 se les a hado el valor de 0.158 mm, con motivo de facilitar su implementación en un prototipo real. La tabla 23 contine los nuevos valores de los gaps de los resonadores.

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7
$f_1(GHz)$	1.8882	1.8682	1.8543	1.8493	1.8543	1.8682	1.8882
$f_2(GHz)$	1.9105	1.9305	1.9444	1.9493	1.9444	1.9305	1.9105
Gap	0.8655	0.2203	0.108	0.0904	0.108	0.2203	0.8655
Gap_{opt}	0.89	0.2761	0.158	0.158	0.158	0.2761	0.89

Tabla 23. Valores optimizados de gap correspondientes a cada resonador.

Finalmente, en la figura 89 es mostrado el layout de este diseño optimizado.

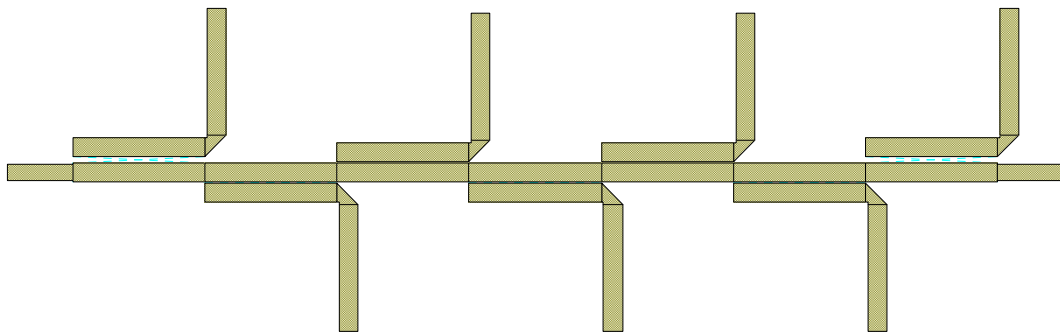


Figura 89. Layout de filtro banda eliminada optimizado.

8.6. Filtro paso alto.

El último diseño de este trabajo a implementar es un filtro paso alto. Estos filtros son difíciles de implementar, ya que no hay ninguna identidad de Kuroda que tenga el equivalente de condensador serie a bobina paralelo. Una alternativa sería implementar es mediante resonadores e inversores de longitud $\lambda/4$, pero esta solución es periódica, con lo cual la banda de paso estaría acotada. Por lo tanto, dado que el problema de esta implementación radica en los condensadores serie, se ha implementado estos mediante condensadores interdigitales MicroStrip y las bobinas mediante stubs en corto, los cuales son de trivial implementación.

El filtro ha sido diseñado para trabajar a una frecuencia de corte de 2 GHz. Con lo cual, puede ser utilizado en una red wifi para eliminar todas las señales con frecuencias inferiores a esta.

8.6.1. Filtro paso alto implementado mediante condensadores interdigitales.

Especificaciones del diseño:

- Tipo de filtro: Paso alto.
- Tipo de respuesta: Chebyshev.
- Banda de paso: $f_c=2$ GHz, $LA_r=0.1$ dB.
- Banda eliminada: $f_s=1.2$ GHz, $LA_s=30$ dB.
- Impedancias de fuente y carga: $Z_0=50 \Omega$.

Diseño del prototipo paso bajo:

- Banda eliminada: $\omega'_s=1.6667$, ecuación (32)

Los valores normalizados g_i , del prototipo paso bajo correspondiente a una respuesta Chebyshev se obtiene a través de la ecuación (25). El resultado es un filtro con $n=6$ y con lo cual sus valores son asimétricos. Al tratarse de una tipo Chebyshev de grado impar, la impedancia de carga está adaptada; sin embargo, cuando el grado de este tipo de respuesta resulta par, la impedancia de carga no estaría adaptada, lo que llevaría a unas mayores pérdidas. Estos resultados se muestran en la tabla 24.

g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8619	1.3554

Tabla 24. Valores normalizados del prototipo paso bajo para respuesta Chebyshev con $n=6$, $LA_r=0.1dB$ y $LA_s=30 dB$.

Un vez más, obtenidos los valores normalizados del prototipo paso bajo, podemos pasar al siguiente paso, el cual consiste en el escalado y conversión de estos valores normalizados para obtener los valores de los elementos concentrados de nuestro filtro paso alto. Para ello utilizamos las ecuaciones (33) y (34). Los valores se muestran en la tabla 25.

$C_1(pF)$	$L_2(nH)$	$C_3(pF)$	$L_4(nH)$	$C_5(pF)$	$L_6(nH)$
1.3625	2.834	0.7740	2.6227	0.8364	4.6167

Tabla 25. Valores de elementos concentrados para diseño con respuesta en frecuencia paso alto con repuesta tipo Chebyshev.

De nuevo vamos a implementar este diseño con elementos concentrados en Microwave Office, con el objeto de apreciar si obtenemos la respuesta deseada. En el circuito se puede observar que el valor de la impedancia del puerto de salida difiere a la de entrada debido a grado par de la respuesta Chebyshev. La figura 90 muestra dicho filtro.

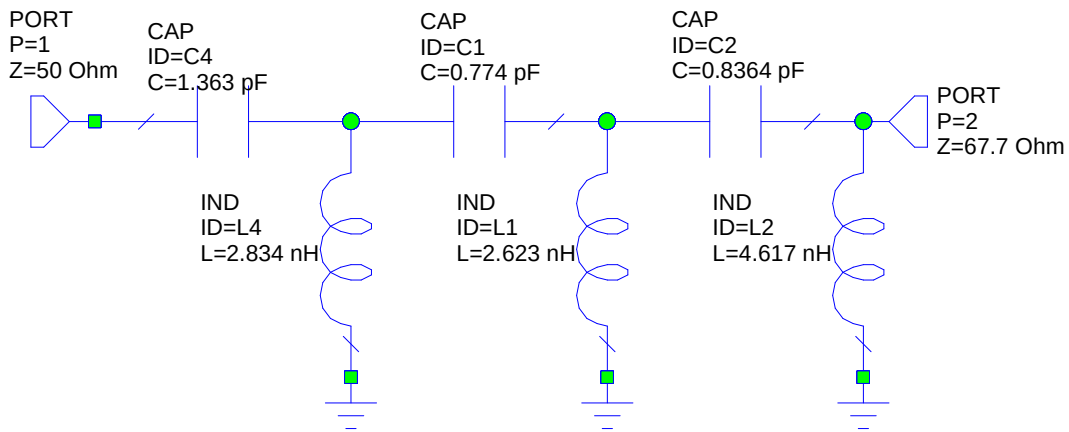


Figura 90. Filtro paso alto con respuesta tipo Chebyshev para $n=6$.

La respuesta en frecuencia de este filtro paso alto ideal es la esperada, cruzándose los parámetros S_{11} y S_{22} justo en -3dB. Al ser una respuesta Chebyshev con 0.1 dB de rizado, la frecuencia de corte sucede a esa ganancia. Por otra parte vemos que la banda eliminada mejora en 92 MHz a la especificación requerida. La figura 91 ilustra la respuesta en frecuencia para la implementación con elementos concentrados.

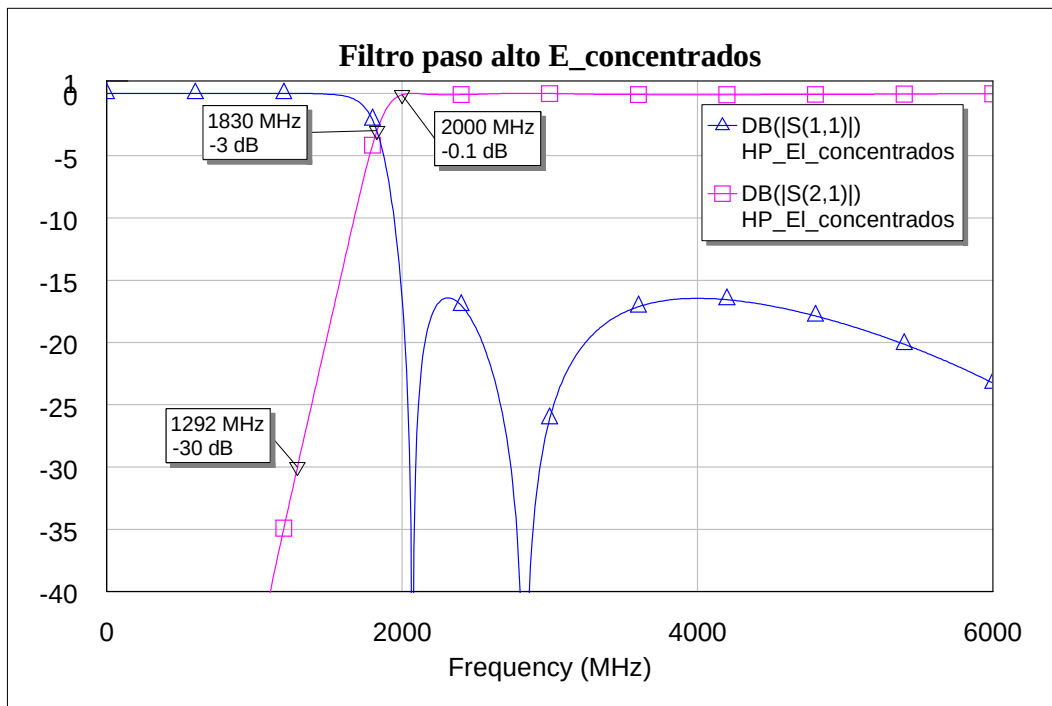


Figura 91. Respuesta en frecuencia correspondiente al filtro de la figura 90.

Como se ha comentado anteriormente, la carga del filtro no está adaptada a la de la fuente, no se aprecia en la respuesta dado que la diferencia es mínima. No obstante, este problema se puede solucionar adaptando la carga a la impedancia de la fuente. Existen varias técnicas para este cometido, en este caso vamos a realizar la adaptación mediante una tramo de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ con impedancia característica igual la geometría de las impedancias que se desean acoplar. En la figura 92 podemos ver este transformador $\lambda/4$ con una línea ideal. Podemos comprobar que la impedancia esta adaptada observando el resultado de la figura 93.

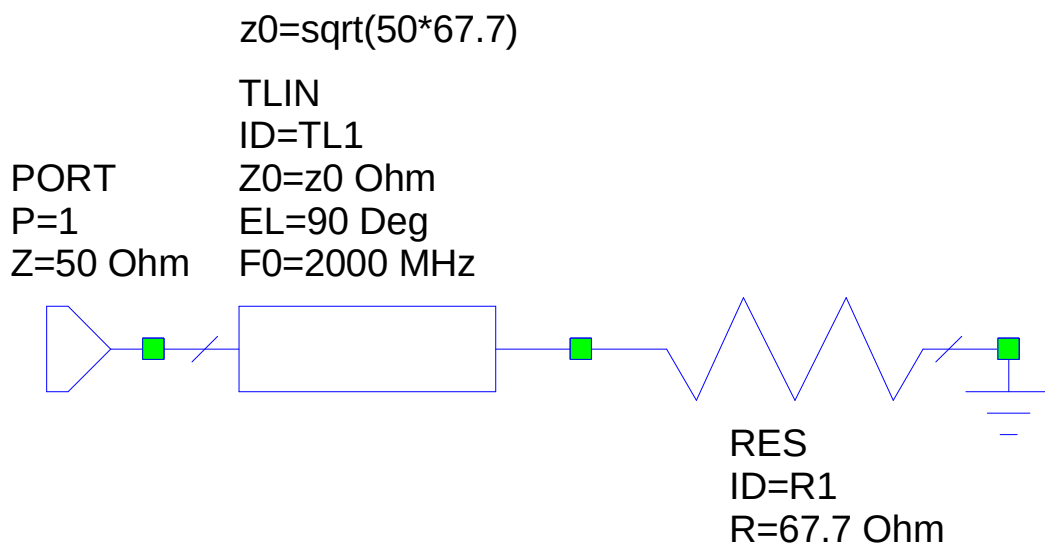


Figura 92. Transformador $\lambda/4$ ideal.

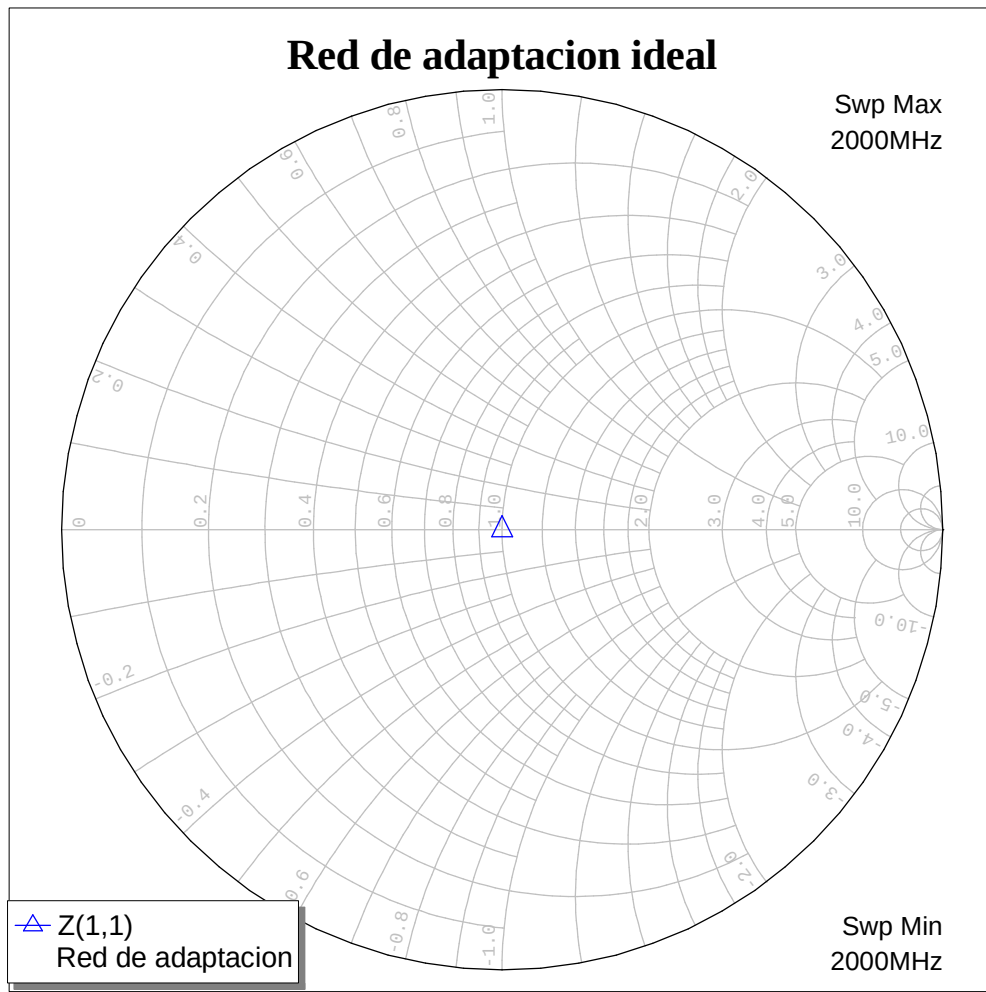


Figura 93. Valor de la impedancia de entrada normalizada del circuito de la figura 92 mostrada en la carta de Smith.

Por otra parte, en la figura 94 podemos ver la misma red mediante un tramo de línea de transmisión con sustrato Microstrip. El resultado de la adaptación se puede ver igualmente en la carta de Smith mostrada en la figura 95.

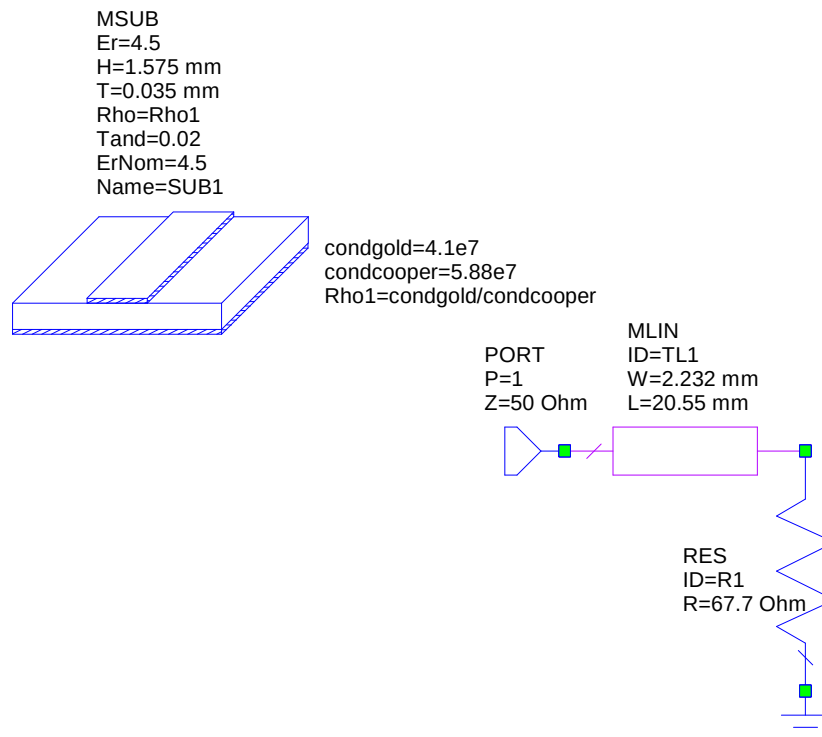


Figura 94. Transformador $\lambda/4$ con sustrato Microstrip.

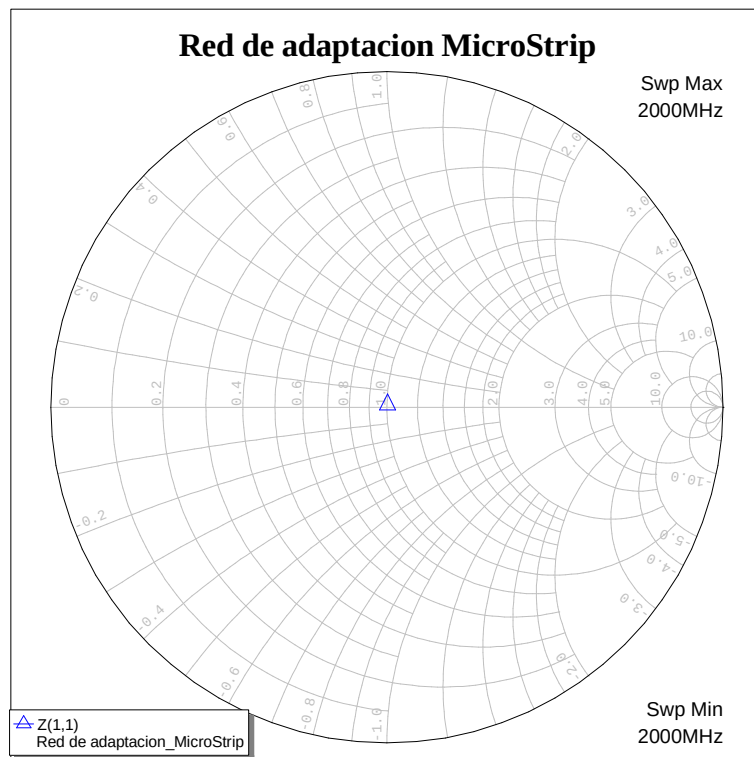


Figura 95. Valor de la impedancia de entrada normalizada del circuito de la figura 94 mostrada en la carta de Smith.

Ahora estamos en condiciones de implementar este filtro mediante elementos distribuidos ideales, salvo los condensadores, que como se dijo anteriormente, para este diseño se implementaran mediante elementos concentrados. En la figura 96 se puede ver dicho filtro.

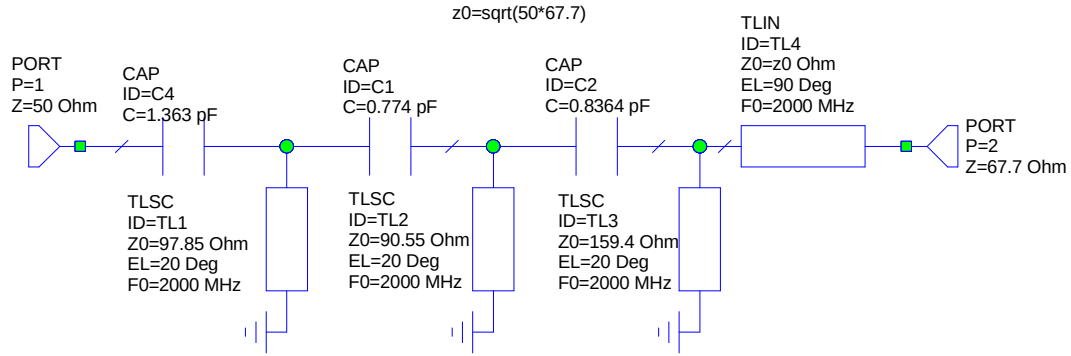


Figura 96. Filtro paso alto con stubs ideales terminados en corto circuito y condensadores ideales.

Donde los valores stubs se han calculado utilizando la ecuación (121) y son mostrados en la tabla 26.

	$Stub_1$	$Stub_2$	$Stub_3$
$Z_0(Ohm)$	97.85	90.55	159.39
$\theta(Grados)$	20	20	20

Tabla 26. Valores de los stubs del filtro de la figura 92.

$$Z_{in} = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (121)$$

Como era de esperar, la respuesta en frecuencia para este filtro es prácticamente igual a su homologo con elementos concentrados, lo cual muestra la buena aproximación

que tienen los stubs implementados. Esta respuesta en frecuencia es ilustrada en la figura 97.

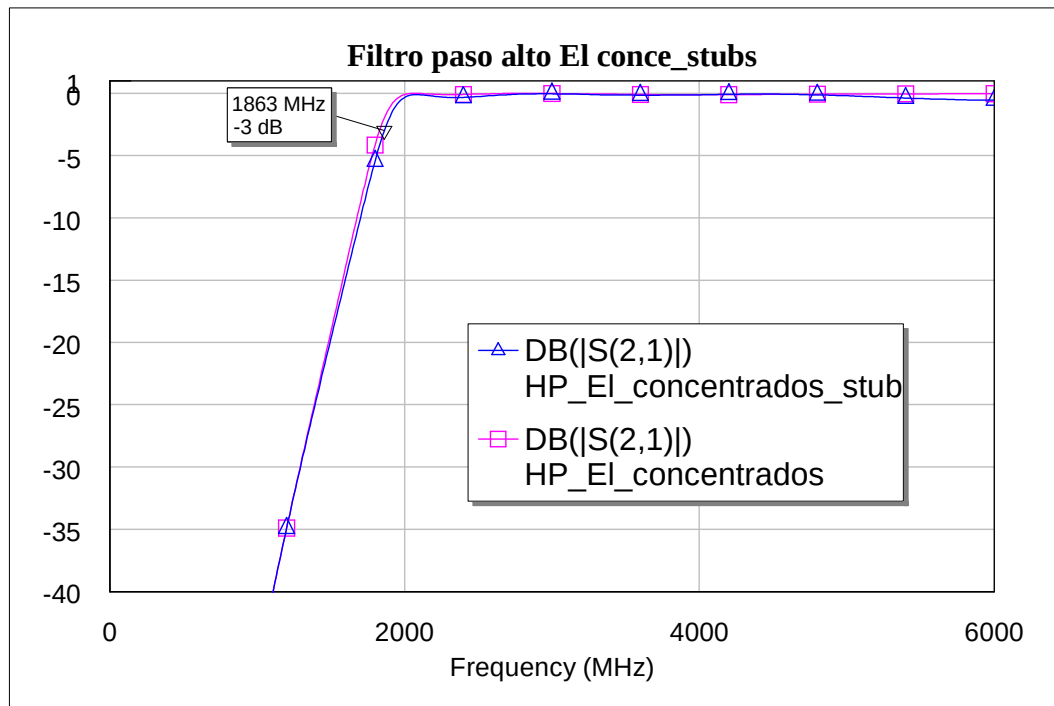


Figura 97. Respuesta en frecuencia paso alto con elementos concentrados y stubs finalizados en cortocircuito comparada con la de su circuito homologo implementado mediante elementos concentrados.

Solo nos queda implementar dicho diseño con sustrato Microstrip, para ello primero se ha tenido que calcular los valores de longitud de los condensadores interdigitales a través de la ecuación (82) para $n=15$ y dando un valor similar a cada uno de ellos para el ancho del sustrato y el gap entre las agujas de 0.12 mm. Las longitudes para los condensadores 1, 2 y 3 son 4 mm, 2.27 mm y 2.45 mm respectivamente. La figura 98 muestra dicho filtro implementado.

Finalmente se ha procedido a la optimización de la respuesta en frecuencia señalando como variables a optimizar las longitudes de los stubs, siendo ahora las longitudes de los stubs 1, 2 y 3, 2.588 mm, 3.966 mm y 3.730 mm respectivamente. En la figura 100 vemos que la respuesta en frecuencia conseguida es notablemente similar a la ideal, coincidiendo esta en la frecuencia de corte y en la banda eliminada.

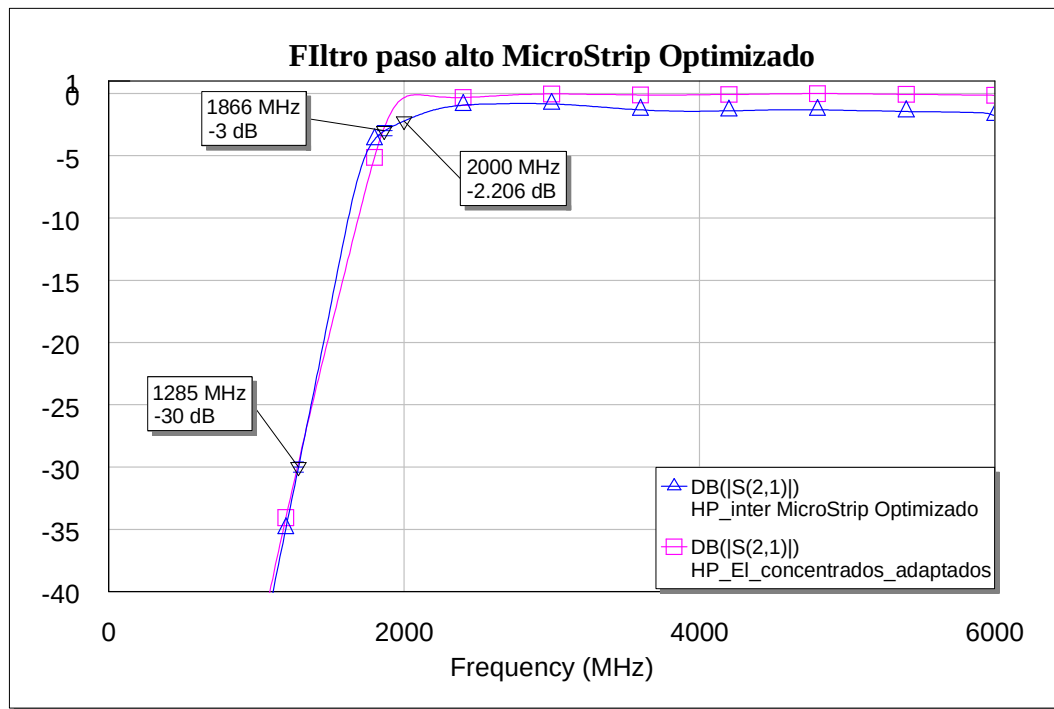


Figura 100. Respuesta en frecuencia paso alto optimizada comparada con su homóloga implementada mediante elementos concentrados.

El layout de este filtro ya optimizado es ilustrado en la figura 101.

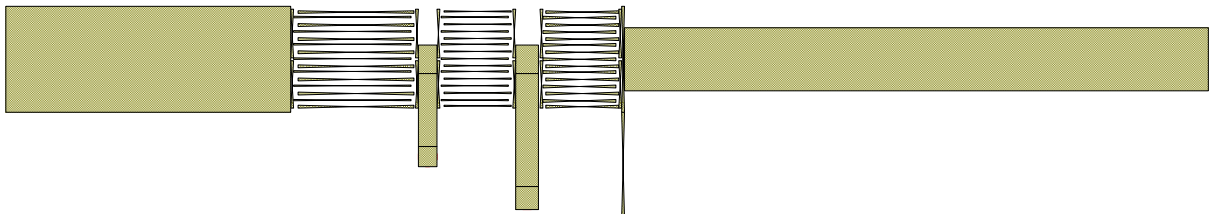


Figura 101. Layout del filtro de la figura 94 con stubs modificados.

9. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.

9.1. Conclusiones.

Los objetivos generales y específicos propuestos para este trabajo han sido abordados satisfactoriamente. En este sentido se han utilizado topologías de implementación más complejas de las previstas.

En general los resultados han sido los esperados, ya que todos los filtros implementados podrían satisfacer su cometido dentro de su ámbito de aplicación.

Un aspecto a comentar es el sustrato utilizado. Teniendo en cuenta que el sustrato de fibra de vidrio no es idóneo para trabajar a frecuencias elevadas, siendo esto un gran hándicap para la obtención de cada respuesta en frecuencia deseada, podemos decir que los resultados son aceptables. Por otra parte, otra limitación ha sido la banda de frecuencias escogida, ya que estos son más fructuosos a frecuencias más elevadas. Esto es así debido a los tamaños circuitales de los mismos, ya que al trabajar a frecuencias no muy elevadas, las longitudes de los tramos de las líneas tienen un tamaño considerable. Con lo cual sería preferible trabajar con estos diseños a frecuencias más elevadas y con otro tipo de sustrato más adecuado para altas frecuencias.

Se puede concluir que este trabajo puede ser utilizado como una guía didáctica, de manera que su lector pueda enfrentarse con éxito a prácticamente cualquier tipo de banda a filtrar, siempre que se haga un buen uso del software desarrollado en Matlab para este trabajo y se adquieran conocimientos en el uso del software Microwave Office.

9.2. Líneas futuras.

Una continuación directa de este trabajo sería el estudio de filtros paso banda mediante inversores, con anchos de banda moderados. Ya que estos, son difíciles de implementar mediante resonadores de longitud $\lambda/4$; debido a que las elevadas impedancias características que se obtienen en los stubs, dificultan en gran medida la implementación de los mismos.

Por otra parte, despierta el interés el estudio de filtros paso alto óptimo, ya que este tipo de filtros son implementados mediante elementos distribuidos e inversores de admitancias. La metodología de diseño de estos filtros es diferente a la de pérdidas de inserción estudiada en este trabajo.

Otra posible línea de trabajo, apunta al estudio de materiales superconductores, pudiendo este ser completado con el de estructuras multicapa y miniaturización de filtros.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] JIA-SHENG HONG, M. J. LANCASTER. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [2] DAVID M. POZAR. Microwave Engineering. 4th ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- [3] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, AND E.M.T. Jones. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. Dedham: Artech House, 1980.
- [4] I. J. BAHL AND D. K. TRIVEDI. A Designer's Guide to Microstrip Line. Microwaves, 1977, 16, 174-182.
- [5] E.M.T. JONES, L. YOUNG, AND G. L. MATTHAEI. Microwave Band-Stop Filters with Narrow Stop Bands. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1962, 10, 416-427.
- [6] RALF LEVY, RICHARD V. SNYDER, G. L. MATTHAEI. Design of Microwave Filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50, 783-793.
- [7] RALF LEVY, SEYMOUR B. COHN. A History of Microwave Filter Research, Desing, and Development. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1984, 32, 1055-1067.
- [8] K. KUROKAWA. Power Waves and the Scattering Matrix. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1965, 13, 194-202.

ANEXOS

A1. CONCEPTOS BÁSICOS.

A1.1. Redes bipuerto.

El interés del estudio de la teoría de redes bipuerto estriba en el hecho de que cualquier red eléctrica bilateral lineal, activa o pasiva, se puede representar por una red de cuatro terminales, y estando esta teoría totalmente desarrollada, pueden aplicarse sus resultados al estudio de los componentes de circuitos electrónicos, como es el caso de líneas de transmisión.

Una red bipuerto es una red que presenta únicamente dos pares de terminales accesibles. Una “puerto” es un par de terminales en los que la corriente que sale de un terminal es igual a la que entra por el otro tal y como se muestra en la figura 102.

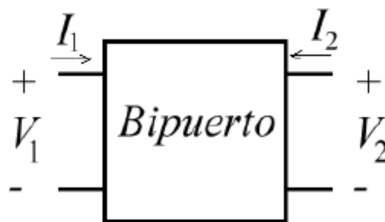


Figura 102. Red bipuerto.

A1.2. Parámetros de Impedancia.

Eligiendo como variables independientes I_1 y I_2 esto es, circuitos excitados por fuentes de corriente independientes, las ecuaciones del bipuerto podrían expresarse de la forma:

$$(122)$$

Los parámetros de impedancia se utilizan para caracterizar dispositivos en baja frecuencia obteniendo el significado de las impedancias mediante el Principio de Superposición:

- Es la impedancia vista en el puerto 1, cuando el puerto 2 se deja en abierto.
- Es la impedancia vista en el puerto 2, cuando el puerto 1 se deja en abierto.
- Es la transimpedancia directa con salida en abierto.
- Es la transimpedancia inversa con entrada en abierto.

A1.3. Parámetros .

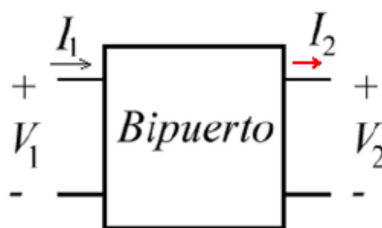


Figura 103. Red bipuerto con detalle de .

Los parámetros de transmisión, relacionan las magnitudes de entrada con las de salida, Tomando como variables independientes y , entonces los parámetros dependientes serán y . En la figura 103 se puede ver el signo negativo en , este es solamente una conveniencia para que el sentido de la corriente de salida sea hacia afuera del circuito.

La relación entre las variables dependientes e independientes de esta descripción está dada por los parámetros ABCD:

$$\begin{cases} V_1 = AV_2 + BI_2 \\ V_2 = CV_2 + DI_2 \end{cases} \quad (123)$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (124)$$

donde

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0} = \text{Es la atenuación directa de tensión con salida en corto.}$$

$$B = - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0} = \text{Es la transimpedancia con salida en corto.}$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0} = \text{Es la transadmitancia con salida en abierto.}$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0} = \text{Es la atenuación de corriente con salida en corto.}$$

Puede observarse que el parámetro “A” tiene dimensiones de V/V, “D” de A/A, el parámetro “B” tiene dimensiones de Ohmio y “C” de Siemens.

A1.4. Parámetros de Scattering.

Los voltajes y corrientes equivalentes, y las matrices de impedancia implican condiciones de circuito abierto o cortocircuito para su caracterización. Estas condiciones no

son operativas en los dispositivos de microondas porque pueden conducir a la destrucción del dispositivo. Una representación más acorde con el tipo de medidas que se pueden hacer en alta frecuencia y con las ideas de onda incidente, reflejada y transmitida, viene dada por la matriz de parámetros de dispersión (también llamada de scattering o matriz S) [8].

Al igual que la matriz de impedancia y admitancia para una red de N -puertos, la matriz de parámetros de dispersión proporciona una descripción completa de la red de N -puertos. Mientras que las matrices de admitancia e impedancia relacionan los voltajes y corrientes totales en los puertos, la matriz de parámetros de dispersión relaciona ondas de potencia incidentes y reflejadas, estos parámetros se pueden caracterizar experimentalmente midiendo directamente con un analizador de redes.

Sea una red con único puerto de acceso a través de una línea de impedancia característica real como la mostrada en la figura 104.

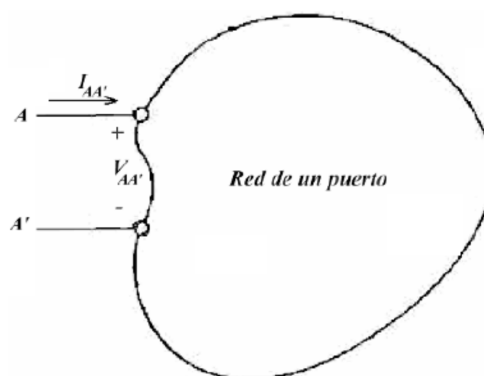


Figura 104. Red con un único puerto de acceso.

La relacion de ondas de potencia y las variables de tensión y de corriente vienen definidas por:

(125)

—

(126)

Se definen las ondas de tensión normalizadas u ondas de potencia como:

$$a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{AA'} + Z_0 \cdot I_{AA'}}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \quad (127)$$

$$b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{AA'} - Z_0 \cdot I_{AA'}}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \quad (128)$$

de forma que ahora se pueden expresar las tensiones y corrientes como:

$$V_{AA'} = \sqrt{Z_0}(a + b) \quad (129)$$

$$I_{AA'} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a + b) \quad (130)$$

se les llama ondas de potencia por que $|a|^2$ y $|b|^2$ representan la potencia que llevan la onda incidente y reflejada respectivamente, de echo la potencia media entregada al dispositivo es:

$$\frac{1}{2} \text{Re}(V_{AA'} \cdot I_{AA'}^*) = \frac{1}{2} [|a|^2 - |b|^2] \quad (131)$$

el parámetro s tiene el significado físico de coeficiente de reflexión:

$$b = s \cdot a \quad (132)$$

de esta forma la potencia media entregada a un dispositivo es

$$\frac{1}{2} \frac{|a_1|^2}{Z_{01}} \quad (133)$$

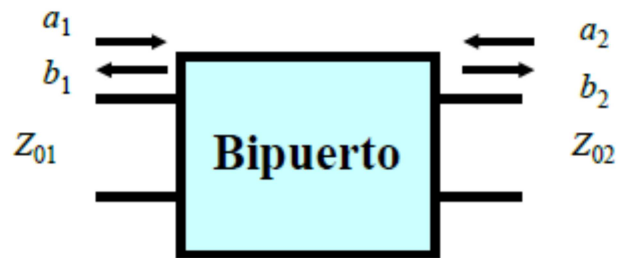


Figura 105. Red bipuerto.

Tratandose de un bipuerto como el de la figura 105

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} \quad (134)$$

- Coeficiente de reflexion en el puerto 1 estando terminado el puerto 2.
- Coeficiente de reflexión en el puerto 2 estando terminado el puerto 1.
- Coeficiente de transmisión directa.

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} = \text{Coeficiente de transmisión inversa.}$$

Decimos que un puerto esta terminado cuando este está cargado con su impedancia de referencia.

A2. SOFTWARE.

A2.1. Microwave Office®.

El paquete de diseño Microwave Office es una completa solución informática para los diseñadores de todo tipo de circuitos de RF y microondas, desde módulos de microondas integrados hasta circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC), pasando por todos los dispositivos intermedios. Microwave Office integra potentes herramientas para aplicaciones específicas con el fin de crear diseños de alta frecuencia de forma efectiva.

Funciones:

- Diseño esquemático/layout.
- Simulación de circuitos lineales y no lineales.
- Análisis electromagnético.
- Síntesis, optimización y análisis de rendimiento.

A partir de este software se han implementado todos los filtros diseñado de este trabajo. En los cuales han podido ser simulados con las discontinuidades Microstrip, gracias a los diferentes componentes que incluye este software para tal propósito. En la figura 106 se muestra el interface de usuario para Microwave Office.

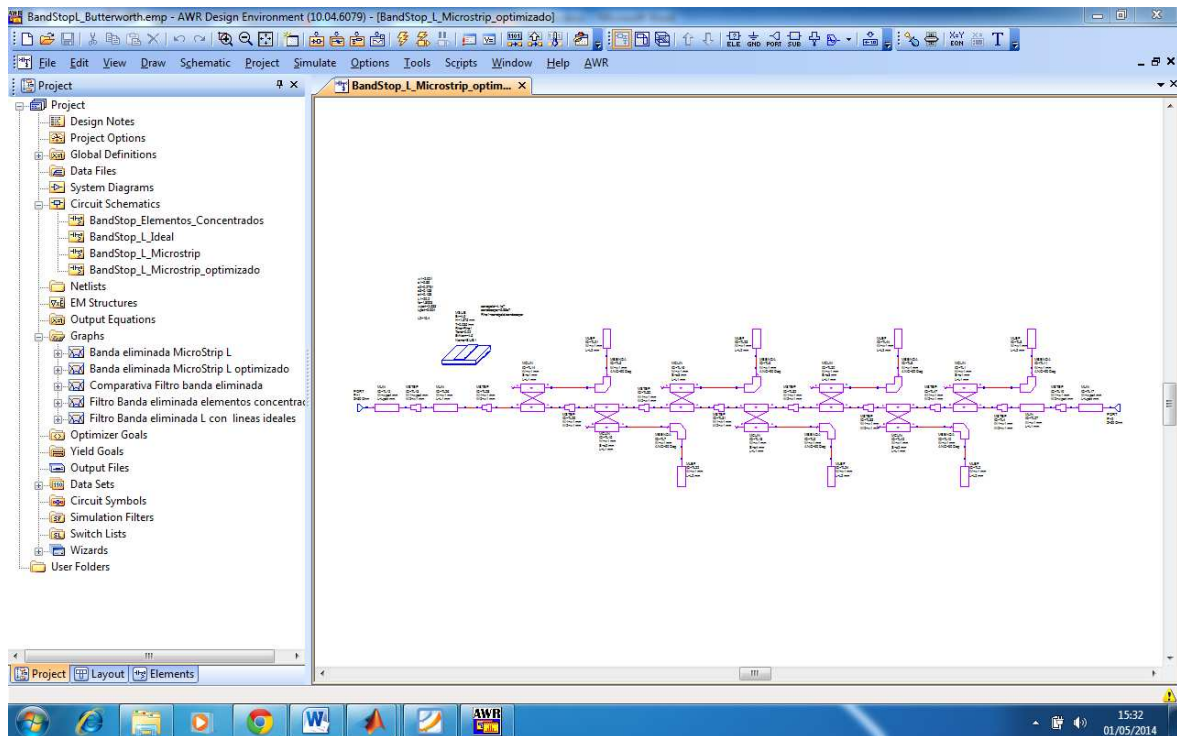


Figura 106. Interfaz de usuario de Microwave Office.

A.2.1.1. Optimizado en Microwave Office.

Microwave Office incorpora un eficiente y útil optimizador, el cual es utilizado como su nombre indica para optimizar una respuesta o valor dados a unos deseados. Para ello, tenemos que imponer un valor de nuestro objetivo para un rango de frecuencias. Posteriormente, tenemos que indicarle al disco software las variables que se desean optimizar y la acotación de estas. Para finalizar, seleccionaremos uno de los algoritmos de optimización que incluidos y ya podemos ejecutar su inicio. En todas las optimizaciones realizadas en este trabajo, el algoritmo de optimización utilizado ha sido el de Gradiente de Optimización [1]. En la figura 107 se ilustra el valor de -3 dB como resultado de la variable a optimizar para un rango de frecuencias dado, en este caso la variable a optimizar es el gap entre líneas.

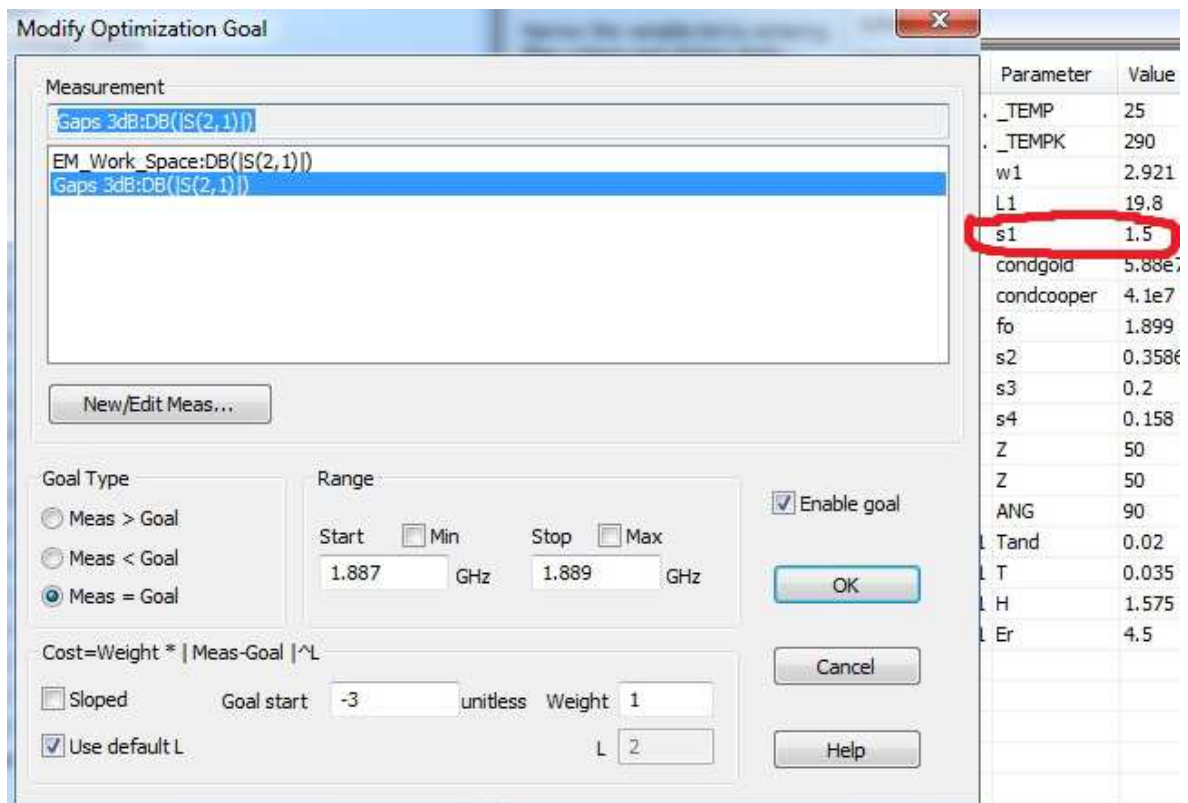


Figura 107. Imposición de objetivos en el proceso de optimizado.

La figura 108 muestra las diferentes variables incluidas en los diferentes esquemáticos de un diseño, las cuales pueden ser seleccionadas para su optimizado.

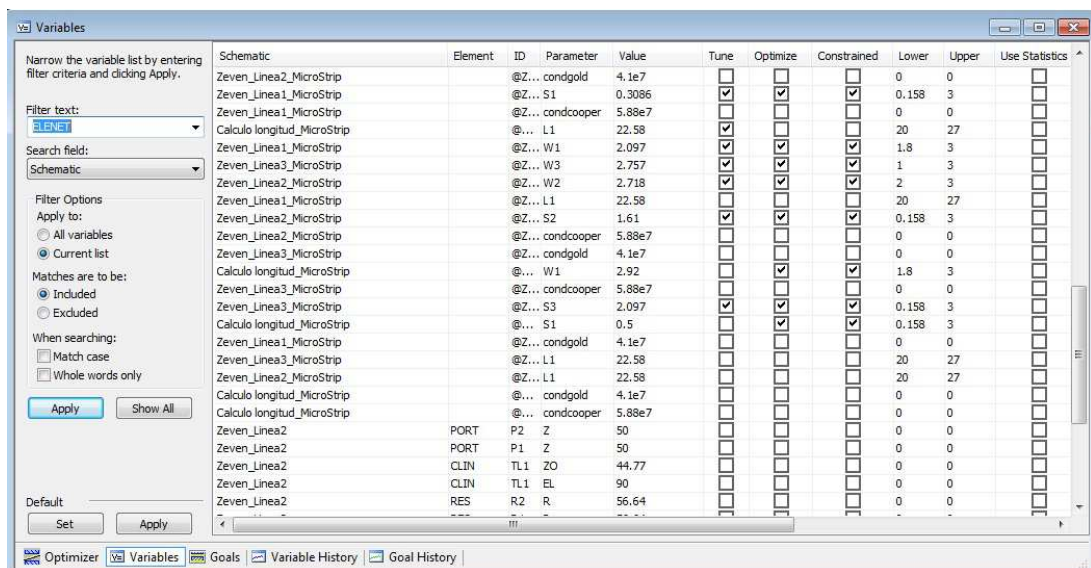


Figura 108. Selección de variables a optimizar.

Como ya se ha dicho, una vez seleccionadas las variables a optimizar y el algoritmo de optimización, ya podemos comenzar la optimización. Dicho proceso es ilustrado en la figura 109.

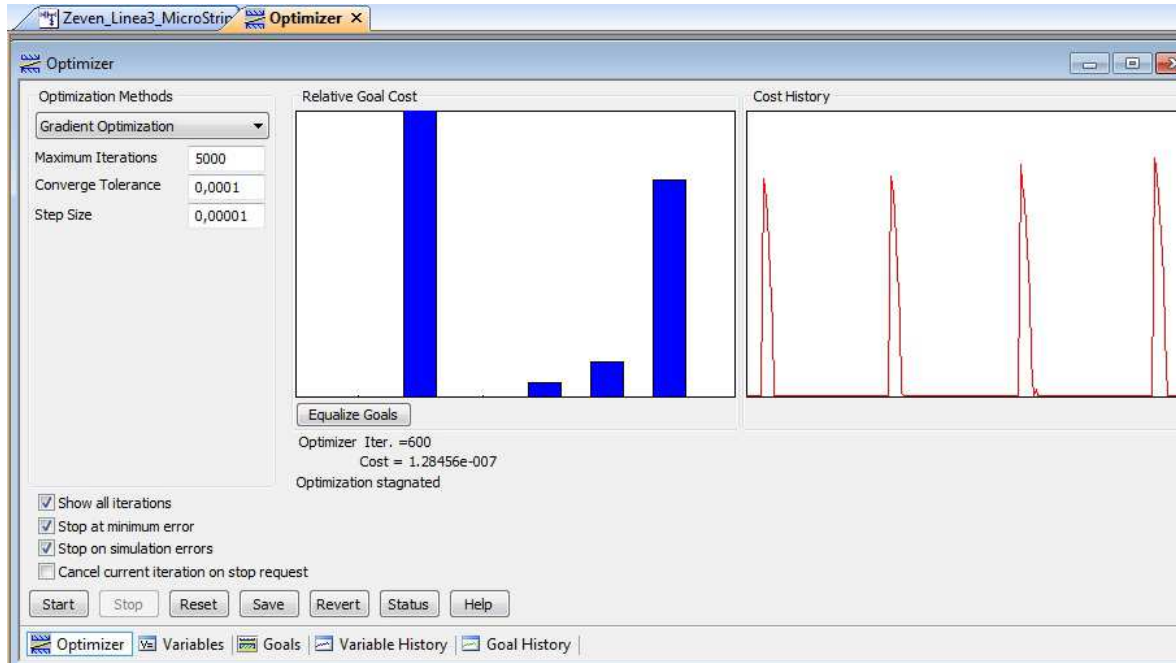


Figura 109. Interfaz de optimizado de Microwave Office.

A2.1.2. Herramienta TXLine.

La herramienta incluida en Microwave Office con nombre TXLine, permite el dimensionamiento de los tramos de líneas de transmisión a utilizar, simulando las pérdidas incluidas por el sustrato utilizado. Para ello esta herramienta tiene implementadas la mayoría de las ecuaciones incluidas en este trabajo. La figura 110 muestra el interfaz de dicha herramienta.

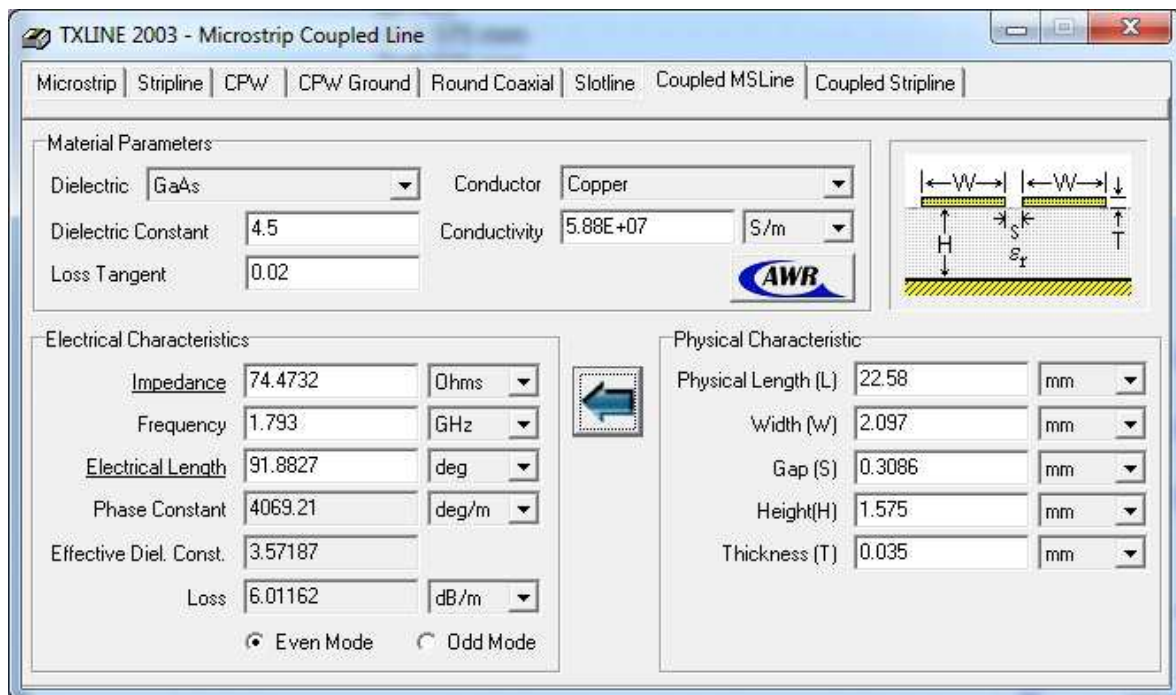


Figura 110. Interfaz de usuario de TXLine.

A2.2. Matlab.

En este trabajo ha sido desarrollada una toolbox para Matlab, dicha herramienta se ha realizado con el objeto de automatizar el proceso de obtención de los valores necesarios para la implementación de nuestros diseños. El software tiene implementado las ecuaciones necesarias para poder calcular según el tipo de respuesta en frecuencia, el grado del tipo de filtro, los valores normalizados del prototipo paso bajo, valores de elementos concentrados y algunos valores necesarios para el dimensionamiento de las líneas de transmisión en TXLine. A continuación se muestran las líneas comentadas del fichero contents.

>> help contents

FILTER MATLAB

Files

bandaeliminadabutt - La funcion bandaeliminadabutt calcula los valores necesarios para implementar un filtro banda eliminada con respuesta tipo Butterworth con forma de L.

FPBKurodabutt - La funcion FPBKuroda calcula los valores de los

elementos concentrados, así como los valores de los elementos distribuidos después de aplicar las identidades de Kuroda a un filtro de 5 orden.

- pasoaltocheby - La función `pasoaltocheby` calcula los valores de los elementos concentrados, así como la longitud de los condensadores interdigitales y stubs a utilizar en un filtro paso alto con respuesta tipo Chebyshev implementado mediante condensadores interdigitados y stubs.
- pasobandacheby - La función `pasobandacheby` calcula los valores de los elementos concentrados, así como el valor de las impedancias par e impar de los tramos de línea a utilizar para un filtro paso banda con respuesta tipo Chebyshev implementado mediante líneas acopladas de longitud $\lambda/4$.
- saltosZ - La función `saltosZ` calcula los valores de los elementos concentrados, así como el resto de valores necesarios para implementar un filtro paso bajo implementado mediante saltos de impedancias.