T.M
(043) 62
2022
R 613

TESIS DE MAESTRÍA EN INGENIERÍA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS SINTONIZABLES DE MICROONDAS PARA TELECOMUNICACIONES

Ing. Cristian J. Roddick
Maestrando

Dr. Laureano Bulus Rossini
Director

Miembros del Jurado
Dr. Mariano Gómez Berisso (Instituto Balseiro)
Ing. José M. Juárez, (Universidad Nacional de La Plata)
Dr. José Luis Roca (Universidad Nacional de Río Negro)

14 de Marzo de 2022

Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones –
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

(Biblioteca Leo Falicov - CAB)

Inventario 24546
23/03/2022

A los que están
A los que estuvieron

Índice de símbolos

3D - Three Dimensions - Tres Dimensiones
α **-** Attenuation Constant - Constante de Atenuación
BW - Bandwidth - Ancho de Banda
BPF - Band Pass Filter - Filtro Pasabanda
BRF - Band Reject Filter - Filtro Rechaza Banda
BST - Barium Strontium Titanate
β **-** Propagation Constant - Constante de Propagación
C_{j0} **-** Zero Potential Capacitance - Capacidad de Juntura de Potencial Nulo
C_L **-** Load Capacitance - Capacidad de Carga
CNC - Computer Numerical Control - Control Decimal Numérico
DR - Dielectric Resonator - Resonador Dielectrico
DUT - Device Under Test - Dispositivo Bajo Prueba
EDA - Electronic Design Automation - Automatización de Diseño Electrónico
EM - Electro-Magnetic - Electro-Magnético
ESR - Equivalent Series Resistor - Resistencia Equivalente Serie
ε_0 **-** Vacuum Permittivity - Permitividad del Vacio
ε_{eff} **-** Effective Dielectric Constant - Constante Dieléctrica Efectiva
ε_r **-** Relative Dielectric Constant - Constante Dieléctrica Relativa
FBW - Fractional Bandwidth - Ancho de Banda Fraccional
FEM - Finite Element Method - Método de Elementos Finitos
FR - Fire Retardant - Ignífugo
FDTD - Finite Difference Time Domain - Diferencias Finitas en el Tiempo
f_o **-** Frecuencia Central de la Banda de Paso
g_i **-** Elemento Prototipo Pasa Bajos Normalizado
HPF - High Pass Filter - Filtro Pasa Altos
IL - Insertion Loss - Pérdida por Inserción
LC - Lumpled Components - Componentes de Parámetros Concentrados
LNA - Low noise Amplifier - Amplificador de Bajo Ruido
LPF - Low Pass Filter - Filtro Pasa Bajos
λ_g **-** Guided Wavelength - Longitud de Onda Guiada en el medio
M - Gradient Coefficient - Coeficiente de Gradiente

$M_{i,i+1}$ - Coupling Coefficient - Coeficiente de Acoplamiento
MEMS - Micro-Electro-Mechanical Systems - Sistemas Micro-Electro-Mecánicos
μ_o - Vacuum Permeability - Permeabilidad del Vacio
N - Filter Order - Orden del Filtro
NF - Noise Figure - Figura de Ruido
OC - Open Circuit - Circuirto Abierto
PCB - Printed Circuit Board - Placa con Circuito Impreso
PN - p–n Junction - Juntura p-n
PIN - p–i-n Junction - Juntura p-i-n
Q - Quality Factor - Factor de Calidad
Q_e - External Quality Factor - Factor de Calidad Externo
Q_L - Loaded Quality Factor - Factor de Calidad Cargado
Q_u - Unloaded Quality Factor - Factor de Calidad Descargado
RF - Radio Frequency - Radio Frecuencia
RL - Return Loss - Pérdida por Retorno
R_p - Parallel Resistor - Resistencia Paralela
R_s - Series Resistor - Resistencia Serie
RLC - Resistor Inductor Capacitor - Resistencia Inductor Capacitor
S - Scattering Parameter - Parámetros de *Scattering*
SC - Short Circuit - Cortocircuito
SDR - Software Defined Radio - Radio Definida por *Software*
SMA - Sub-Miniature version A - Conector Sub-Miniatura versión A
SRF - Self Resonant Frequency - Frecuencia de Autoresonancia
θ_o - Electrical Lenght - Longitud Eléctrica
TL - Transmission Line - Linea de Transmisión
TEM - Transversal Electromagnetic - Transversal Electromagnético
v_p - Phase Velocity - Velocidad de Fase
V_j - Junction Potential - Potencial de Juntura
VDC - Direct Voltage Supply - Fuente de Voltaje Contínuo
VNA - Vector Network Analyzer - Analizador Vectorial de Redes
VTH - Via Through Hole - Via de Perforación
ω - Angular Frequency - Frecuencia Angular
YIG - Yttrium Iron Garnet - Granate de Hierro e Itrio
Z_o - Characteristic Impedance - Impedancia Caracteristica

Índice de contenidos

Índice de símbolos v

Índice de contenidos vii

Índice de figuras ix

Índice de tablas xvii

Resumen xix

Abstract xxi

1. INTRODUCCION 1

2. DISEÑO DE FILTROS CON RESONADORES ACOPLADOS MICROSTRIP 5

2.1. Diseño de Filtro Pasabanda 5
2.2. Transformación de Topología 8
2.3. Líneas de Transmisión de Microtira 12
2.4. Resonadores Microstrip 13
2.5. Factor de Calidad Q 15
2.6. Factor de Calidad Externo y Coeficiente de Acoplamiento Mutuo . . . 17
2.7. Filtro Combline 20
2.8. Filtro Pseudocombline Plegado 22

3. FILTROS PASABANDA CON AJUSTE EN BANDA L 25

3.1. Filtro Combline de 3 Polos 25
3.2. Filtro Pseudocombline Plegado de 1 Polo 38
3.3. Resumen y Análisis Comparativo 45

4. FILTROS PASABANDA CON AJUSTE EN BANDA C 49

4.1. Combline de 2 Polos 51
4.2. Pseudocombline Plegado de 1 Polo 59

4.3. Combline de 3 Polos 64
4.4. Resumen y Análisis Comparativo 69

5. Conclusiones **71**
5.1. Trabajo a Futuro 72

A. DISPOSITIVO DE AJUSTE DE FRECUENCIA **75**

B. ANALISIS DE VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS FUNCIONALES DE LOS VARACTORES EN FRECUENCIA **79**

Bibliografía **87**

Publicaciones asociadas **91**

Agradecimientos **93**

Índice de figuras

1.1. Gráfico comparativo del abanico de implementaciones de resonadores . 2

2.1. Definiciones para la especificación de un filtro pasa banda. 6
2.2. Comparativa en transferencia de los 3 tipos de filtros más utilizados de idéntico orden. 6
2.3. Detalles de las transferencias normalizadas con el orden del filtro N paramétrico; a) Butterworth, b) Chebyshev con 3 dB de ripple en la banda de paso. 7
2.4. Tres tipos de transformaciones posibles a partir del filtro LPF. 7
2.5. Transformación de a) filtro prototipo pasabajos a b) filtro pasabanda. . 8
2.6. Transformación de Impedancia con el Inversor K y transformación de Admitancia con el Inversor J. 9
2.7. Transformación de circuitos resonantes a su dual utilizando transformadores de Inmitancia 10
2.8. Equivalente del filtro pasabanda de la Fig. 2.5 b) utilizando inversores de admitancia. 10
2.9. Prototipo BPF generalizado: a) haciendo uso sólo impedancias en serie e Inversores tipo K; b) haciendo uso solo de suceptancias en derivación e Inversores tipo J. 11
2.10. Corte transversal de una microstrip line. 12
2.11. Circuito RLC serie presenta su mínima impedancia R_s en su resonancia 14
2.12. Circuito RLC paralelo presenta su máxima impedancia R_p en su resonancia 14
2.13. Resonadores distribuidos (a) (b) de cuarto de longitud de onda, a circuito abierto y en corto circuito respectivamente. Resonadores distribuidos (c) (d) de media longitud de onda, a circuito abierto y en corto circuito respectivamente. 14
2.14. Impacto en la IL manteniendo todos los parámetros del filtro fijos, al variar: a) el ancho de banda fraccional; b) El orden del filtro; c) el Q descargado de los resonadores. 16

2.15. Coeficiente de Acoplamiento: a) interacción débil entre los puertos P1 y P2 y los resonadores 1 y 2; b) transferencia entre el puerto 1 y 2, evidenciando el desdoblamiento de resonancia que es proporcional al acoplamiento entre resonadores. 18
2.16. Factor de Calidad Externo: a) el puerto P2 censa la interacción entre el puerto P1 y el resonador 1 b) la curva de transferencia entre el puerto P2 Y P1 es inversamente proporcional al Q_e. 19
2.17. Estructura genérica del Filtro Pasa Banda tipo Combline de orden N con N resonadores 20
2.18. Secuencia de modificaciones de un resonador del filtro combline al resonador de filtro pseudocombline. 22
2.19. Transformación del *feeder* del combline en el del pseudocombline, donde la tierra virtual se genera por una línea de transmisión de baja impedancia característica. 23
2.20. Transformación completa de un Filtro Combline a un Pseudocombline plegado de un resonador. 23

3.1. Topología de filtro utilizado, siendo Z_a y Z_A la Impedancia característica de los resonadores y de las microtiras de 50 Ω respectivamente; θ_0 la longitud eléctrica y C_L las capacidades discretas que cargan a los resonadores. 26
3.2. Esquemático del Combline de 3 polos, exponiendo el factor de calidad externo en verde, el coeficiente de acoplamiento mutuo en rojo, de los cuales se determinan las separaciones S_1 y S_2, y los grosores y longitud W, W_{ZA} y L_R de línea en azul. 27
3.3. Estructuras esquemáticas para la extracción de a) del Factor de Calidad Externo Q_e, y b) del Factor de Acoplamiento Mutuo $M_{i,i+1}$, en barrido paramétrico de las distancias S_1 y S_2 respectivamente. Ambas estructuras poseen puertos P1 y P2 de los cuales a través de simulación EM se extrae el parámetro scattering de transferencia S_{21}. 28
3.4. Estructuras para simulación EM para la extracción de el Q_e (a), y la extracción de el $M_{i,i+1}$ (b) en barrido paramétrico de las distancias S_1 y S_2 respectivamente. Ambas estructuras poseen puertos P1 y P2 de los cuales se extrae el parámetro scattering de transferencia S_{21}. Las flechas ubicadas en las partes superiores de los resonadores son las capacidades ideales de carga, las inferiores son las capacidades de desacople. 29
3.5. Familia de curvas S_{21} obtendidas por simulacion EM para la extracción del Q_e con barrido paramétrico de la distancia feeder-resonador de 0.2 mm a 1.6 mm de a pasos de 0.1 mm. 29

3.6. Familia de curvas S_{21} obtendidas por simulacion EM para la extracción del $M_{i,i+1}$ con barrido paramétrico de la distancia resonador-resonador de 1 mm a 7 mm de a pasos de 0.5 mm. 30

3.7. Curvas de Q_e y $M_{i,i+1}$ computados a partir de las curvas S_{21} previamente obtenidas a partir de simulaciones EM. 30

3.8. Esquema 3D del BPF Combline con las separaciones S_1 y S_2 obtenidas. El dieléctrico es transparente y se observan las vías a tierra. Para decrecer la inductancia de las VTH a tierra, se colocan dos vías en paralelo. 31

3.9. Resultados de la simulación EM con capacitores ideales y FR-4 con pérdidas. Se observa el parámetro S_{11} en rojo relacionado con el RL y el S_{12} en azul relacionado con la IL. 32

3.10. Resultados de la Fig. 3.9, pero en un rango de 5 GHz. Se observa la periodicidad de la banda pasante a $\sim 4f_c$, donde pierde la forma debido a diferentes interacciones inter-resonadores y a las pérdidas de sustrato y por conducción. 32

3.11. PCB sin componentes, previo a la aplicación de flux en los pads, presentado con los conectores SMA. Se observa residuo de cobre en la parte inferior de los resonadores, que se removió previo a soldar los componentes. 33

3.12. PCB del Filtro Combline en proceso de medición. Los varactores se ubican en la parte superior y los capacitores de bypass en la parte inferior de los resonadores. La polarización de cada varactor se logra con dos resistencias en serie de 1 kΩ 34

3.13. Esquema experimental de medición con VNA PNA-X. Se analizó diferentes tensiones de polarización para cada varactor. 34

3.14. Resultados de S_{11} en rojo y S_{21} en azul del filtro para distintas polarizaciones. 35

3.15. Circuito tanque para extracción de Q y luego R_s del varactor para incluir en la simulación EM. En la parte inferior se muestra el modelo Spice del varactor, que incluye un diodo D1 con modelo no lineal. 36

3.16. Resultado S_{21} del circuito de la Fig. 3.15. La relación de la frecuencia del pico con el ancho de banda BW a 3 dB es proporcional al factor de calidad del varactor únicamente, con un inductor de valor L= 13.5 nH. 37

3.17. Tres transferencias S_{21} a 0 V, 4 V y 22 V de polarización de los varactores, comparando las mediciones en rojo con las simulaciones en azul incluyendo la pérdida de los varactores adicionando una R_S a la capacidad efectiva del varactor ideal. 38

3.18. Diagrama del folded pseudocombline de un polo, especificando la separación principal S_1 que define la respuesta del filtro, S_g y S_r son separaciones con efectos secundarios en la respuesta, W y L_R es el grosor y la longitud de la línea del resonador respectivamente. 40
3.19. Modelo 3D en la herramienta para la simulación EM con las dimensiones seleccionadas para la fabricación. Las flechas rojas son puertos para la simulación lineal. Las flechas azules son resistencias, y no son puertos. . 41
3.20. Vista superior del chamfer en una microtira, recortando una distancia X desde la esquina externa para minimizar sus efectos reactivos en la señal. 41
3.21. Cosimulación lineal: a los puertos del modelo EM se le conectan los componentes de polarización y discretos. 42
3.22. Resultados de simulación al variar paramétricamente S_1 desde 0.2 mm a 1.6 mm la separación entre el feeder y resonador, de a pasos de 0.2 mm. 43
3.23. Detalle de resultados de simulación de la Fig. 3.24. La curva RL (en rojo) de mayor valor coincide con la de menor IL (en azul). 43
3.24. Filtro Folded Pseudocombline de banda L con componentes soldados sobre un sustrato FR4. En la parte superior del resonador plegado se ubica el varactor, en la parte inferior un capacitor de desacople con la red de polarización para el varactor. 44
3.25. Resultado de la Cosimulación del circuito de la Fig. 3.21 para diferentes valores de tensión de la fuente VDC. 44
3.26. Resultados de la medición con VNA del filtro Pseudocombline de la Fig. 3.24. 45
3.27. Comparación de las cosimulaciones (punteada) y las mediciones VNA (sólida) para tres tensiones diferentes 46

4.1. Variación de la a) Constante Dieléctrica Relativa ε_r y la b) Tangente de Pérdidas $\tan\delta$ con la frecuencia, con el FR4 en azul y el RT5880 en rojo.Datos provistos por la herramienta de simulación EM. 50
4.2. Diagrama esquemático del resonador de un filtro combline sintonizable, sus capacidades asociadas y la transformación de capacidades utilizada para mantener la frecuencia de resonancia. 53
4.3. Simulaciones 3D EM paramétricas para hallar el valor de separación inter-resonador S_2, de 1.2 a 1.8 mm de a pasos de 0.2 mm, dejando fija la distancia feeder-resonador $S_1 = 0.2$ mm. 54
4.4. Modelo EM 3D del filtro de 2 polos en Banda C completo, con sustrato transparente por donde se observa las 6 vías a tierra. 54
4.5. Cosimulación del filtro Combline en banda C de 2 polos. 55
4.6. Cosimulación del filtro Combline en banda C de 2 polos. 55

4.7. Fotos macro de la ubicación de los componentes luego de la colocación de la pasta soldante. En la parte superior se ve al varactor, con un código 5 y una raya del lado del cátodo. El tamaño de los componentes discretos es 0.4 mm por 1 mm. 56
4.8. Fotografía del BPF Combline de 2 polos, donde abajo a la izquierda se compara su tamaño con la punta de un bolígrafo 57
4.9. Resultados de la medición con VNA del filtro Combline de 2 polos en Banda C. 57
4.10. Ajuste de parámetros Spice del varactor SMV1405 (rojo) sobrepuestas a tres curvas relevadas con el VNA. El circuito a la derecha es el modelo circuital del varactor, con el diodo D1 no lineal. 58
4.11. Transformación del alimentador de Banda L a Banda C. 59
4.12. Efecto en la transferencia del filtro al modificar la longitud del resonador desde 2.4 mm a 4.4 mm. 60
4.13. Efecto en la transferencia del filtro al modificar el ancho de la microtira del alimentador. 60
4.14. Efecto en la transferencia del filtro al modificar el largo del *ground pad* de 5 mm a 9 mm de a pasos de a 2 mm. El recuadro superior izquierdo muestra que el largo que se modifica es de los *stubs* gruesos a circuito abierto por encima del resonador. 61
4.15. Modelo 3D para la simulación EM del filtro Pseudocombline de 1 polo. 61
4.16. Modelo de cosimulación para el BPF Pseudocombline de 1 polo. 62
4.17. Resultados de Simulación EM del BPF, para 0 V, 4 V, 10V, 20V y 30 V 62
4.18. Fotografía del filtro fabricado, con detalle del resonador y sus componentes discretos obtenida a través de microscopio. 63
4.19. Resultados de medición del filtro Pseudocombline de Banda C con VNA para tensiones de polarización de 0 V, 4 V, 10V, 20V y 30 V. 63
4.20. Curvas de transferencia medidas (azul) y simuladas (rojo) con corrección del modelo Spice del varactor. 64
4.21. Transferencia del BPF al variar paramétricamente la distancia inter-resonador S_2 desde 1.2 mm a 2.4 mm de a pasos de 0.2 mm, para los extremos de polarización de varactor, 0 V y 30 V 65
4.22. Modelo 3D para simulación EM del BPF Combline de 3 polos en Banda C. 66
4.23. Modelo de cosimulación para el BPF Combline de 3 polos. 67
4.24. Resultados de Simulación EM del BPF, para 0 V, 4 V, 10V y 30 V. . . 67
4.25. Fotografía del filtro fabricado, con detalle de 2 resonadores y sus componentes discretos obtenida a través de microscopio. 68

4.26. Resultados de medición con VNA del filtro Combline de 3 polos para tensiones de polarización de 0 V, 4 V, 10V y 30 V. 68
4.27. Ajuste de transferencias a través de la adecuación de los parámetros no lineales de varactor SMV1430. 69

A.1. Representación gráfica del efecto de variación de capacidad de juntura (verde) y de la resistencia óhmica (roja) con la tensión de polarización inversa. 75
A.2. Variación de la capacitancia, la resistencia óhmica serie y el factor de calidad con el voltaje de polarización inversa. 76
A.3. Diferentes perfiles de dopaje del lado N desde la juntura. 77
A.4. Capacitancia normalizada en función de la polarización para diferentes perfiles de dopaje. 77
A.5. Modelo circuital de alta frecuencia del varactor 78

B.1. Circuito para la extracción de S_{11} en función de la frecuencia y luego por procesamiento C, Q y R_s del varactor SMV2019. 80
B.2. Factor de Calidad del varactor SMV2019 en función de la frecuencia para cinco tensiones de polarización 81
B.3. Capacidad equivalente del varactor SMV2019 en función de la frecuencia para cinco tensiones de polarización 81
B.4. Resistencia equivalente del varactor SMV2019 en función de la frecuencia para cinco tensiones de polarización 81
B.5. Circuito para la extracción de S_{11} en función de la frecuencia y luego por procesamiento C, Q y R_s para el varactor SMV1405. Se especifica en rojo los parámetros Spice que se utilizan en las siguientes figuras para trazos punteados o sólidos. 82
B.6. Factor de Calidad del varactor SMV1405 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización 83
B.7. Capacidad equivalente del varactor SMV1405 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización 83
B.8. Resistencia equivalente del varactor SMV1405 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización 83
B.9. Circuito para la extracción de S_{11} en función de la frecuencia y luego por procesamiento C, Q y R_s para el varactor SMV1430. Se especifica en rojo los parámetros Spice que se utilizan en las siguientes figuras para trazos punteados o sólidos. 84
B.10. Factor de Calidad del varactor SMV1430 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización 85

B.11. Capacidad equivalente del varactor SMV1430 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización 85
B.12. Resistencia equivalente del varactor SMV1430 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización 85

Índice de tablas

1.1. Comparación de las principales propiedades de los dispositivos de ajuste de la frecuencia de resonancia en un resonador 3

3.1. Comparación de caractrísticas de ambos filtros fabricados, con uno comercial y otra publicación. 47

4.1. Ajuste de los parámetros no lineales del modelo del diodo. Se modifican ambos varactores por igual. 58
4.2. Ajuste de parámetros no lineales y lineales del varactor. 68
4.3. Comparación de caractrísticas de los tres filtros del capítulo, con uno comercial y otro de publicación. 70

Resumen

Hoy en día los sistemas de comunicaciones se encuentran omnipresentes en virtualmente todos los aspectos de la vida cotidiana. Sea inalámbrico o no, requieren indispensablemente filtros de radiofrecuencia y microondas en las diferentes etapas de los receptores y transmisores que los conforman. Una clase de filtro, denominado Pasabanda es de particular importancia para el funcionamiento de las cadenas de recepción y transmisión.

La presente tesis tiene como objetivo explorar el diseño de filtros pasabanda reconfigurables en frecuencia. Para ello se analizarán las diferentes tecnologías de ajuste de frecuencia, con una sólida base teórica para la tecnología planar que emplearemos. Seguiremos con un estudio de la razón por la cual resultan ser difíciles de sintetizar y a continuación una solución práctica para atacar el problema de a partes. Se analizarán los mecanismos por los cuales se apartan del caso teórico ideal y los métodos para mejorarlos. Cinco filtros pasabanda se diseñarán, simularán, fabricarán, y caracterizarán en dos bandas en el rango de las microondas: Banda L y Banda C, cada uno mejorando sobre el diseño anterior. Alcanzar los 7 GHz de frecuencia central representó un desafío que logramos luego de mucho esfuerzo y aprendizaje. Finalizamos con los lineamientos para trabajos futuros de mayor complejidad.

Palabras clave: COMBLINE, PSEUDOCOMBLINE, FILTRO RECONFIGURABLE, FILTRO PASABANDA, VARACTOR, MICROTIRA, SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA, MODELO SPICE, COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO, FACTOR DE CALIDAD EXTERNO

Abstract

Nowadays communications systems are ubiquitous in virtually all aspects of everyday life. Whether wireless or otherwise, they certainly require radiofrequency and microwave filters in the different stages of the receivers and transmitters that incorporates them. One kind of filter, called Bandpass, is of particular importance for the operation of receive and transmit chains.

This thesis aims to explore the design of frequency reconfigurable bandpass filters. To this end, the different frequency adjustment technologies will be analyzed, with a solid theoretical basis for the employed planar technology. We will continue with a study of the reason why they are difficult to synthesize and afterwards a practical solution to attack the problem piecewise. The mechanisms by which they step aside from the ideal theoretical case and the methods to improve them will be analyzed. Five bandpass filters will be designed, simulated, manufactured, and characterized in two bands in the microwave range: L-Band and C-Band, each one improving on the previous design. Reaching the 7 GHz central frequency represented a challenge that we achieved after much effort and learning. We end with the guidelines for future work of greater complexity.

Keywords: COMBLINE, PSEUDOCOMBLINE, RECONFIGURABLE FILTER, BAND PASS FILTER, VARACTOR, MICROSTRIP, ELECTROMAGNETIC SIMULATION, SPICE MODEL, COUPLING COEFFICIENT, EXTERNAL QUALITY FACTOR

Capítulo 1

INTRODUCCION

El espectro radioeléctrico es un bien escaso y cada vez más sobrepoblado de señales útiles e interferentes. Esto conlleva a que sea un gran desafío diseñar cadenas de recepción que logren seleccionar de forma dinámica sus características para rescatar la señal útil. Para ello el front-end de recepción debe contar con un bloque de filtrado pasabanda con características adecuadas, donde el ancho de banda, el factor de calidad, la atenuación en la banda de paso son solo algunas. Pero destacadamente dicho filtro debe ser ágil y poder así ajustar su frecuencia central y ancho de banda dinámicamente. Con éste objetivo es que se basa éste trabajo de investigación, el de desarrollar filtros que cumplan la función de preseleccionar de manera controlada un tramo de frecuencias dentro de un cierto rango.

Dentro de las aplicaciones más directas a sistemas de recepción que se benefician de dichas características podemos mencionar los SDR (Radios definidas por Software) [1][2], donde progresivamente la porción analógica se ha contraído al punto de que además de la antena sólo se encuentra un filtro preselector y un amplificador de bajo ruido (Low Noise Amplifier - LNA). Dicho orden no es fijo, pero en el caso de contar con un filtro preselector adecuado, el orden de precedencia filtro-amplificador es óptimo en el sentido de poseer menor figura de ruido (Noise Figure - NF) y mejor inmunidad del amplificador a la pérdida de sensibilidad debido a señales interferentes que podrán ser atenuadas debidamente por el filtro. Otro tipo de sistemas que se benefician de filtros ajustables son las radios cognitivas [3][4], donde el sistema en si se adapta al medioambiente de radio interno y/o externo, y así se ajusta a los objetivos del regulador de espectro, del operador de red o del usuario.

En el diseño de un filtro pasabanda reconfigurable en la frecuencia de microondas (1 a 10 GHz) es necesario considerar la topología y forma de implementación de los resonadores y las técnicas de ajuste de los mismos. Como puede observarse en la Fig. 1.1 [5], las implementaciones pueden agruparse en: parámetros concentrados (lumped components - LC), de microtira (microstrip), superconductores, coaxial, resonadores

dieléctricos (Dielectric Resonator - DR) y de guías de ondas. Cada implementación describe de manera muy amplia la forma física del filtro, el tamaño y el factor de calidad (Q) del resonador, donde el Q es una métrica que describe que tan ideal (sin pérdidas) es el mismo. Para cada implementación existe una extensa variedad de configuraciones de resonador.

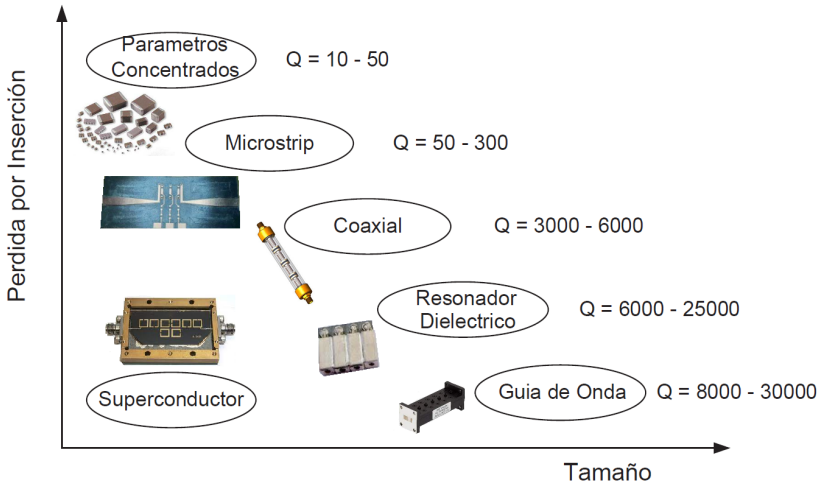

Figura 1.1: Gráfico comparativo del abanico de implementaciones de resonadores y sus correspondientes Factores de Calidad (Q), en el rango de frecuencias de microondas

Los filtros de parámetros concentrados (LC) hacen uso de componentes capacitivos (C) e inductivos (L), generalmente en forma de chip [6]. El tamaño total del filtro es reducido, pero la frecuencia máxima de trabajo, dependiendo del encapsulado y los componentes parásitos, suele ser de unos pocos GHz. Los efectos de línea de transmisión (Transmission Line - TL) deben ser despreciables, y como máximo la dimensión total del filtro no debe superar una décima de la longitud de onda ($\lambda_{min}/10$) a la frecuencia máxima (f_{max}) de trabajo. Poseen pobre Q ya que a frecuencias de GHz los efectos disipativos en los componentes tienen relevancia frente a las reactancias capacitivas e inductivas.

Los filtros que emplean *microstrip lines*, o simplemente *microstrip*, también denominados de líneas de microtira, hacen uso de cintas de material conductor suspendidas sobre un plano de tierra, separados por un dieléctrico [7]. Esto permite sintetizar elementos básicos LC con tramos de microtira, además de poseer la virtud de acoples magnéticos y eléctricos entre ellos. De esta manera se logra implementar filtros con infinidades de formas solamente con secciones de microtira próximas entre sí, con la ventaja de poseer una tecnología planar. El factor de calidad del resonador queda supeditado a las pérdidas en el dieléctrico y en los conductores, y se encuentra en el orden de las centenas.

Los filtros coaxiales, el de resonador dieléctrico y el de guía de onda se denominan filtros 3D ya que poseen un volumen significativo, pues hacen uso de cavidades de reso-

PROPIEDAD	Piezoeléctrico Mecánico	Ferroeléctrico (BST)	Ferroeléctrico (YIG)	MEMS	Varactores
Rango de Ajuste	Alto	Alto	Muy Alto	Bajo	Alto
Factor de Calidad Q	Muy Alto (Q <2000)	Moderado (Q <100)	Muy Alto (Q <1000)	Muy Alto (Q <500)	Moderado (Q <60 típico)
Velocidad de Ajuste	Baja (ms)	Alta (ns)	Baja (ms)	Media (us)	Alta (ns)
Manejo de Potencia	Excelente	Depende de la Tensión de Control	Muy Bueno	Excelente	Poble
Costo	Bajo	Bajo	Alto	Alto	Bajo

Tabla 1.1: Comparación de las principales propiedades de los dispositivos de ajuste de la frecuencia de resonancia en un resonador

nancia [8]. Poseen pocas pérdidas por ser estructuras cerradas con paredes conductoras y, en consecuencia, sus resonadores poseen Qs muy altos, con lo cual son apropiados para soportar altas potencias de RF. Todas estas tecnologías de resonador, para ser ajustables en frecuencia, necesitan poseer un dispositivo que permita modificar la frecuencia de resonancia, y en caso de ser posible, el acoplamiento inter-resonador. En la Tab. 1.1 se muestran comparativamente los dispositivos más utilizados para el ajuste de frecuencia[9]. Pueden ser del tipo mecánico, magnético, piezoeléctrico, ferroeléctrico, MEMS o semiconductor. Tanto los mecánicos con motor como los piezoeléctricos producen un movimiento, provocando un ajuste electromagnético (EM) que conlleva a una variación de frecuencia. Son los que tienen menores pérdidas, pero son los más lentos y menos ágiles. Los magnéticos utilizan un campo magnético que varía las propiedades de un ferrite, y de esa manera logra modificar las propiedades EM del resonador. Son un poco más veloces en ajuste, pero utilizan mucha energía y son voluminosos. Los MEMS son dispositivos micro mecánicos que utilizan movimiento para variar la capacidad o inductancia, son veloces, pero el proceso de fabricación es complejo. Por último, los dispositivos semiconductores comprenden los varactores, que son junturas PN polarizadas en inversa, donde la capacidad depende de la tensión de polarización, y los diodos PIN, que con una corriente en directa funcionan como una llave. Si bien las pérdidas en el varactor son apreciables para frecuencias de microondas, han mejorado sus características en los últimos años y son los dispositivos seleccionados para ajustar los resonadores a lo largo de la presente tesis.

La estructura de la tesis comprende una Introducción de los tipos y tecnología de los filtros ajustables en frecuencia en el capítulo 1.

El capítulo 2 inicia con una introducción teórica de la tecnología microstrip, seguida del diseño de filtros pasabanda, las conversiones necesarias para implementar filtros pasabanda con microstrips, el concepto clave del factor de calidad, continuado por una introducción a los resonadores con microstrips y el método de diseño de los filtros por medio de simulaciones EM de partes o secciones básicas del filtro, para lograr encontrar las separaciones internas de los resonadores que constituyen un filtro pasabanda, que

en particular en esta tesis serán del tipo *Combline*. Se sigue con una introducción al funcionamiento del dispositivo de ajuste de frecuencia, el varactor, para concluir con una descripción del *Combline* y de su metamorfosis para transformarse en un filtro *Pseudocombline* con características de fabricación más deseables.

El capítulo 3 gira en torno de dos implementaciones de filtros de tipo pasabanda ajustable dentro de la banda L de radiofrecuencias. Primero se detalla el diseño de un filtro tipo Combline de 3 polos, que al fabricarlo nos topamos con una disparidad con los resultados de la simulación. Se analiza las causas de dichas diferencias y se corrigen las simulaciones. La segunda parte del capítulo se enfoca en cambiar la estructura del filtro para optimizar los parámetros relevantes, tanto en términos de simulación como de performance.

En el capítulo 4 se expande la frecuencia de ajuste de los filtros a la banda C. Se embarcan nuevas estrategias para lograr un funcionamiento aceptable de los filtros en una banda de frecuencias donde no ha habido mucho desarrollo ni investigación al respecto con la tecnología que utilizamos.

Finalmente, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis, así como diferentes tópicos y líneas de trabajo futuro.

Capítulo 2

DISEÑO DE FILTROS CON RESONADORES ACOPLADOS MICROSTRIP

El propósito de este capítulo es presentar una breve introducción de la teoría y tecnología aplicada en el diseño de filtros sintonizables. Nos dedicaremos específicamente al diseño de filtros realizados con resonadores de tipo *microstrip*. Las características de este tipo de líneas de transmisión son expuestas primero, luego una introducción básica en la teoría de diseño de filtros pasabanda de parámetros concentrados. Le sigue una explicación de las conversiones necesarias para analizar los filtros pasabanda de resonadores acoplados con parámetros distribuidos utilizando Inversores de Inmitancia, seguida de una breve discusión sobre el Factor de Calidad como característica crucial que evalúa las pérdidas en un filtro. Se incluye una resumida explicación de la relación entre longitud de la microtira y su frecuencia de resonancia para crear un resonador, y a continuación se expone el método de extracción de parámetros para diseño dimensional del filtro con *microstrip*. Como se desea modificar la frecuencia de resonancia del resonador, se explica el funcionamiento del dispositivo varactor y sus características. Por último se introducen las dos topologías fundamentales que serán usadas a lo largo de todo el trabajo, denominadas *Combline* y *Pseudocombline*.

2.1. Diseño de Filtro Pasabanda

El filtro pasa banda es un dispositivo que permite el paso de un rango de frecuencias, centrada en una frecuencia central f_0 y un cierto ancho de banda BW que se define como los puntos donde la transferencia decae en 3 dB. Como se observa en la Fig. 2.1, las bandas a los costados de la banda de paso se denominan las bandas de rechazo, ya que el filtro debe atenuar suficientemente las señales en dichas bandas para impedir su

paso. El Factor de roll-off define la pendiente de la transferencia dentro de la banda de transición entre banda de paso y banda de rechazo. Cuanto mayor sea la pendiente del roll-off, o más estrecha sea la transición, más selectivo será el filtro pasabanda.

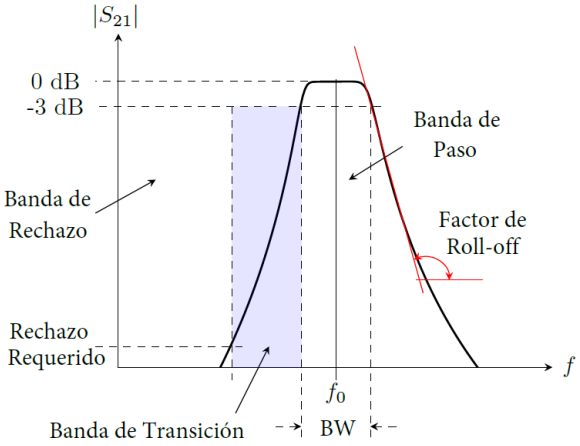

Figura 2.1: Definiciones para la especificación de un filtro pasabanda.

El diseño de un filtro pasabanda comienza con la determinación de la transferencia, que satisface ciertos criterios de atenuación y requerimientos de diseño [8]. Existen diferentes tipos de transferencias con respuestas en frecuencia determinadas, pero hay tres que son principalmente utilizadas para la implementación de filtros pasabanda: Butterworth, Chebyshev y Elíptico. Cada uno posee sus ventajas y desventajas. En la Fig. 2.2 se muestra comparativamente como el filtro tipo Butterworth carece de oscilaciones o ripple en la banda de paso a diferencia del Chebyshev y el Elíptico, pero los últimos tienen mayor factor de roll-off que el Butterworth. El Elíptico es el que tiene mayor roll-off a expensas de permitir también ripple (o una dada máxima atenuación) en la banda de rechazo en comparación al Chebyshev para un mismo orden de filtro.

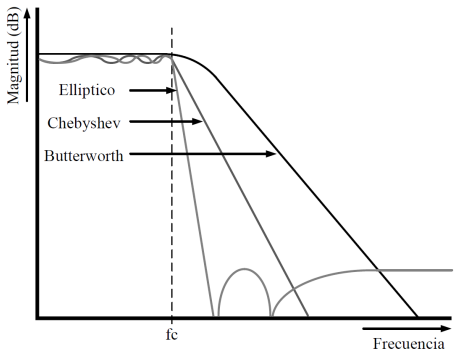

Figura 2.2: Comparativa en transferencia de los 3 tipos de filtros más utilizados de idéntico orden.

Una vez seleccionada la transferencia, se escoge el orden N, dependiendo de las exigencias en la banda de rechazo. En la Fig. 2.3 a) y b) detallan las transferencias tipo Butterworth y Chebyshev, respectivamente. Es posible apreciar que cuanto mayor

es el orden de los filtros, mayor pendiente asintótica, y también de roll-off en la banda de transición, tendrán.

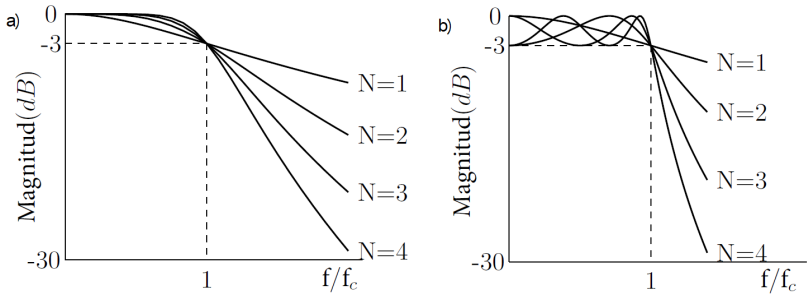

Figura 2.3: Detalles de las transferencias normalizadas con el orden del filtro N paramétrico; a) Butterworth, b) Chebyshev con 3 dB de ripple en la banda de paso.

Actualmente la forma convencional de diseñar un filtro es partir de los coeficientes g_i tabulados para distintas funciones de filtrado, como por ejemplo Butterworth, Chebyshev y Elíptico, pero existen otras [6]. Dichos coeficientes corresponden a un prototipo pasabajos de orden N, que está normalizado en impedancia (1 Ω) y en frecuencia de corte (1 rad/s). Luego, si no se desea un filtro pasabajos, se selecciona la conversión que lo transformará en los otros tres tipos de filtros posibles. Como se observa en la Fig. 2.4, además del pasabajos (Low Pass Filter - LPF), se puede elegir una respuesta tipo pasa altos (High-Pass Filter - HPF), pasa banda (Band-Pass Filter - BPF) o rechaza banda (Band-Reject Filter - BRF). Por último se desnormaliza en impedancia de sistema, generalmente 50 Ω y en frecuencia de corte.

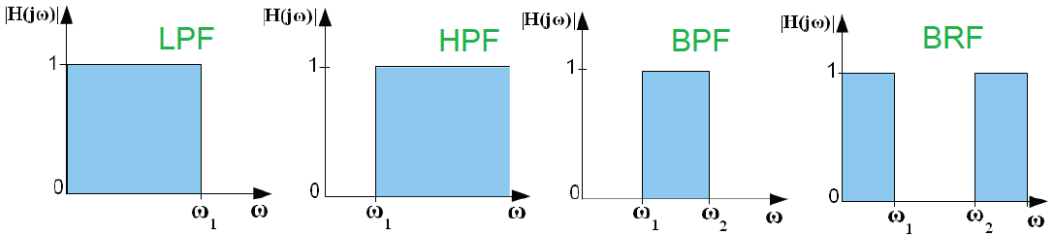

Figura 2.4: Tres tipos de transformaciones posibles a partir del filtro LPF.

En la Fig. 2.5 a) y b) se muestra la transformación de un prototipo LPF a un BPF respectivamente, y cómo cada componente normalizado g_i se desdobla en dos componentes LC para lograr un BPF. Los pares de componentes LC creados resuenan a la frecuencia central del filtro: los inductores en serie, se desdoblan en un resonador LC serie conectado en serie, y los capacitores en derivación se desdoblan en un resonador LC paralelo en derivación.

Los valores de los componentes serie se hallan de la siguiente manera:

$$L_s = \frac{Z_0 g}{2\pi f_0 FBW} \quad ; \quad C_s = \frac{FBW}{2\pi f_0 Z_0 g}. \tag{2.1}$$

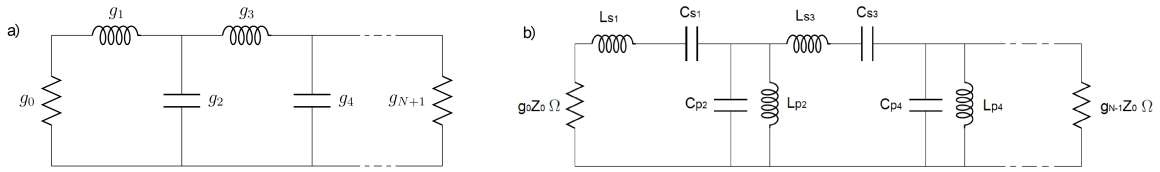

Figura 2.5: Transformación de a) filtro prototipo pasabajos a b) filtro pasabanda.

Los valores de los componentes paralelos se hallan de la siguiente manera:

$$L_p = \frac{Z_0 FBW}{2\pi f_0 g} \quad ; \quad C_p = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0 g FBW}. \tag{2.2}$$

El ancho de Banda fraccional y la relación entre los componentes de cada resonador es:

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 f_1}} \quad ; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}, \tag{2.3}$$

f_1,f_2 son los laterales de la banda de paso a -3 dB, Z_0 es la impedancia del sistema y f_0 es la media geométrica entre f_1 y f_2, que además es la frecuencia central del filtro.

Se observa idealmente que para la frecuencia central del filtro, el par serie presenta un cortocircuito, de la misma manera el par paralelo en derivación presenta un circuito abierto. De ésta manera, idealmente a la frecuencia central, se conecta directamente la fuente y la carga, y el filtro presenta una IL nula. Dado a que los componentes reales tienen pérdidas, la IL siempre será mayor a cero.

2.2. Transformación de Topología

La topología de BPF de componentes discretos (parámetros concentrados) es adecuada con el uso de dispositivos encapsulados, dependiendo del factor de su tamaño y manejo de potencia, hasta frecuencias dentro de la banda L y banda S inferior. Sin embargo, estas implementaciones suelen tener pérdidas no despreciables y no son capaces de manejar señales de potencias moderadas. Nuestro objetivo es la utilización de parámetros distribuidos, como son las microtiras acopladas, y así poder realizar filtros hasta las decenas de GHz. La topología de filtro expuesto hasta el momento no es el adecuado para el uso sin transformaciones convenientes que permitan su fabricación con microstrips. Por cuestiones constructivas de los filtros pasabanda de microtira, es deseable tener el mismo tipo de resonador, ya sea de tipo paralelo o serie en el mismo tipo de configuración, en derivación o en serie. Para cumplir dichos requerimientos se utilizan los Inversores de Inmitancia [10].

Los inversores de Inmitancia pueden ser inversores de Impedancia o de Admitancia. Como se ve en la Fig. 2.6, son redes de dos puertos e idealmente tienen propiedades

únicas y constantes en todas las frecuencias. Para el Inversor de Impedancia, si se le conecta una carga de impedancia Z_L, la impedancia en sus terminales de entrada es:

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L}, \tag{2.4}$$

donde K es la impedancia característica del inversor y es un número real. El efecto que tiene en la carga es introducir un desfasaje de ángulo de ±90°. Dicho inversor se lo denomina Inversor tipo K.

De la misma manera, el dual del Inversor K es el inversor J, donde para una carga de admitancia Y_L en sus terminales la transforma a su entrada en:

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L}, \tag{2.5}$$

donde J es la admitancia característica del inversor y es un número real. El efecto que tiene en la carga es introducir un desfasaje de ángulo de ±90° desde sus terminales de entrada. Dicho inversor se lo denomina Inversor tipo J.

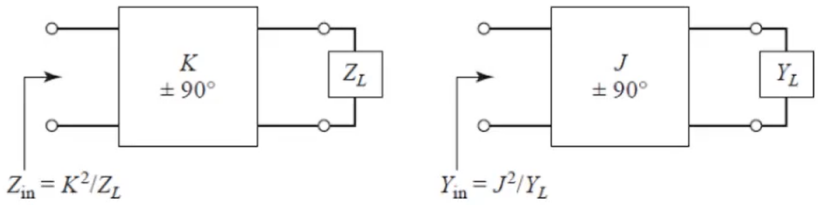

Figura 2.6: Transformación de Impedancia con el Inversor K y transformación de Admitancia con el Inversor J.

La Fig. 2.7 a) y b) muestran las dos transformaciones posibles utilizando inversores de inmitancia para hallar un equivalente serie del resonador paralelo y paralelo de un resonador serie, respectivamente. Los inversores de Inmitancia son cuadripolos que permiten la transformación de los resonadores serie en serie en resonadores paralelos en derivación (Inversor de Impedancia K) y los resonadores paralelos en derivación en resonadores serie en serie (Inversor de Admitancia J).

A modo de ejemplo, se presentan las ecuaciones para la conversión de un filtro pasa banda de parámetros concentrados, donde ahora se tiene un grado de libertad extra, ya que las conductancias de entrada/salida y las capacidades G_s, G_L y C_{Pi} pueden ser elegidas arbitrariamente, y solo los valores de inductancia se determinan de:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{2\pi f_c FBW G_S C_{P1}}{g_0 g_1}}, \tag{2.6}$$

$$J_{i,i+1} = 2\pi f_c FBW \sqrt{\frac{G_i C_{P(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \quad ; \quad i = 1, ..., (N-1), \tag{2.7}$$

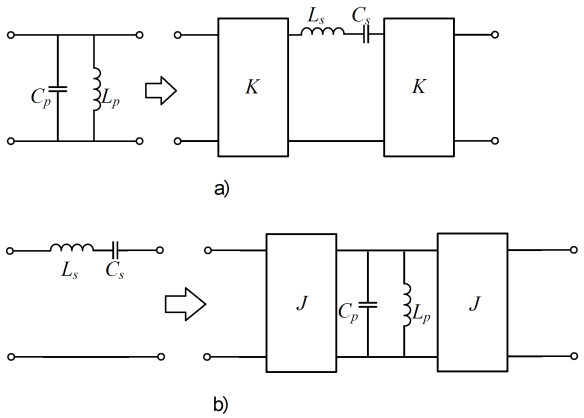

Figura 2.7: Transformación de circuitos resonantes a su dual utilizando transformadores de Inmitancia: a) de un resonador paralelo en derivación a uno serie en serie con transformadores de impedancia K; b) de un resonador serie en serie a un resonador paralelo en derivación con transformadores de admitancia J.

$$J_{N,N+1} = \sqrt{\frac{2\pi f_c FBW G_L C_{PN}}{g_N g_{(N+1)}}}, \tag{2.8}$$

$$L_{Pi} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_{Pi}} \quad ; \quad i = 1, ..., N. \tag{2.9}$$

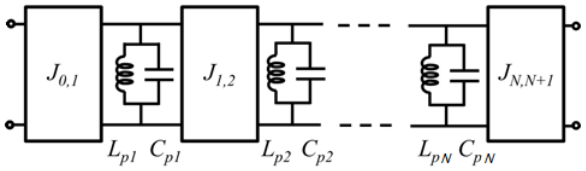

Figura 2.8: Equivalente del filtro pasabanda de la Fig. 2.6 b) utilizando inversores de admitancia, donde todos los resonadores son ahora paralelos en derivación.

La Fig. 2.8 ejemplifica el circuito resultante al aplicar la transformación a las porciones del filtro que contiene resonadores serie en serie, transformándolos a paralelos en derivación y obteniéndose un filtro donde todos los resonadores son del mismo tipo.

La Fig. 2.9 muestra cómo reemplazando los resonadores LC de parámetros concentrados por un bloque de circuitos distribuidos, puede hallarse un prototipo de filtro pasabanda generalizado que haga uso sólo de susceptancias en derivación e Inversores tipo J, o su dual, que utilice sólo impedancias en serie e Inversores tipo K. Las nuevas ecuaciones para dichos circuitos son:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{b_1 FBW G_S}{g_0 g_1}}, \tag{2.10}$$

$$J_{i,i+1} = FBW \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{1+1}}} \quad ; \quad i = 1, ..., (N-1), \tag{2.11}$$

$$J_{N,N+1} = \sqrt{\frac{b_N FBW G_L}{g_N g_{N+1}}}, \tag{2.12}$$

$$b_i = \pi f_c \left. \frac{\mathrm{d}B_i(f))}{\mathrm{d}f} \right|_{f=f_c}. \tag{2.13}$$

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{x_1 FBW R_S}{g_0 g_1}}, \tag{2.14}$$

$$K_{i,i+1} = FBW \sqrt{\frac{x_i x_{i+1}}{g_i g_{1+1}}} \quad ; \quad i = 1, ..., (N-1), \tag{2.15}$$

$$K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{x_N FBW R_L}{g_N g_{N+1}}}, \tag{2.16}$$

$$x_i = \pi f_c \left. \frac{\mathrm{d}X_i(f))}{\mathrm{d}f} \right|_{f=f_c}, \tag{2.17}$$

donde b_i y x_i son las pendientes de la suceptancia y la reactancia, respectivamente.

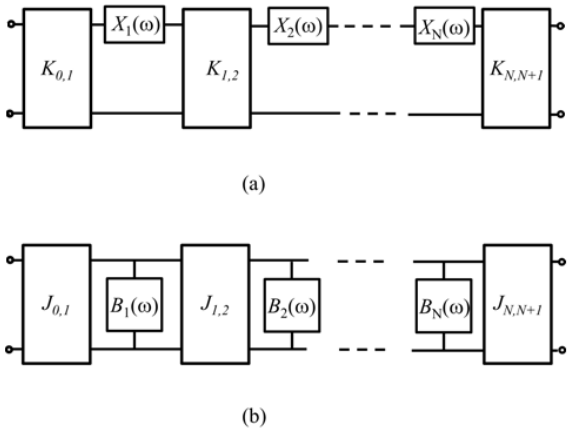

Figura 2.9: Prototipo BPF generalizado: a) haciendo uso sólo impedancias en serie e Inversores tipo K; b) haciendo uso solo de suceptancias en derivación e Inversores tipo J.

Las reactancias en serie y las suceptancias en derivación puede ser cualquier tipo de resonador de parámetros distribuidos, incluyendo los resonadores microstrip. Idealmente estas reactancias/suceptancias deberían ser equivalentes a la versión de parámetros concentrados para todas las frecuencias, pero en la práctica sólo se aproximan en las cercanías de la frecuencia de resonancia f_c. Sin embargo, para BPF angostos (FBW $<$ 10 %) es una aproximación válida y suficiente.

Existen múltiples formas de implementar los inversores de Impedancia/Admitancia. Se pueden realizar con dispositivos de parámetros concentrados, con dispositivos distribuidos o de manera combinada. Aprovechando las virtudes de los circuitos distribuidos,

generalmente se utiliza una línea de cuarto de longitud de onda, donde K equivale a la impedancia característica de la TL, y J equivale a la admitancia equivalente de la TL. Otra forma de realizar los inversores es mediante el acoplamiento por proximidad de resonadores adyacentes, donde el acoplamiento puede ser capacitivo, inductivo, o de ambos tipos.

2.3. Líneas de Transmisión de Microtira

Las líneas de microtira permiten construir líneas de transmisión utilizando placas de circuito impreso (PCB). Son convenientes para el diseño de circuitos a frecuencias elevadas (300 MHz a 30+ GHz) incluyendo filtros, divisores de potencia, acopladores, antenas, etc. La técnica de fabricación tiene múltiples ventajas en comparación a otras, empezando por ser una tecnología planar y no volumétrica, por lo cual el diseño sucede sobre un plano XY, facilitando la fabricación. La tecnología microstrip cuenta con un proceso de fabricación de bajo costo, alta confiabilidad, fácil integración, amplio rango de frecuencias de operación, entre otros.

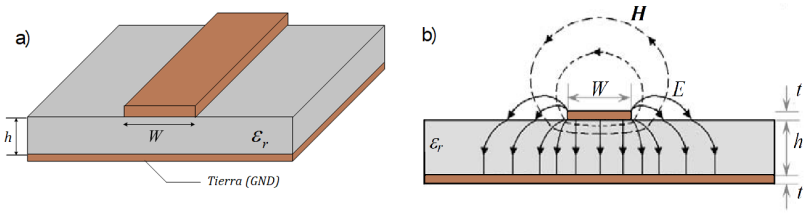

Figura 2.10: Corte transversal de una microstrip line; a) detallando la estructura del dieléctrico de constante dieléctrica relativa ε_r y altura h. b) La altura de las metalizaciones de Cu es t, y el ancho de la línea de transmisión es W. Los campos eléctricos E y magnéticos H se muestran para una TL.

La estructura de un microstrip consiste de tres capas apiladas. En la capa superior se ubica la microtira conductiva. La capa del medio constituye el sustrato dieléctrico. Por último, la capa inferior es la placa de referencia de tierra. Existen múltiples tipos de laminados, pero generalmente ambas capas conductivas son de cobre, y suelen ser principalmente electro depositados por baño electrolítico. La estructura general se observa en la Fig. 2.10 (a), donde h es el espesor del dieléctrico. Además del grosor, hay que especificar el material, que tiene una determinada constante dieléctrica relativa al valor del vacío (ε_r) y sus pérdidas son convencionalmente especificadas como tanδ. El espesor de la capa conductora t, generalmente es de 35 µm (1 oz/$(ft)^2$ o simplemente 1 oz) ó 18 µm ($\frac{1}{2}$ oz), pero es posible encontrar valores de 70 µm (2 oz) y de 9 µm ($\frac{1}{4}$ oz).

La Fig. 2.10 (b) describe la distribución de campos eléctrico y magnético para un microstrip, donde la propagación de la onda electromagnética no corresponde exactamente a un modo transversal electro-magnético (TEM), sino que es cuasi-TEM,

aproximación válida sólo si la longitud de onda es mucho más grande que el grosor h del dieléctrico (h $\ll \lambda$). La velocidad de fase v_p y la constante de propagación β son expresadas como:

$$v_p = \frac{c}{\varepsilon_{eff}} \quad ; \quad \beta = k_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}, \tag{2.18}$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío, $k_0 = \omega\sqrt{(\mu_0\varepsilon_0)}$ es la cte. de propagación en el vacío, ω es la frecuencia angular y ε_{eff} es la constante dieléctrica relativa efectiva que presenta la microtira, donde $1 < \varepsilon_{\text{eff}} < \varepsilon_{\text{r}}$.

Las ecuaciones para hallar tanto ε_{eff} como la impedancia característica Z_0 de la línea pueden encontrarse en [10]. Si bien puede utilizarse dichas formulas semi-empíricas para hallar sus respectivos valores, en la actualidad es posible utilizar software EDA para los cálculos. De todos modos, es importante tener en cuenta que si el ancho W se incrementa, la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 disminuye, y si la tangente de pérdidas (tanδ) se incrementa, el factor de calidad de la línea Q, disminuye. La longitud de onda guiada en la TL, λ_g esta dada por:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \tag{2.19}$$

donde f es la frecuencia . La longitud eléctrica θ en radianes para una línea física de longitud l se define como:

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_g} l. \tag{2.20}$$

Es común expresar la longitud en términos de la longitud de onda guiada, particularmente cuando se pretende comparar los tamaños de los filtros, dado a que el mismo filtro fabricado en diferentes sustratos tendrá distintas longitudes físicas.

2.4. Resonadores Microstrip

Los resonadores microstrip son estructuras capaces de contener al menos una frecuencia en la cual el campo EM es oscilatorio. Las estructuras más básicas de tipo microstrip de parámetros distribuidos son las líneas de media y un cuarto de longitud de onda, en corto circuito o a circuito abierto. Las cuatro combinaciones pueden modelarse por un circuito RLC serie o paralelo.

Como se observa en la Fig. 2.11 para el circuito RLC serie y en la Fig. 2.12 para el circuito RLC paralelo, tienen un mínimo de impedancia R_s y un máximo de impedancia R_p, respectivamente, en la frecuencia de resonancia f_0 y se define como [8]:

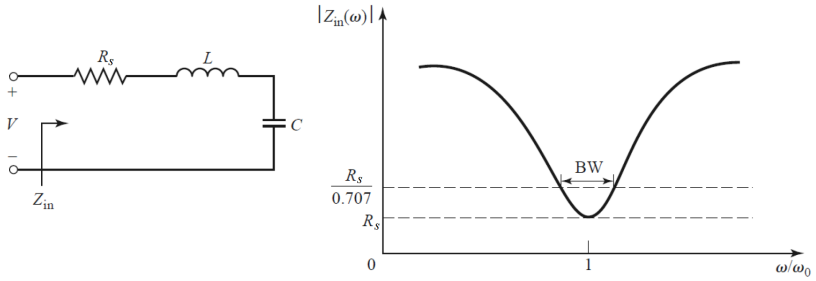

Figura 2.11: Circuito RLC serie presenta su mínima impedancia R_s en su resonancia

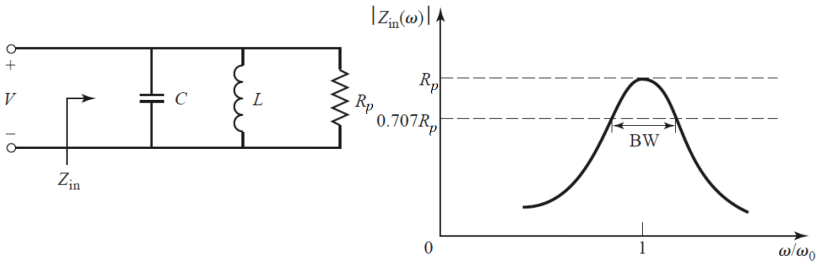

Figura 2.12: Circuito RLC paralelo presenta su máxima impedancia R_p en su resonancia

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \tag{2.21}$$

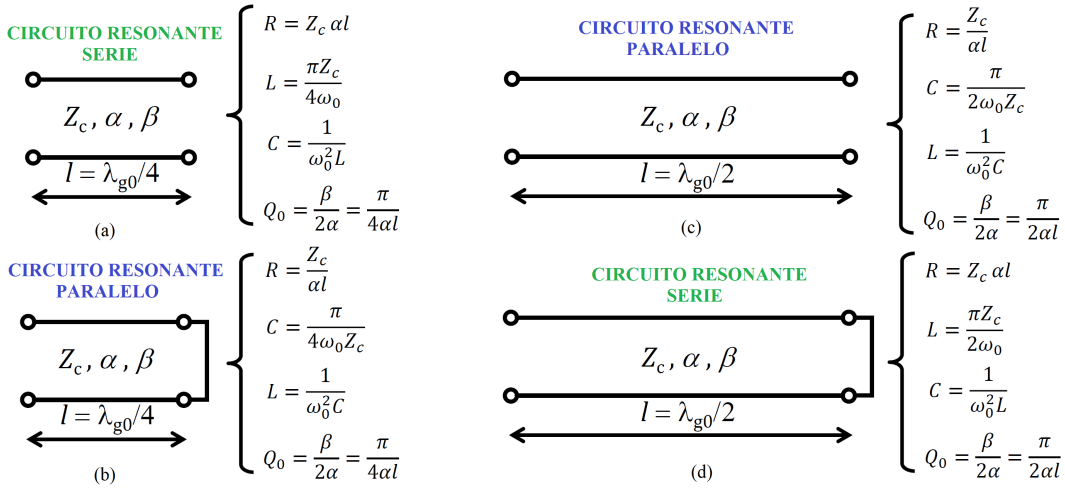

Figura 2.13: Resonadores distribuidos (a) (b) de cuarto de longitud de onda, a circuito abierto y en corto circuito respectivamente. Resonadores distribuidos (c) (d) de media longitud de onda, a circuito abierto y en corto circuito respectivamente. Cada configuración resuena como un circuito equivalente serie (verde) o paralelo (azul), con sus respectivas ecuaciones que las relacionan con su equivalente RLC.

La Fig. 2.13 muestra las cuatro configuraciones posibles de resonadores microstrip. Cada configuración microstrip de longitud $\lambda_{g0}/2$ y $\lambda_{g0}/4$ a circuito abierto (OC) ó corto circuito (SC) le corresponde un equivalente de resonancia serie o paralela. Las ecuaciones relacionan las características intrínsecas de las microtiras (impedancia característica Z_c, la constante de atenuación α y la constante de propagación β) con los

elementos circuitales de parámetros concentrados de la Fig. 2.12.

Si definimos que para la frecuencia de resonancia f_0 la longitud de onda guiada en el medio es λ_{g0}:

- Para la línea de media longitud de onda, la longitud física es $l = \lambda_{g0}/2$, y resuena de forma fundamental en f_0, pero también puede resonar en múltiplos enteros de la misma $f_n \approx nf_0$ para n = 2, 3, ...
- Para la línea de cuarto longitud de onda, la longitud física es $l = \lambda_{g0}/4$, y resuena de forma fundamental en f_0, pero también puede resonar en múltiplos impares de la misma $f_n \approx (2n-1)f_0$ para n = 2, 3, ...

Se observa que las resonancias son más espaciadas para una línea de cuarto que para una de media longitud de onda. Esto va a ser particularmente útil para la construcción de filtros pasabanda microstrip debido a que las réplicas de la banda de paso suceden a frecuencias más espaciadas. También cabe destacar que aunque idealmente la cantidad de resonancias son infinitas, el factor de calidad se degrada rápidamente para altas frecuencias, teniendo el mayor Q para la resonancia de frecuencia fundamental.

2.5. Factor de Calidad Q

El factor de calidad descargado (Q_u) de un resonador es un parámetro crucial que determina la utilidad del resonador para su implementación en un filtro. La disipación de potencia en el resonador es inversamente proporcional a su Q_u. Un resonador ideal, sin pérdidas, posee un Q_u infinito, con lo cual el Q_u es efectivamente una figura de mérito del resonador. Bajo Q_u conlleva a un incremento de la pérdida por inserción (IL) del filtro y provoca un redondeo de los bordes de la banda de paso, llevando a una degradación de la selectividad del filtro. Limitaciones en el Q_u son más evidentes para filtros con un número de polos elevado, ya que el efecto es acumulativo y es proporcional al número de resonadores.

Una manera de estimar la IL a la mitad de la banda de paso a partir del Q_u de cada resonador que compone el filtro de orden N es[10]:

$$IL = \frac{4{,}343}{FBW} \sum_{i+1}^{N} \frac{g_i}{Q_{u_i}}, \tag{2.22}$$

donde g_i es el valor de elemento i del prototipo de filtro pasa bajo.

La Pérdida por Inserción (IL) es un término que será muy utilizado a lo largo de este trabajo y se define como:

$$IL[dB] = -20 \log |S_{21}| . \tag{2.23}$$

Siendo S_{21} el termino de transferencia de la matriz de scattering para un dispositivo bajo prueba (DUT) de 2 puertos.

Consecuentemente, para el mismo BPF manteniendo el Q_u de cada resonador, la IL se incrementa con FBW decrecientes, como se observa en la Fig 2.14 (a). De la misma manera, variando el número de resonadores N y manteniendo el Q_u de cada resonador y el FBW del filtro, se observa que al incrementar N, se incrementa también la IL, como se muestra en la Fig 2.14 (b). Por último, manteniendo el número se resonadores y el FBW fijos, si se incrementa el factor de calidad de cada resonador, la IL disminuye, como puede observarse en la Fig. 2.14 (c).

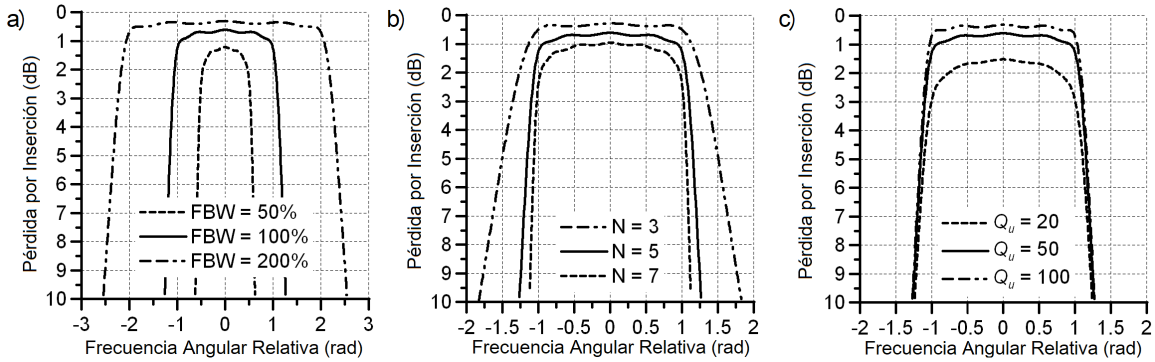

Figura 2.14: Impacto en la IL manteniendo todos los parámetros del filtro fijos, al variar: a) el ancho de banda fraccional; b) El orden del filtro; c) el Q descargado de los resonadores.

En los filtros distribuidos, como en el caso de filtros construidos con tecnología de microtira, el Q_u finito proviene de la atenuación de la señal que sufre al propagarse a través del medio de transmisión. En el caso del medio microstrip, las pérdidas en el conductor y el dieléctrico son las más influyentes, y si bien pueden ser controladas utilizando sustratos con bajas pérdidas, el Q_u de los resonadores en la práctica tienen un valor por debajo de los 300. Así como el Q_u evalúa el rendimiento eléctrico de un resonador aislado, el factor de calidad externo Q_e caracteriza las pérdidas producidas por una estructura acoplada al resonador. Se define como:

$$Q_e = 2\pi f_0 \frac{\text{Energía acumulada en el resonador}}{\text{Energía disipada en la carga externa}}\bigg|_{\text{por ciclo}} \tag{2.24}$$

donde f_0 corresponde a la resonancia del sistema.

En la práctica, para que un resonador pueda ser utilizado en un sistema, necesita estar acoplado a una estructura externa que le transfiera energía, pero también que pueda extraer la energía contenida en el resonador para acoplarla a la salida del filtro. Las pérdidas asociadas al circuito externo se agregan a las pérdidas propias del resonador y afecta la medición del factor de calidad de la estructura resonante. De ese modo el Q_u del resonador se verá transformado en un factor de calidad cargado Q_L de la siguiente manera:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e}. \tag{2.25}$$

Como dijimos, Q_u es de un valor elevado para sustratos con pocas pérdidas, con lo cual podemos hacer la siguiente aproximación:

$$\frac{1}{Q_L} \approx \frac{1}{Q_e} \text{ si } Q_u > 100. \tag{2.26}$$

Esta relación nos resultará muy ventajosa para poder medir el Q_e de una porción del filtro que nos ayudará con la síntesis del filtro microtira.

2.6. Factor de Calidad Externo y Coeficiente de Acoplamiento Mutuo

La teoría para el análisis de resonadores acoplados de forma analítica a través de las ecuaciones de Maxwell y campos EM es bastante compleja y puede encontrarse en las referencias. Dishal demostró en la década del '50 que cualquier BPF de parámetros distribuidos de banda angosta está unívocamente definido por tres parámetros fundamentales [11]. Dichos parámetros son: la frecuencia resonante sincrónica de cada resonador f_c; el coeficiente de acoplamiento inter-resonador $M_{i,i+1}$; y el factor de calidad externo del resonador inicial y final unilateralmente cargado Q_e. También demostró que los resonadores directamente acoplados pueden ser sintonizados teniendo previo conocimiento del valor de estos parámetros fundamentales, tal que:

$$Q_{e_1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \tag{2.27}$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad ; \quad i = 1, ..., (N-1), \tag{2.28}$$

$$Q_{e_N} = \frac{g_N g_{N+1}}{FBW}. \tag{2.29}$$

Cabe destacar que los coeficientes de acoplamiento inter-resonador y el factor de calidad del duo alimentador y primero/último resonador quedan completamente especificados únicamente con los parámetros de prototipo pasabajos g_i y el ancho de banda fraccional. Una vez que quedan especificados a partir de la transferencia deseada, el número de polos N (el orden de filtro) y el ancho de banda relativo, pueden ser determinados unívocamente a partir de las dimensiones físicas del filtro microtira. Con ese objetivo se relevan dos curvas: una para el Q_e y otra para el $M_{i,i+1}$. Los valores numéricos de $Q_{e_1} = Q_{e_N}$ ya que comúnmente se diseña con $g_1 = g_N$ y se tiene la misma resistencia de carga que la de fuente ($g_0 = g_{N+1}$). Para el caso de $M_{i,i+1}$, los valores

numéricos son simétricos, respecto del eje geométrico que divide al filtro, pero es dependiente del orden del filtro. El método actual de relevamiento de las curvas consiste en la extracción de los parámetros $M_{i,i+1}$ y Q_e con las distancias inter-resonador y alimentador-resonador, respectivamente, como variable independiente.

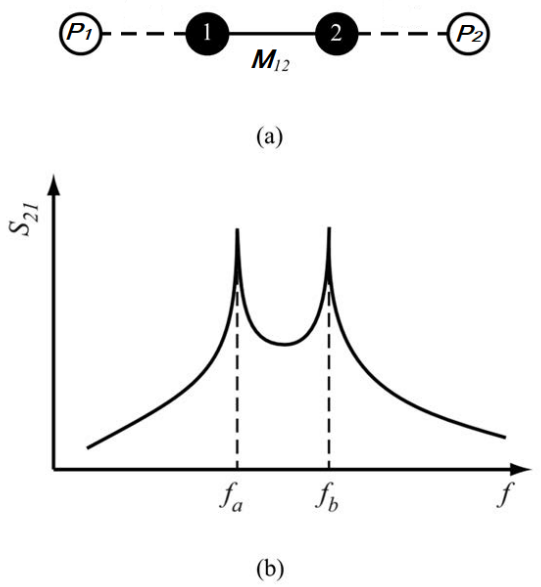

Figura 2.15: Coeficiente de Acoplamiento: a) interacción débil entre los puertos P1 y P2 y los resonadores 1 y 2; b) transferencia entre el puerto 1 y 2, evidenciando el desdoblamiento de resonancia que es proporcional al acoplamiento entre resonadores.

La técnica de desdoblamiento de resonancias es un método general que es utilizado para encontrar el coeficiente de acoplamiento entre dos resonadores [12]. El concepto de separar los polos resonantes de dos resonadores acoplados electromagnéticamente es mostrado en la Fig. 2.15 a). Aquí se visualizan dos resonadores acoplados, ambos resonando a una frecuencia f_c que están débilmente acoplados a dos puertos (P_1,P_2), uno de entrada y otro de salida. La condición de acoplamiento débil de los puertos garantiza que el efecto de carga sobre los puertos en el par de resonadores sea despreciable. Como se muestra en la Fig. 2.15 b), si la respuesta en frecuencia del coeficiente de transferencia del puerto 1 al puerto 2 es graficada, se obtiene una curva con dos picos distintivos. De hecho, debido a la interacción entre ambos resonadores los modos de resonancia se degeneran y las frecuencias se desdoblan. En el caso de no haber interacción entre los resonadores, ambos presentarían su resonancia en f_c. La magnitud de acoplamiento es proporcional a la separación de los picos: cuanto mayor es el acoplamiento, mayor es la separación de los picos. Cuando existen dos tipos de mecanismos de acoplamientos, de campos eléctricos y magnéticos, se denomina acoplamiento mixto, y el resultado es la superposición de ambos mecanismos. En éstas condiciones de superposición de campos, se producen efectos constructivos y destructivos, produciendo modos degenerados de resonancia.

Es importante destacar la importancia del acople débil de los puertos, donde los picos de la transferencia S_{21} deben estar por debajo de los -30 dB, y el punto de pendiente nula entre ambos picos no debe superar los -40 dB. Entonces, para una distancia inter-resonador d_2 determinada, los picos suceden en frecuencias $f_a < f_b$, y el coeficiente de acoplamiento se define como:

$$M|_{d_2} = \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \tag{2.30}$$

El Factor de Calidad Externo Q_e, es proporcional a la relación entre la energía que acumula un resonador en un ciclo y la energía que es extraída por la estructura *feeder* (alimentador) por ciclo de onda sinusoidal. El alimentador es una estructura externa a los resonadores, que ingresa o extrae energía al sistema y se ubica en los extremos del filtro. Existen múltiples métodos para relevar Q_e en función de la distancia d_1 entre el puerto alimentador y un resonador.

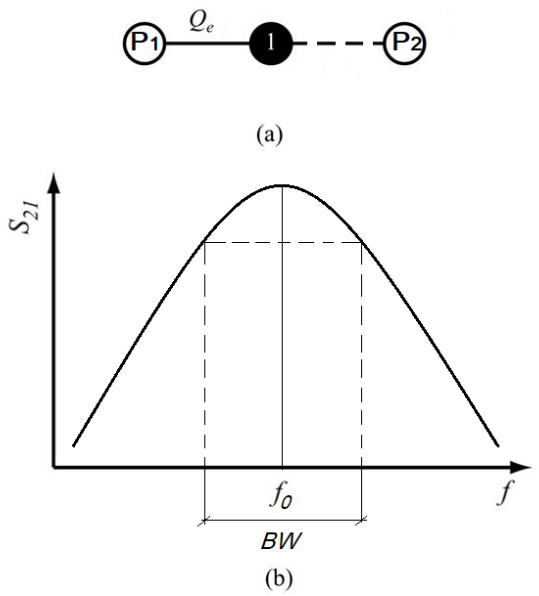

Figura 2.16: Factor de Calidad Externo: a) el puerto P2 censa la interacción entre el puerto P1 y el resonador 1 b) la curva de transferencia entre el puerto P2 Y P1 es inversamente proporcional al Q_e.

Con el objetivo de encontrar la interacción entre el *feeder* I/O y el primer/último resonador respectivamente, el efecto de carga del resto de los resonadores debe ser eliminado. En las ocasiones donde esto no es posible, se debe adquirir diferente estrategia que la que se expondrá. En nuestro caso haremos uso extenso de simulaciones electromagnéticas, lo que nos habilita a aislar efectivamente el sub-circuito a evaluar. Tal como se hizo para el caso del $M_{i,i+1}$, la Fig. 2.16 a) muestra un grafo donde se aísla la estructura alimentador-resonador del puerto P2. De esta manera se logra nuevamente que el puerto 2 no cargue al dúo *feeder*-resonador. En la Fig. 2.16 b) se observa que la transferencia en este caso tiene un solo pico, en donde el ancho de banda fraccional

FWB del parámetro de scattering S_{21} es inversamente proporcional al Q_e. De la misma manera que en el análisis del coeficiente de acoplamiento, el *feeder* extrae más energía del resonador cuanto más cerca esté, por lo que la distancia es inversamente proporcional al Q_e. El pico a la frecuencia central no debe superar los -25 dB para mantener la condición de acoplamiento débil.

Entonces, para una distancia d_1 se parametriza el Q_e con el siguiente cálculo:

$$Q_e|_{d_1} = \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \tag{2.31}$$

2.7. Filtro Combline

El filtro tipo combline consiste en un arreglo paralelo de líneas de transmisión de longitud conmensurada, donde el acoplamiento, en primera aproximación, sucede entre pares de resonadores vecinos únicamente, estructura que se muestra en la Fig. 2.17. Cada línea se encuentra cortocircuitada en un extremo, el mismo extremo para cada línea. En el lado opuesto, capacitores con un terminal conectado a tierra cargan a las líneas. Sin dichos capacitores, las líneas resonarían en la frecuencia de cuarta longitud de onda, con lo cual no habría acoplamiento entre ellas y no habría banda pasante: sería un filtro $all - stop$ y los acoplamientos magnéticos y eléctricos se verían cancelados entre sí, en el caso de resonadores implementados con TLs de modo TEM puro (*stripline*)[10]. El acople entre las líneas es bastante débil, en comparación a otros tipos de filtros de la misma clase, como por ejemplo el filtro Interdigital, con lo cual las líneas deben estar más juntas de lo habitual. A esto se le suma el hecho de que las TL se pueden hacer mucho más cortas que un cuarto de onda, con lo cual el filtro combline es considerablemente más pequeño para la misma frecuencia central y ancho de banda, que otras topologías.

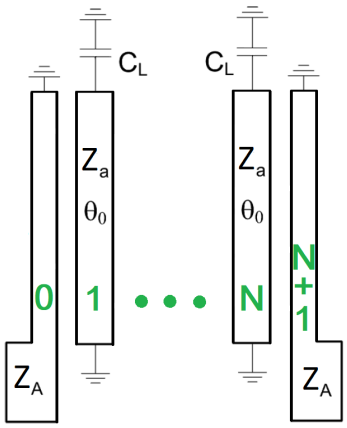

Figura 2.17: Estructura genérica del Filtro Pasa Banda tipo Combline de orden N con N resonadores

El filtro combline ha tenido mucha relevancia desde su invención por G. L. Matthaei, donde publicó su trabajo "Comb-Line Band-Pass filters of narrow or moderate bandwidth" a principios de la década del '60 [13]. La estructura general del filtro se muestra en la figura, donde Z_A es la impedancia de fuente y de carga, Z_a es la impedancia característica de los resonadores, C_L son los capacitores de carga y θ_0 es la longitud eléctrica de sus N resonadores a una frecuencia f_0. Las estructuras de entrada y salida (*feeders* o alimentadores) donde se acopla la señal de entrada y se extrae la señal de salida son numerados 0 y $N+1$ y cabe aclarar que los *feeders* no son resonadores. Por simplicidad se escoge la impedancia característica, longitud eléctrica y por consiguiente las capacidades de carga de cada resonador idénticas.

Los capacitores que cargan las líneas son calculados como:

$$C_L = \frac{\cot\theta_0}{2\pi Z_{a_i} f_0} \quad ; \quad i = 1, ..., N. \tag{2.32}$$

La topología de filtro combline es muy propicia para modificar la banda pasante, debido a que las capacidades de carga pueden ser muy fácilmente ajustables con una señal de control apropiada. La capacidad de modificar las características de respuesta en frecuencia relativa a una frecuencia central de diseño f_0 la denominaremos reconfigurabilidad o sintonización. Para lograr dicho cometido en un filtro de parámetros concentrados y mantener el ancho de banda fraccional mientras se varía la frecuencia central, los valores de los capacitores e inductores deberían cambiar simultáneamente. La sintonización de un filtro de microondas de tipo distribuido como el analizado se podría lograr variando la longitud de los resonadores, o la capacidad de carga. Aun así, es extremadamente complejo mantener el ancho de banda y la pérdida por inserción constante al variar f_0. Esto sucede debido a que los acoplamientos varían de forma no controlada al modificarse la f_0.

Existe una relación de compromiso entre la longitud eléctrica del resonador y la capacidad de carga de los capacitores discretos: cuanto mayor la capacidad, más cortos deben ser los resonadores para mantener la f_0, pero el factor de calidad de los resonadores y de los capacitores, disminuiría al punto de tener excesivas pérdidas. Al contrario, si las capacidades fueran pequeñas y la longitud de los resonadores fuera cercana a $\lambda_{g_0}/4$, el rango de variación f_0 sería reducido. Otra ventaja de contar con resonadores cortos es que la banda de rechazo entre bandas de paso es mucho más ancha que $3f_0$, como vimos para los modos de resonancia de una TL de cuarto de longitud de onda.

Para diseñar el filtro Combline, primero se determina la longitud de los resonadores, que depende de la longitud eléctrica θ_0, que como ya expusimos debe ser menor que $\pi/2$ (90°). Debido a las relaciones de compromiso expuestas, generalmente se escoge la mitad, osea $\pi/4$ (45°), y con la f_0 seleccionada para la frecuencia central del BPF, quedan especificadas las longitudes.

El diseño riguroso pasa por especificar las separaciones inter-resonador y alimentador-resonador [14] [15]. Existen múltiples métodos para hallarlas, y el diseño comprende dos posibles caminos, ambos cuasi empíricos. El primer método se basa en hallar las capacidades correspondientes para cada microtira del filtro, ya sea entre las microtiras y tierra, como entre microtiras [12]. Luego, por medio de un método algo intrincado se hallan las separaciones necesarias [16]. El segundo método hace uso de simulaciones Electromagnéticas (EM) de porciones reducidas del filtro, lo que permite encontrar las distancias necesarias para lograr satisfacer las condiciones de diseño. Este segundo método es el elegido en esta tesis y se discutirá en detalle en el próximo capítulo.

2.8. Filtro Pseudocombline Plegado

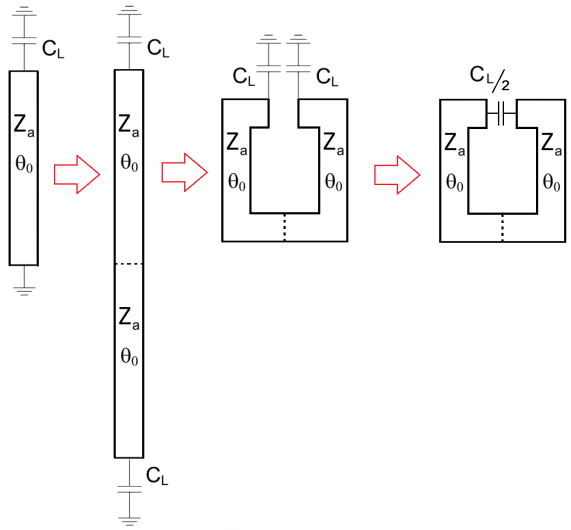

Figura 2.18: Secuencia de modificaciones de un resonador del filtro combline al resonador de filtro pseudocombline. Primero se espeja el resonador variable en el punto de tierra, de éste modo se genera una tierra virtual en el eje de simetría. Luego se pliega para ocupar menor espacio y se reemplaza las dos capacidades enfrentadas por una de la mitad de capacidad original.

El tipo de Filtro Pseudocombline plegado es un derivado del Filtro Combline [10] al que se le realizaron algunas modificaciones estructurales. Exite además la posibilidad de no plegarlo [17]. Principalmente se lo modifica para que prescinda de cortocircuitos a tierra. La estrategia es intercambiar la terminación en cortocircuito de un extremo de la microtira del resonador por una microtira de la misma longitud con la respectiva capacidad de carga, de modo que quede espejada como se observa en la Fig. 2.18.

Al cargar la línea en su extremo con una capacidad equivalente que la del resonador original, genera una tierra virtual en el eje de simetría. Debido a que se crea una tierra virtual con un tramo extra de TL, resulta innecesario utilizar una VTH a tierra. De este modo resulta que ambos lados del resonador tienen una capacidad variable idéntica, y

debido a que ambos capacitores se encuentran conectados en serie, el conjunto equivale a una capacidad entre extremos del resonador de la mitad del valor original. El diseño del resonador del filtro queda compacto y sin necesidad de vías a tierra. La capacidad necesaria para la misma frecuencia de resonancia resulta ser más chica que para el diseño equivalente combline.

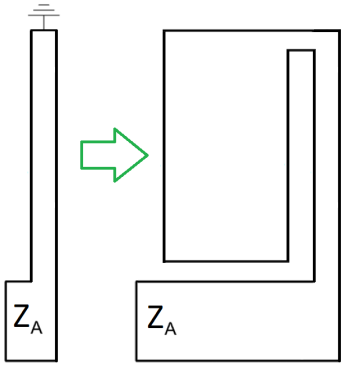

Figura 2.19: Transformación del *feeder* del combline en el del pseudocombline, donde la tierra virtual se genera por una línea de transmisión de baja impedancia característica.

El diseño de *feeder* también sufre modificación, ya que al igual que para el resonador, prescinde de una conexión directa a tierra. Como muestra la Fig. 2.19, la tierra se genera a partir de una línea de muy baja impedancia característica con terminación a circuito abierto, que imparte un cortocircuito a su comienzo. Otra forma de analizar el funcionamiento, es observar que se comporta como un capacitor de cuasi-parámetros concentrados, que llamaremos *ground pad*. De hecho, se asemeja a un capacitor de placas paralelas, con lo cual cuanto mayor sea el área del capacitor, mayor ancho de banda tendrá la tierra virtual. Su dimensión estará dada por restricciones de espacio en el PCB, ya que depende del largo del resonador y de la longitud de la TL de feed de 50 Ω.

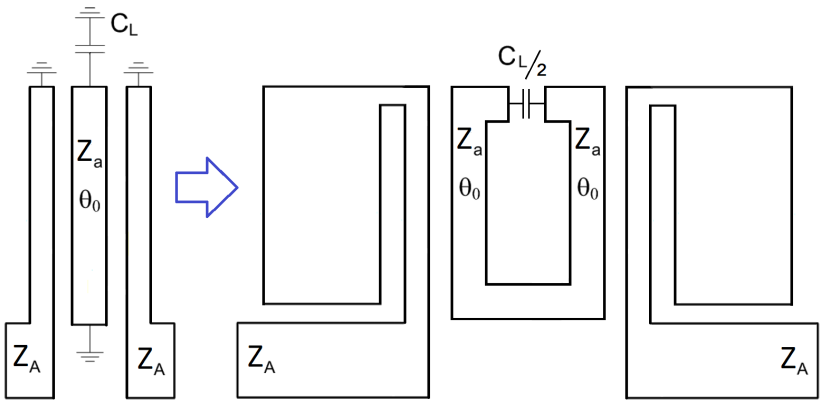

Figura 2.20: Transformación completa de un Filtro Combline a un Pseudocombline plegado de un resonador.

Es así que se transforma el diseño del *Combline* al *Folded Pseudocombline* como

se muestra en la Fig. 2.20. El tamaño del filtro se incrementa, a expensas de una integración más simple.

Capítulo 3

FILTROS PASABANDA CON AJUSTE EN BANDA L

En este capítulo se desarrolla el diseño, simulación, fabricación y medición de dos filtros pasabanda. Ambos cuentan con un rango de ajuste de la banda pasante dentro de la banda L, que comprenden las frecuencias entre 1 y 2 GHz, aunque no se restringen a dicha banda y pueden extenderse un poco más. Cuentan con estructura tipo combline, donde en el primero desarrollaremos el método de extracción de parámetros que fue mencionado en el capítulo 2 para un filtro de tres polos, y el segundo diseño se centra en un combline modificado, denominado Pseudo-combline plegado, donde su virtud principal es no poseer vías al plano de tierra, facilitando su construcción.

3.1. Filtro Combline de 3 Polos

Se desea diseñar un filtro de microondas sintonizable tipo combline con tecnología microstrip sobre un sustrato dieléctrico FR4 [18]. Dicho sustrato es de costo reducido y de fácil disponibilidad. Las características como la constante dieléctrica relativa ε_r y la tangente de pérdidas $\tan\delta$ poseen mucha dispersión dependiendo de la procedencia de fabricación. El dieléctrico está compuesto por varias capas de vidrio mallado unidas por una resina epoxi. Al ser un sustrato heterogéneo, la relación entre resina y vidrio no se encuentra estandarizada, resultando en variaciones entre fabricantes y peor aún: variaciones de sus propiedades dentro de una misma placa de material. De todas maneras, con el fin de llevar a cabo simulaciones EM, se toma como referencia una $\varepsilon_r = 4{,}3$ y una $\tan\delta = 0{,}015$ especificadas a una frecuencia de 10 GHz. Se selecciona un laminado de 1.6 mm de grosor con capas de cobre a ambos lados de 0.035 mm de espesor cada una, que equivale a 1 oz.

Como se observa en la Fig. 3.1, el filtro combline consta de una red de alimentación (feed) con impedancia característica Z_A y de resonadores de una determinada longitud,

que depende de la frecuencia central de diseño f_0. Las TL con impedancia característica Z_a son cargados con capacitores variables C_L, que permiten modificar su frecuencia de resonancia.

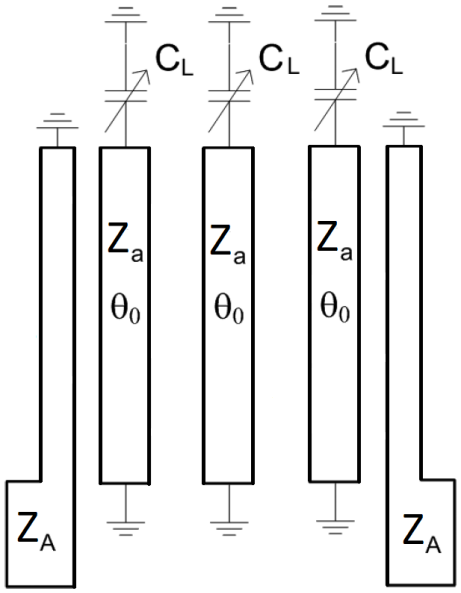

Figura 3.1: Topología de filtro utilizado, siendo Z_a y Z_A la Impedancia característica de los resonadores y de las microtiras de 50 Ω respectivamente; θ_0 la longitud eléctrica y C_L las capacidades discretas que cargan a los resonadores.

Lo atractivo de utilizar un diseño combline es que al variar la capacidad a través de la polarización en inversa de un diodo varactor, la frecuencia central de la banda central del filtro se desplaza y el ancho de banda fraccional FBW se mantiene constante y permite que el filtro sea ajustable en frecuencia dentro de cierto rango. Para lograr el mayor rango de sintonización sin degradar el factor de calidad excesivamente, los resonadores deben tener una longitud eléctrica de $\theta_0 = 45^{\text{o}}$ a una frecuencia media de ajuste $f_0 = 1.4$ GHz. La obtención de las longitudes de los resonadores se basa en modelos matemáticos semi-empíricos, cuyos cálculos se encuentran disponibles en diferentes herramientas de tipo CAD.

Primero se establece la impedancia de las líneas de transmisión en $Z_a = 70\ \Omega$ como un compromiso entre pérdidas aceptables y ancho reducido de las mismas, cuyo valor es de W = 1.56 mm. Luego se establece la longitud de onda central del rango de sintonización como 1.4 GHz, resultando $\lambda = 121.8$ mm, Se determina así la longitud de los resonadores $L_R = \lambda/8 = 15.22$ mm. De la misma manera, a partir de las características del sustrato, se extrae el ancho para la línea de impedancia característica $Z_A = 50\ \Omega$, como $W_{ZA} = 2.93$ mm, refiriéndose a la Fig. 3.2.

Para la determinación de las separaciones S_1 y S_2, el camino es distinto y no tan sencillo como la determinación de las otras dimensiones. Las separaciones de los resonadores determinan el acoplamiento entre los polos que introducen los resonadores de

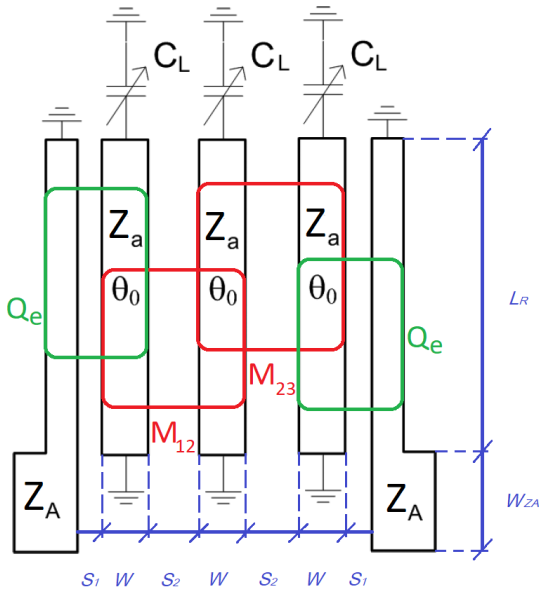

Figura 3.2: Esquemático del Combline de 3 polos, exponiendo el factor de calidad externo en verde, el coeficiente de acoplamiento mutuo en rojo, de los cuales se determinan las separaciones S_1 y S_2, y los grosores y longitud W, W_{ZA} y L_R de línea en azul.

la transferencia del filtro BPF, con lo cual el ancho de banda y la forma de la banda de paso quedan unívocamente definidas. Como ya explicamos en el capítulo 2, existen distintos métodos para encontrar las separaciones S_1 y S_2, pero decidimos poner en práctica el camino más didáctico y con menor cantidad de fórmulas que luego implican un tedioso ajuste.

Como primer paso se selecciona una transferencia determinada (Chebycheff, Bessel, Butterworth, etc), los que se encuentran ampliamente tabulados para distintos números de orden o polos N, y además para distintas relaciones de impedancias de entrada y salida. Los valores g de prototipo pasabajo son N+2 valores, donde g_0 y g_{N+1} son las impedancias de entrada y salida respectivamente, y g_1, ..., g_N son los valores normalizados para los elementos reactivos del filtro. Como hemos explicado, el número de polos N se elige como relación de compromiso entre las pérdidas de inserción totales del filtro y atenuación en la banda de rechazo. Tal es así que se selecciona N = 3, y una transferencia tipo Butterworth e impedancias de generador y carga idénticas, con lo cual los parámetros quedan definidos en:

$$g_0 = 1 \quad ; \quad g_1 = 1 \quad ; \quad g_2 = 2 \quad ; \quad g_3 = 1 \quad ; \quad g_4 = 1. \tag{3.1}$$

FBW es el ancho de banda fraccional del filtro, que se define como el ancho de banda sobre la frecuencia central:

$$FBW = \frac{BW}{f_0} = \frac{40\ \text{MHz}}{1400\ \text{MHz}} = 2{,}86\,\% \tag{3.2}$$

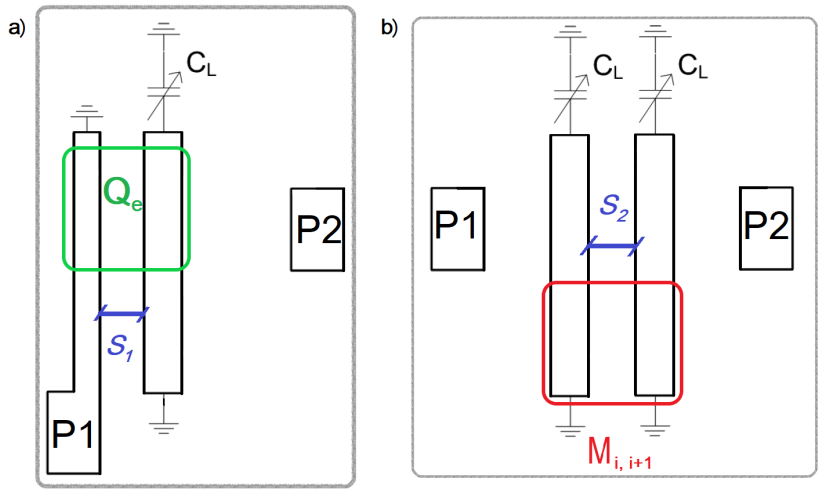

Figura 3.3: Estructuras esquemáticas para la extracción de a) del Factor de Calidad Externo Q_e, y b) del Factor de Acoplamiento Mutuo $M_{i,i+1}$, en barrido paramétrico de las distancias S_1 y S_2 respectivamente. Ambas estructuras poseen puertos P1 y P2 de los cuales a través de simulación EM se extrae el parámetro scattering de transferencia S_{21}.

Para una frecuencia central de $f_0 = 1.4$ GHz se necesita un capacitor en serie con el resonador de un valor:

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_0 Z_a \tan\theta_0} = \frac{1}{2\pi\ 1.4\ \text{GHz}\ 70\ \Omega} = 1.62\ \text{pF} \tag{3.3}$$

El factor de calidad externo Q_e para la estructura feeder-resonador con una separación S_1, como se muestra en la Fig. 3.3(a), debe ser:

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} = \frac{g_3 g_4}{FBW} = \frac{1}{0.0286} = 35 \tag{3.4}$$

El coeficiente de acoplamiento mutuo $M_{i,i+1}$ para la estructura resonador-resonador con una separación S_2, como se muestra en la Fig. 3.3(b), debe ser:

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{FBW}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.0286}{\sqrt{2}} = 0.0202 \tag{3.5}$$

La Fig. 3.4 expone las dos estructuras para la simulación electromagnética. El Q_e se extrae a través de la señal que ingresa por el puerto 1 y egresa por el puerto 2. Dicho parámetro de transferencia en términos de parámetros de scattering es conocido como el S_{21} y resulta en una curva centrada en la frecuencia de resonancia del resonador, que varía su ancho de banda al modificar la distancia S_1. Dicho ancho de banda corresponde a un factor de calidad del resonador cargado Q_L, que en el caso de que el factor de calidad del resonador Q_u sea muy grande, corresponde al factor de calidad externo dada la siguiente equivalencia:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u} \qquad \Rightarrow \qquad \frac{1}{Q_L} \approx \frac{1}{Q_e} \quad \text{si} \quad Q_u > 100. \tag{3.6}$$

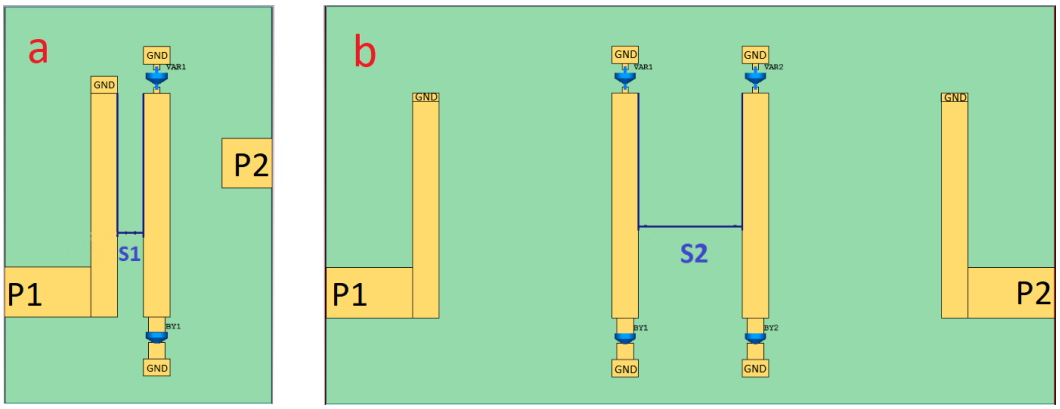

Figura 3.4: Estructuras para simulación EM para la extracción de el Q_e (a), y la extracción de el $M_{i,i+1}$ (b) en barrido paramétrico de las distancias S_1 y S_2 respectivamente. Ambas estructuras poseen puertos P1 y P2 de los cuales se extrae el parámetro scattering de transferencia S_{21}. Las flechas ubicadas en las partes superiores de los resonadores son las capacidades ideales de carga, las inferiores son las capacidades de desacople.

Entonces el Q_L y por ende el Q_e es obtenido a través de simulaciones EM de la estructura expuesta en la Fig. 3.5, simplemente a partir de la siguiente relación:

$$Q_e = \frac{f_0}{BW}, \tag{3.7}$$

La Fig. 3.5 expone la familia de curvas que se obtienen con una distancia S_1 paramétrica de 0.2 mm a 1.6 mm de a pasos de 0.1 mm.

Siguiendo la misma metodología, se extrae el coeficiente de acoplamiento mutuo de dos resonadores sincrónicos, osea con frecuencias de resonancia idénticas, como muestra esquemáticamente la Fig. 3.5(b) y el modelo para la simulación EM en la Fig. 3.4 (b). Las curvas obtenidas a través de S_{21} con un barrido paramétrico de la distancia S_2 de 1 mm a 7 mm de separación, con pasos de 0.5 mm se muestra en la Fig. 3.6.

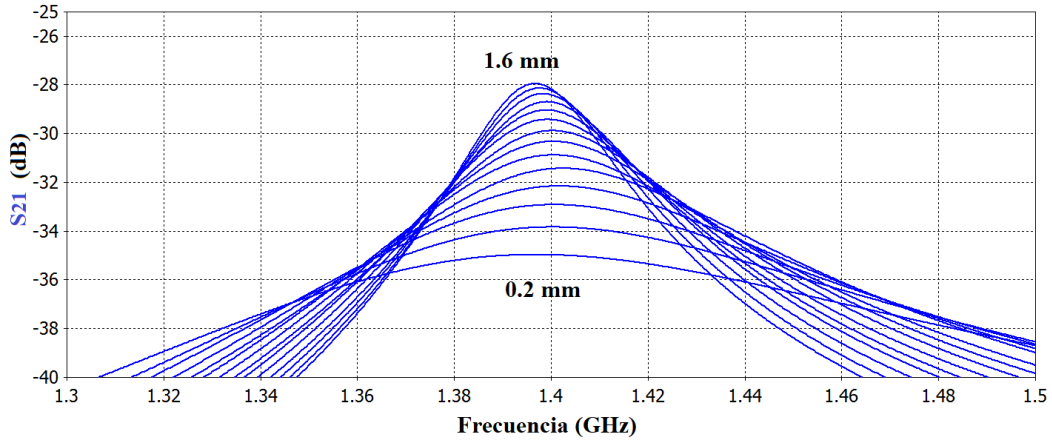

Figura 3.5: Familia de curvas S_{21} obtendidas por simulacion EM para la extracción del Q_e con barrido paramétrico de la distancia feeder-resonador de 0.2 mm a 1.6 mm de a pasos de 0.1 mm.

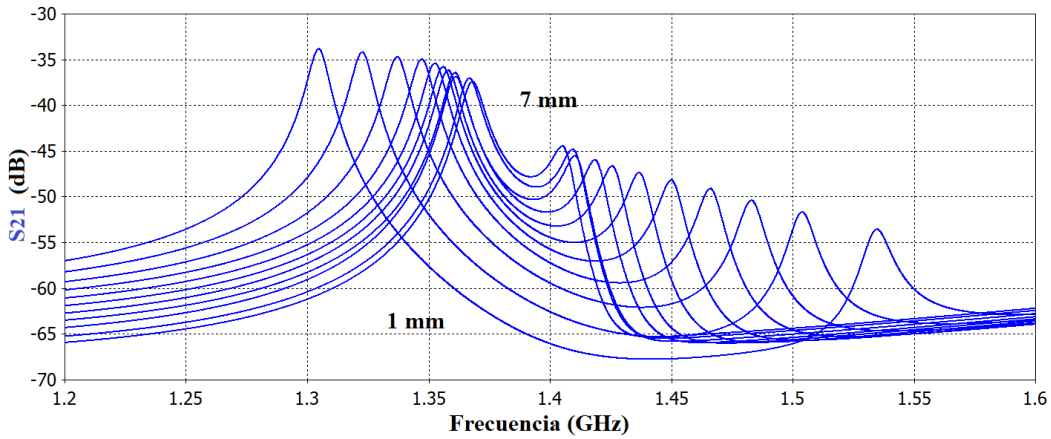

Figura 3.6: Familia de curvas S_{21} obtendidas por simulacion EM para la extracción del $M_{i,i+1}$ con barrido paramétrico de la distancia resonador-resonador de 1 mm a 7 mm de a pasos de 0.5 mm.

Entonces el $M_{i,i+1}$ es obtenido a través de las simulaciones EM de la Fig. 3.6, simplemente a partir de la siguiente relación:

$$M_{i,i+1} = \left| \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \right|, \tag{3.8}$$

donde f_a y f_b son la frecuencia de los máximos de la respuesta S_{21}. El coeficiente de acoplamiento mutuo es $M_{i,i+1} > 0$, independientemente del orden en que se asignen los picos a f_a y f_b.

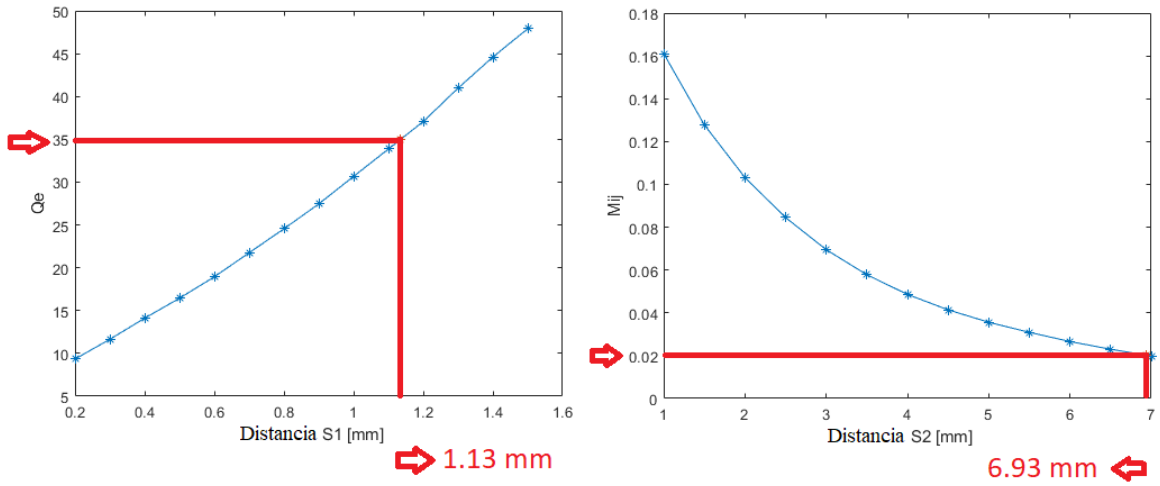

Figura 3.7: Curvas de Q_e y $M_{i,i+1}$ computados a partir de las curvas S_{21} previamente obtenidas a partir de simulaciones EM. Los valores obtenidos (*) se unen con una curva de cuadrados mínimos para interpolar valores intermedios. Las distancias S_1 para un $Q_e = 35$ y el S_2 para un $M_{i,i+1} = 0.0202$ son finalmente obtenidas.

Habiendo obtenido las simulaciones paramétricas para los pasos de distancias discretas, se construyen las curvas expuestas en la Fig. 3.7 (a) y (b) para Q_e y $M_{i,i+1}$ respectivamente, a puntos discretos con separaciones apropiadas que nos habiliten a

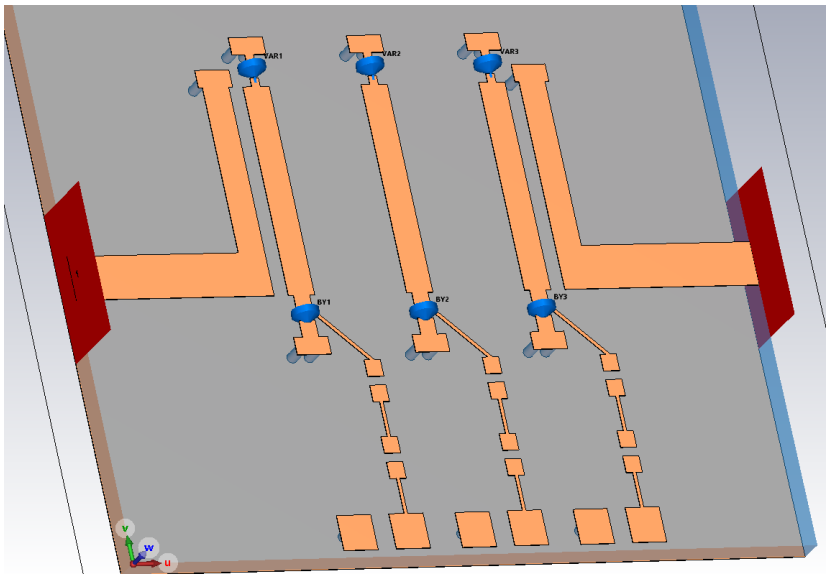

Figura 3.8: Esquema 3D del BPF Combline con las separaciones S_1 y S_2 obtenidas. El dieléctrico es transparente y se observan las vías a tierra. Para decrecer la inductancia de las VTH a tierra, se colocan dos vías en paralelo.

interpolar los intervalos entre muestras. Se halla de esta manera que para lograr un $Q_e = 35$ se necesita una separación $S_1 = 1.13$ mm y para lograr un $M_{i,i+1} = 0.0202$ se necesita una separación $S_2 = 6.93$ mm. Si se desease diseñar un filtro con mayor número de polos habría múltiples $M_{i,i+1}$ para hallar las distancias correspondientes, pero no haría falta hallar nuevas curvas. En el caso de Q_e siempre habrá dos por filtro, que en algunos casos especiales serán distintos.

De esta manera tenemos determinados todas las distancias necesarias para poder integrar el filtro en un esquema 3D en un software de simulación electromagnética. En la Fig. 3.8 se observa el esquema tridimensional con los puertos de guía de onda en rojo acoplando energía a las microtiras de 50 Ω, que luego hace la transición a alimentador y así transmitir energía al primer resonador. Las flechas azules en los extremos de los resonadores son los capacitores ideales discretos. En la parte superior se ubican los varactores que se simulan como un simple capacitor, en la parte inferior se hallan los capacitores de desacople de corriente continua. Las resistencias de polarización se omiten ya que su utilización al momento de simulación no influye notablemente en los resultados. Los cuadrados en el extremo inferior del PCB son pads de un tamaño adecuado para soldar el alambre que conecta a una fuente de alimentación para polarizar los varactores.

Al momento de realizar las simulaciones electromagnéticas hacemos uso del algoritmo de resolución en el Dominio de la Frecuencia (FEM), pues aquel en el Dominio del Tiempo (FDTD) no es propicio para resolver una estructura resonante como filtros microstrip, ya que el transitorio de resolución sería prohibitivamente largo y con ello el tiempo de simulación [19].

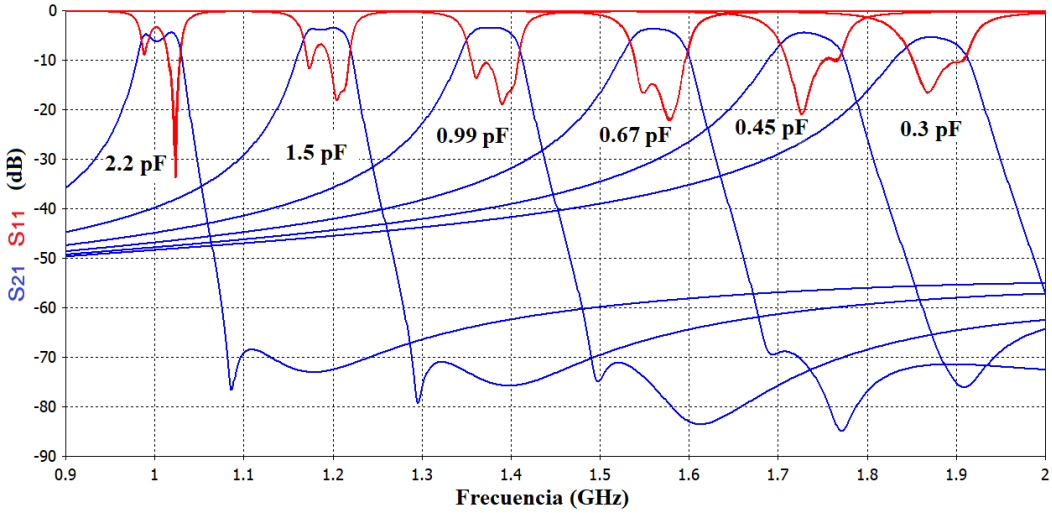

Figura 3.9: Resultados de la simulación EM con capacitores ideales y FR-4 con pérdidas. Se observa el parámetro S_{11} en rojo relacionado con el RL y el S_{12} en azul relacionado con la IL.

Los resultados de la simulación se exponen en la Fig. 3.9 para 6 distintos valores de capacidad del varactor y en la Fig. 3.10 para un rango más amplio de frecuencias. El varactor seleccionado fue el SMV2019, del tipo hiperabrupto, con un encapsulado SC-79. Posee un rango de capacidad de 2.22 pF para una polarización de 0 V hasta 0.3 pF a 20 V. La separación de las curvas en frecuencia se logra con un barrido paramétrico del tipo logarítmico de la capacidad que presenta el varactor. Se observan los siguientes efectos al variar las capacidades:

- La forma de la respuesta pasabanda para el filtro, dado por el parámetro S_{21}, varía al modificar paramétricamente la capacidad de los varactores, debido a que la posición relativa de los polos se altera. También se modifican los coeficientes

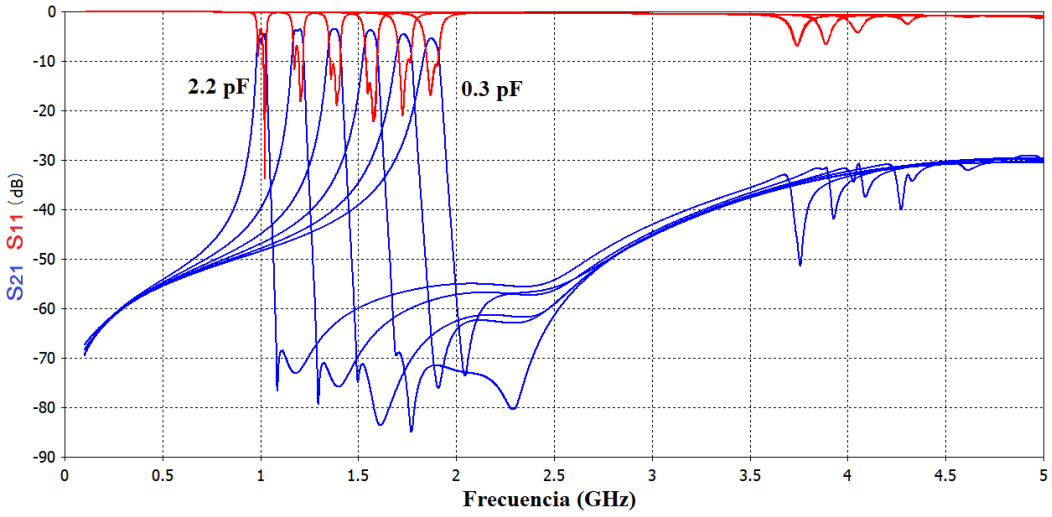

Figura 3.10: Resultados de la Fig. 3.9, pero en un rango de 5 GHz. Se observa la periodicidad de la banda pasante a $\sim 4f_c$, donde pierde la forma debido a diferentes interacciones inter-resonadores y a las pérdidas de sustrato y por conducción.

de acoplamiento mutuo y el factor de calidad externo al variar la frecuencia. Se observa que para la frecuencia de diseño de 1.4 GHz, la forma de la pasabanda es la deseada, degradándose para los extremos de sintonía.

- La pérdida por inserción de cada curva en la banda de paso es distinto a cero. Son atribuidas mayormente a la disipación de energía en el dieléctrico y a pérdidas por conducción. Los capacitores en este caso se consideran como ideales (una capacidad en serie con una resistencia de 0 Ω). En el mejor de los casos, la curva cercana a 1.4 GHz la IL = 4 dB, que a 1.9 GHz se incrementa a IL = 5.4 dB.
- El ancho de banda absoluto (BW) se modifica para cada curva, ya que es el ancho de banda fraccional (FBW) lo que se mantiene constante.
- La transferencia no es simétrica respecto a la frecuencia central para cada curva. Esto se debe a que hay un cero justo después de la banda de paso que provoca un roll-off pronunciado. Dicho efecto es propio de la topología combline y se debe a la interacción entre los resonadores 1 y 3.
- Para generar una banda pasante cercana a 1.4 GHz se necesita una capacidad de varactor cercana a 1 pF. Por cálculo analítico se obtuvo una capacidad de 1.64 pF. Dicha disparidad se atribuye a las aproximaciones incurridas en el proceso de diseño.

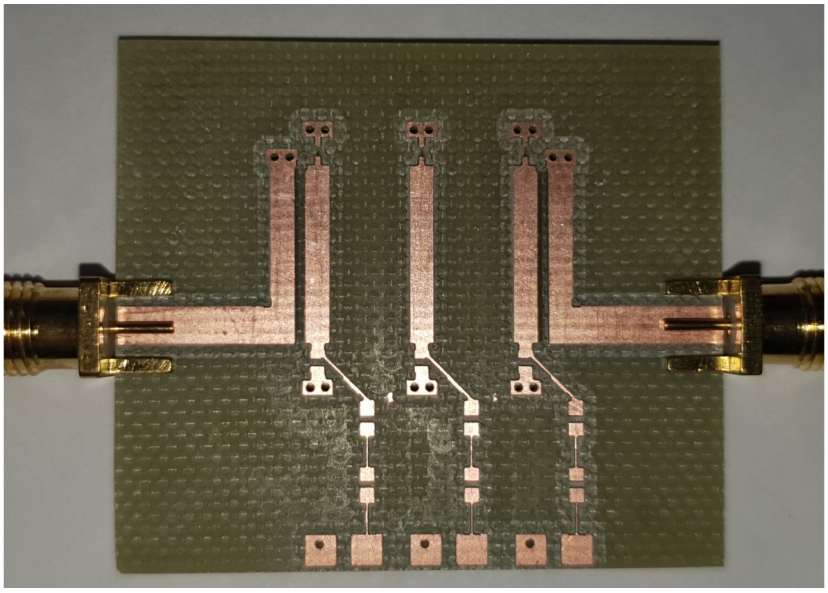

Figura 3.11: PCB sin componentes, previo a la aplicación de flux en los pads, presentado con los conectores SMA. Se observa residuo de cobre en la parte inferior de los resonadores, que se removió previo a soldar los componentes.

El PCB se fabricó con una fresadora de control numérico modelo LPKF Protomat S103, empleando múltiples fresas, siendo la mayor de 2 mm y la menor de 0.2 mm,

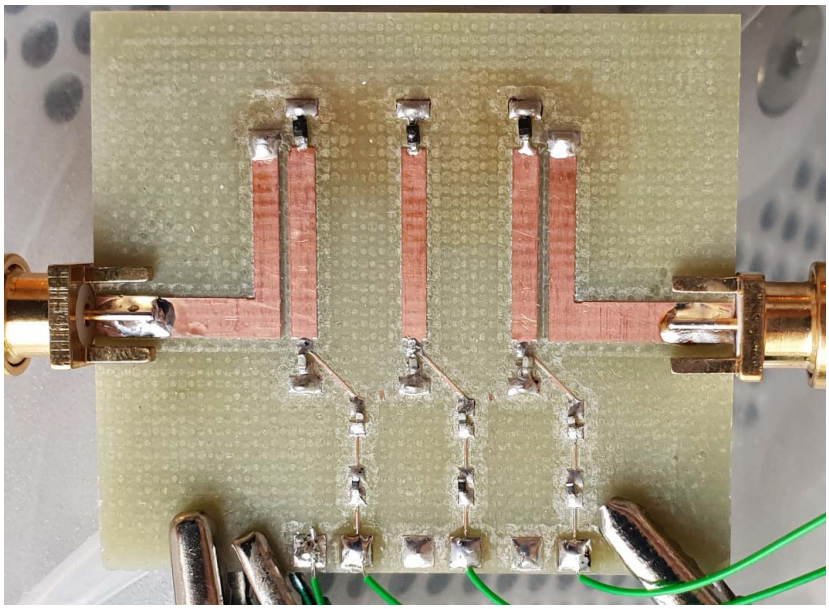

Figura 3.12: PCB del Filtro Combline en proceso de medición. Los varactores se ubican en la parte superior y los capacitores de bypass en la parte inferior de los resonadores. La polarización de cada varactor se logra con dos resistencias en serie de 1 kΩ

con lo cual se logró una resolución de aproximadamente 0.2 mm con una tolerancia aproximada de 0.1 mm. El tamaño del PCB resultó en 40 mm por 35 mm Los VTH se escogieron con un diámetro de 0.6 mm para poder acomodar dos por lado de la microtira, y así decrecer la inductancia parásita a tierra al estar en paralelo. El producto de la fabricación se muestra en la Fig. 3.11, donde se presentaron los SMA que luego irán soldados.

En la Fig. 3.12 se observa la PCB ya integrada, en proceso de medición.

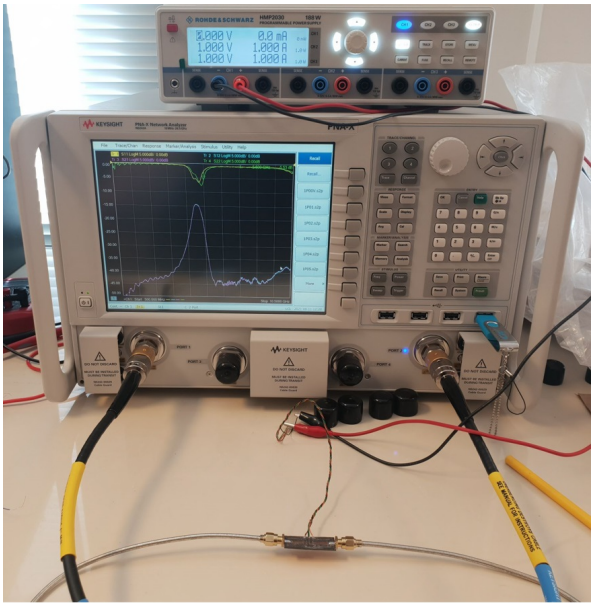

Figura 3.13: Esquema experimental de medición con VNA PNA-X. Se analizó diferentes tensiones de polarización para cada varactor.

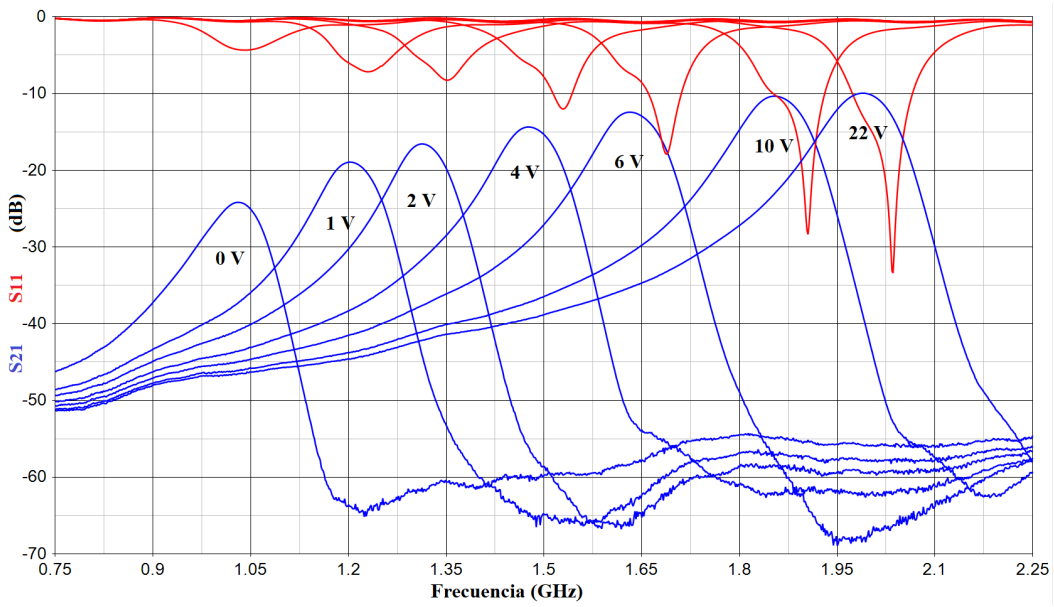

Figura 3.14: Resultados de S_{11} en rojo y S_{21} en azul del filtro para distintas tensiones de polarización.

La medición fue del tipo de módulo y fase de todos los parámetros de scattering con los Analizadores Vectorial de Redes (VNA) portátil modelo N9918A y otro de laboratorio modelo PNA-X N5242A de Keysight. Ambos cuentan con una frecuencia máxima de medición de 26.5 GHz. Se utilizó una fuente DC HMP3020 de Rohde & Schwarz para polarización de los varactores. El esquema de medición se muestra en la Fig. 3.13. Al contar con una fuente de tres canales, se evaluó en detalle los efectos que presentaba en la IL el ajuste independiente de la tensión de los varactores. Se observó una mínima mejora al ajustar por separado, lo que corroboró la similitud de la capacidad entre varactores. De todas maneras, no fue posible mejorar la IL para tensiones bajas, con lo cual se empezó a dudar de las soldaduras de los componentes en los resonadores y de los componentes en el circuito de polarización. La excursión entre frecuencia máxima y mínima al variar la capacitancia del varactor estuvo en congruencia con las simulaciones y ronda entre 1 GHz y 2 GHz.

Descartada la posibilidad de incorrectas soldaduras, se investigó la posibilidad de que los varactores sean los causantes la elevada IL. En la hoja de datos que brinda el fabricante Skyworks del varactor modelo SMV2019 especifica $Q = 500$ @ 4V y 50 MHz [20], con lo cual se esperaba una degradación del Q, pero como se observa de los resultados de la medición con VNA en la Fig. 3.14, la IL para una polarización de 0 V es de 24 dB y 14 dB para 4 V. Aplicando las relaciones del Capítulo 2 y del Anexo A, se examina la degradación del Q con la frecuencia utilizando la ecuación aproximada:

$$Q_{VAR}(1450\text{ MHz}) = \frac{Q(50\text{ MHz})\ 50\text{ MHz}}{1450\text{ MHz}} = \frac{500}{29} = 17{,}24 \tag{3.9}$$

Considerando valores pesimistas para el factor de calidad de la microtira y de los

capacitores de Bypass, el Q aproximado para cada resonador es:

$$Q_i = \left| \frac{1}{Q_{VAR}} + \frac{1}{Q_{BYP}} + \frac{1}{Q_{MLS}} \right|^{-1} = \left| \frac{1}{17{,}24} + \frac{1}{500} + \frac{1}{50} \right|^{-1} = 12{,}5 \qquad (3.10)$$

Por último, un cálculo aproximado a la IL para 4 V es el siguiente:

$$IL = \frac{4{,}343}{FBW} \sum_{i+1}^{N} \frac{g_i}{Q_{u_i}} = \frac{4{,}343}{0{,}0286} * \frac{4}{12{,}5} = 48{,}6 \qquad \Rightarrow \qquad IL[dB] = 16{,}7dB \qquad (3.11)$$

La IL, obtenida por medio de extrapolación del Q a una frecuencia mucho menor que la de trabajo del filtro, resultó en una sobrestimación de las pérdidas y así validando un procedimiento simple para determinar un valor pesimista de las pérdidas por inserción que presentaría el filtro a la frecuencia central de barrido.

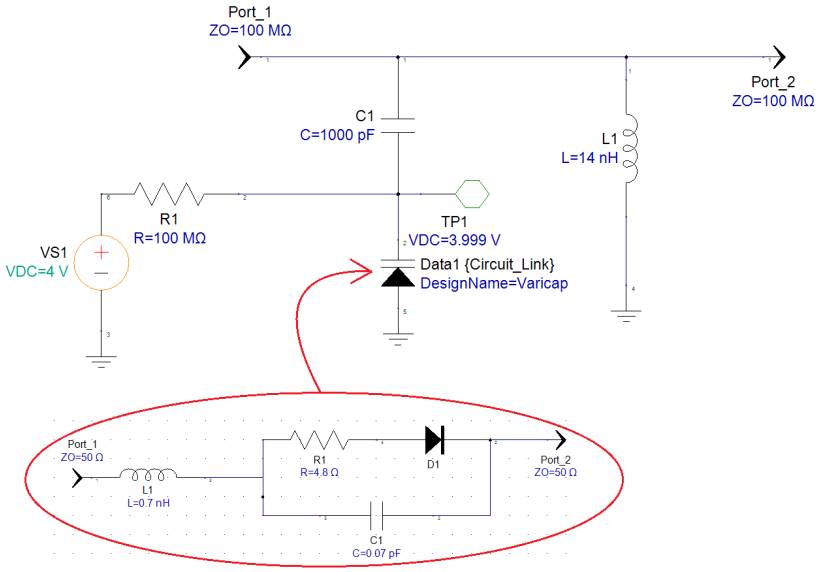

Figura 3.15: Circuito tanque para extracción de Q y luego R_s del varactor para incluir en la simulación EM. En la parte inferior se muestra el modelo Spice del varactor, que incluye un diodo D1 con modelo no lineal.

Como resultado se obtiene que las pérdidas se deben principalmente a los varactores y en menor proporción a las líneas de transmisión que componen el resonador. La única información explícita sobre el factor de calidad del varactor de la hoja de datos es la brindada anteriormente y resulta muy limitada.

Actualmente varios fabricantes, incluido Skyworks, incorporan un modelo no lineal del varactor en sus hojas de datos. Se denomina modelo *Spice* [21] y permite incluir el modelo en las simulaciones EDA. Al momento del diseño y modelado del presente filtro no había sido capaz de resolver la inclusión del modelo Spice en la herramienta

de simulación electromagnética, razón por la cual no se incluyeron a priori las pérdidas del varactor.

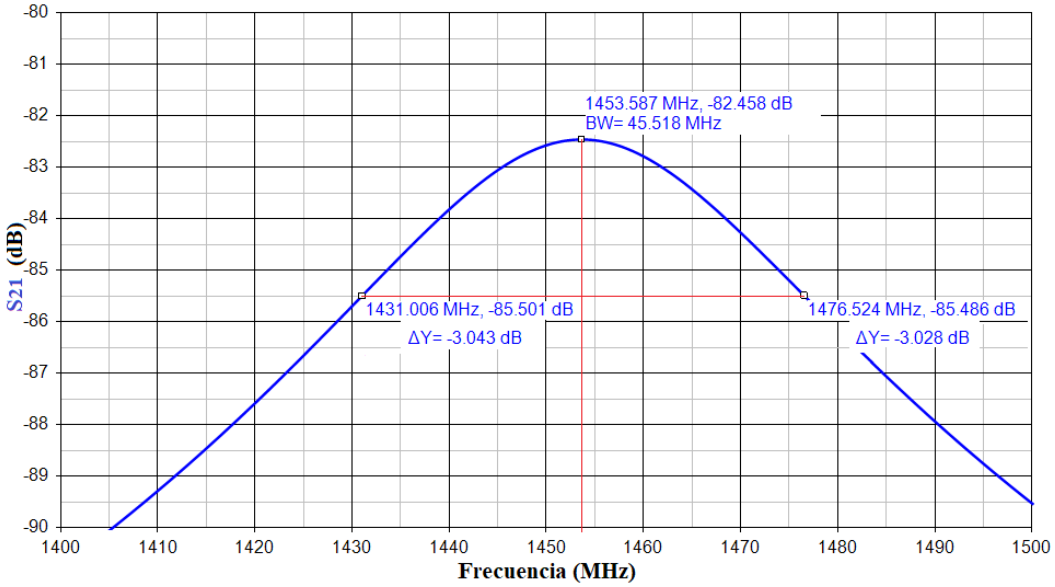

Figura 3.16: Resultado S_{21} del circuito de la Fig. 3.15. La relación de la frecuencia del pico con el ancho de banda BW a 3 dB es proporcional al factor de calidad del varactor únicamente, con un inductor de valor L = 13.5 nH.

Al momento de evidenciar la influencia que tenían los varactores en la respuesta del filtro, se encontró la manera de incluir sus pérdidas de una manera poco sistemática, utilizando una herramienta de simulación de circuitos para extraer la información del factor de calidad del varactor a la frecuencia necesaria a partir del modelo *Spice*. Dicho procedimiento consiste en crear un circuito resonante paralelo en derivación y extraer el Q del circuito a través del parámetro de transferencia S_{21}, tal como se hizo previamente para el Q_e, y por último calcular la resistencia serie que debe poseer el varactor para que el Q a esa frecuencia y tensión sea la obtenida por el nuevo método al simular en la herramienta de simulación electromagnética. En la Fig. 3.15 se muestra el diagrama esquemático para la extracción del Q y luego la R_s. Se compone de un circuito resonador tanque en derivación, donde un inductor ideal resuena con un capacitor real en paralelo. Dicho capacitor se compone con un varactor en serie con un capacitor C1 ideal, que cumple la función de desacople de la corriente continua, con un valor de capacidad que se comporte como un corto circuito (SC) a la mínima frecuencia de trabajo del filtro. Se escoge un valor de 1 nF, pero valores superiores son válidos, ya que no modifica el comportamiento del circuito.

La Fig. 3.16 muestra la curva del parámetro de trasferencia S_{21} de la Fig. 3.15. El Q del varactor para una tensión $V_{DC} = 4V$ se calcula directamente:

$$Q_{4V} = \frac{f_c}{BW} = \frac{1453{,}6 \text{ MHz}}{45{,}52 \text{ MHz}} = 31{,}93 \tag{3.12}$$

Debido a que se eligió especialmente un inductor de L = 13.5 nH para lograr una resonancia paralelo a una frecuencia cercana a la banda pasante del filtro a 4 V, se puede obtener la capacidad equivalente del varactor para esa tensión a partir de la frecuencia de resonancia:

$$C_{4V} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi\ 1453\ \text{MHz})^2 13{,}5nH} = 0{,}89\ \text{pF} \tag{3.13}$$

Se observa que difiere del valor tabulado de capacidad, donde para una polarización $V_{DC} = 4$ V se especifica una capacidad $C_{4V} = 0{,}81pF$. Ahora estamos en condiciones de calcular la resistencia serie que presenta el varactor:

$$R_{S_{4V}} = \frac{1}{2\pi f_c Q_{4V} C_{4V}} = \frac{1}{2\pi\ 1453\ \text{MHz}\ 31.93\ 0.89\ \text{pF}} = 3{,}86\ \Omega \tag{3.14}$$

El valor obtenido ahora se incluye como resistencia de pérdidas en la herramienta de simulación electromagnética. Este procedimiento se repitió para tres frecuencias distintas: una central y dos a los extremos. Los resultados se muestran en la Fig. 3.17, donde se observa cómo se asemejan en gran medida a las mediciones, con solo agregar una resistencia por varactor en el modelo.

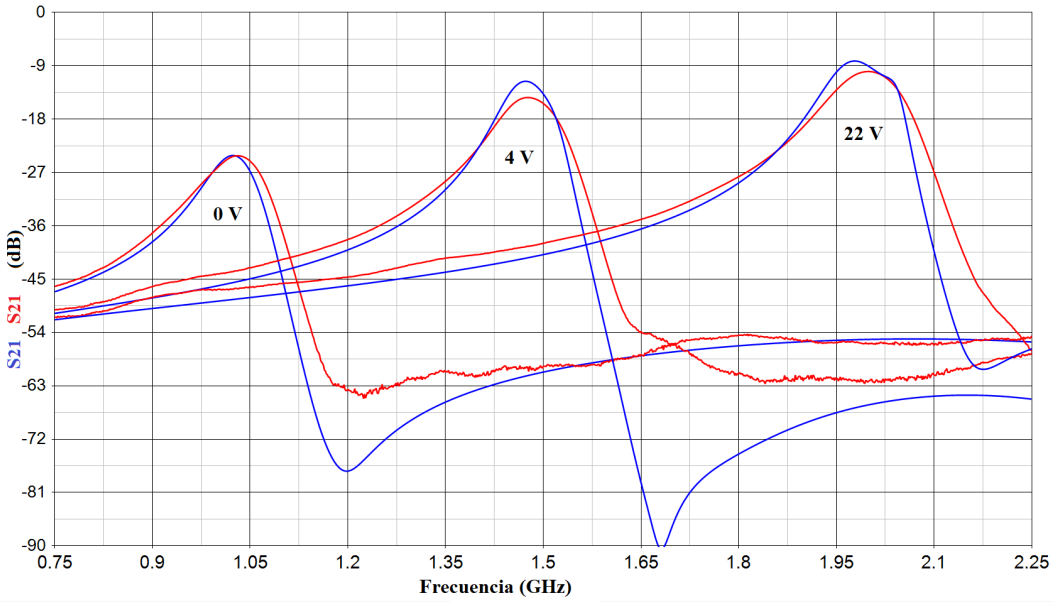

Figura 3.17: Tres transferencias S_{21} a 0 V, 4 V y 22 V de polarización de los varactores, comparando las mediciones en rojo con las simulaciones en azul incluyendo la pérdida de los varactores adicionando una R_S a la capacidad efectiva del varactor ideal.

3.2. Filtro Pseudocombline Plegado de 1 Polo

El segundo filtro que nos dispusimos a diseñar y fabricar cuenta con estructura planar, al igual que el Combline del Capítulo 2-A. La estructura *folded pseudocombline*,

o pseudocombline plegado, combina las ventajas del combline y se agrega la singular virtud de no necesitar perforaciones en el PCB para las vías a tierra, facilitando enormemente su construcción. Como objetivo nos propusimos diseñar un filtro que presente las menores pérdidas por Inserción (IL) posibles, manteniendo el sustrato de tipo FR-4. Para lograr ese objetivo se aplicaron varios refinamientos al diseño anterior:

- Se escoge un diseño de sólo 1 polo, asegurándonos que las pérdidas en los dispositivos de parámetros concentrados y en las líneas de transmisión (TL) sea la mínima posible, dado que con un solo polo se necesita solo un varactor para el ajuste de frecuencia.
- Disminución de la frecuencia central de barrido del filtro de 1.4 GHz a 1 GHz, mermando las pérdidas resistivas totales.
- Mejora en la adaptación entre la línea de 50 Ω de entrada/salida, a la línea que excita el resonador, también denominado feeder, ya que por razones constructivas siempre se utiliza una impedancia mayor, o lo que es equivalente, un menor ancho de línea microstrip. Se implementa una adaptación de ancho progresivo llamada *taper*, que en este caso el cambio del ancho sigue una función lineal de la distancia [22].
- Se intercambia el varactor hiperabrupto SMV2019 por uno de tipo abrupto modelo SMV1405 [23]. El factor de calidad es mayor a expensas de un rango de variación de capacidad un poco más reducido.
- Se implementan los bordes recortados, *chamfered corners*, para las esquinas de las líneas de transmisión. Al aplicar dichos recortes se minimizan los efectos parásitos de los ángulos rectos. El diseño pseudocombline presenta mayor número de esquinas, dado a que el resonador tiene forma de anillo [24].
- Se toma en cuenta la transición coaxial a microstrip modelando ambos conectores SMA en el software 3D EM [25].

El resonador, al estar únicamente acoplado a los *feeders*, carece de una interacción con otro resonador, con lo cual el diseño es mucho más simple y directo. La Fig. 3.18 muestra el esquema del presente diseño donde principalmente la separación S_1 define la respuesta del filtro. S_g y S_r son las separaciones del ground pad de la línea de alimentación de señal y la separación interna del resonador plegado, respectivamente. Sus longitudes tienen efectos secundarios para la respuesta en frecuencia y se especifican a partir de restricciones constructivas. En particular, S_r debe ser lo suficientemente pequeña para acomodar los componentes, pero sin inducir acoplamientos indeseados entre las TLs.

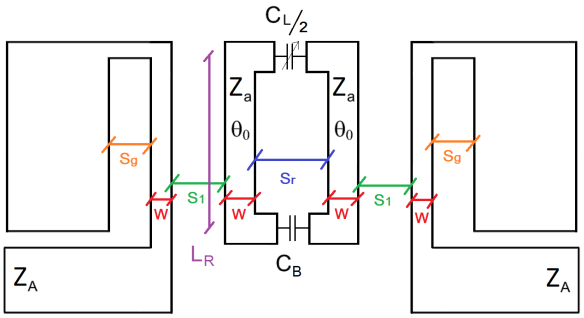

Figura 3.18: Diagrama del folded pseudocombline de un polo, especificando la separación principal S_1 que define la respuesta del filtro, S_g y S_r son separaciones con efectos secundarios en la respuesta, W y L_R es el grosor y la longitud de la línea del resonador respectivamente.

El diseño en el presente desarrollo no parte de los valores normalizados de prototipos pasa bajos (LPF), ya que el mínimo orden para los valores tabulados para un prototipo LPF es de n = 2. Como solución, se parte de un resonador que resuene a una frecuencia central cercana a 1 GHz, con el varactor en la mitad de su rango de ajuste. Siguiendo la Fig. 3.19, primero se selecciona un ancho de microtira $W = 0.8$ mm que presenta una impedancia característica de $Z_a = 93\ \Omega$. La reducción de ancho frente al diseño combline se debió a restricciones en el tamaño del resonador. La longitud de la mitad del resonador resulta $L_R = \lambda/8 = 174.5\ \text{mm}/8 = 21.8$ mm, considerando que las longitudes de los tramos en donde se ubican los componentes son despreciables, que en primera aproximación es una suposición válida. Las longitudes y separaciones secundarias quedan subordinadas a la selección de otras longitudes como por ejemplo la longitud de la microtira de alimentación, desde el SMA al primer chamfer corner. En éste tramo debe estar contenido el taper que adapta linealmente el ancho correspondiente a las impedancias características de 50 Ω del lado del SMA y de 93 Ω de las líneas acopladas. La longitud del taper es una relación de compromiso entre la longitud de adaptación, las pérdidas por longitud de microstrip y el ancho de banda de adaptación.

Las esquinas tipo chamfer son cortes a la microtira justo en las esquinas a 90°, como se muestra en la Fig. 3.20, que optimizan los efectos reactivos de dicha discontinuidad que son representadas con un circuito tipo π o T del tipo pasa bajo. La influencia de la discontinuidad es mínima si se satisface la siguiente relación empírica:

$$X = \sqrt{2}W(0{,}52 + 0{,}65e^{-1{,}35\frac{W}{h}}) \tag{3.15}$$

donde W es el ancho de la microtira, X es la distancia del recorte desde la esquina externa y h es el grosor del dieléctrico.

Investigando más en detalle el software de simulación EM, nos topamos con una extensión del dominio de simulación. Por un lado se simula electromagnéticamente la estructura, dentro del cual puede contener elementos básicos, es decir componentes

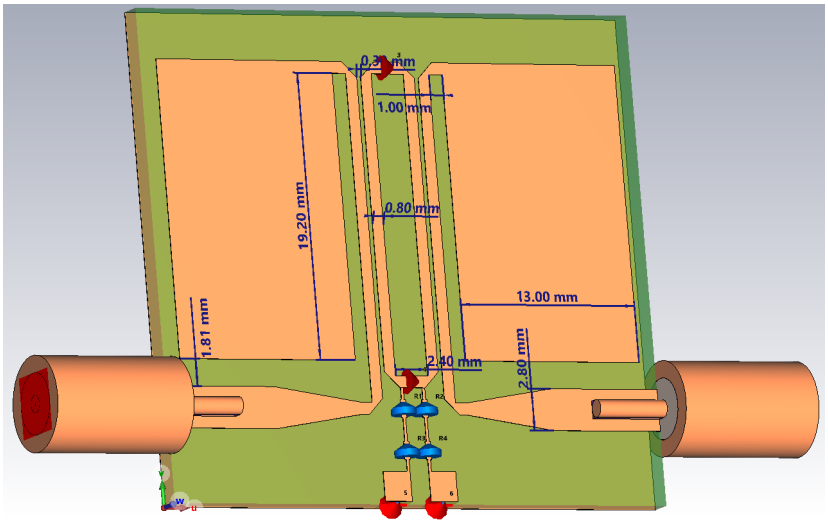

Figura 3.19: Modelo 3D en la herramienta para la simulación EM con las dimensiones seleccionadas para la fabricación. Las flechas rojas son puertos para la simulación lineal. Las flechas azules son resistencias, y no son puertos.

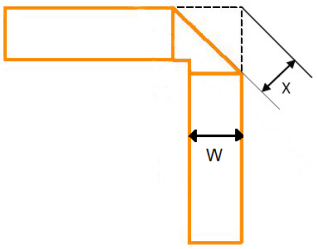

Figura 3.20: Vista superior del chamfer en una microtira, recortando una distancia X desde la esquina externa para minimizar sus efectos reactivos en la señal.

discretos de parámetros concentrados del tipo RLC, y puertos discretos, pero no elementos no lineales como diodos y transistores, y tampoco fuentes de corriente ni de tensión. Por otro lado al resultado de dicha simulación EM se lo conecta a través de los puertos discretos a los elementos que no son admitidos en la simulación EM. A éste entorno y procedimiento de dos pasos de simulación se la denomina Cosimulación. A los puertos en rojo en el modelo de simulación de la Fig. 3.19 se los accede a través de un bloque en el entorno de cosimulación lineal de la Fig. 3.21, donde se los conecta a la fuente de tensión continua para la polarización, el capacitor de bypass de 100 pF, los puertos externos P1 y P2 de donde se evaluarán los parámetros de scattering S, y el modelo Spice del varactor SMV1405.

La cosimulación tiene varias ventajas destacables:

- Se logra reducir considerablemente los tiempos de simulación. Por un lado la resolución del modelo electromagnético es computacionalmente intenso e insume mucho tiempo. Por otro lado la cosimulación es casi instantánea..
- La cosimulación habilita a realizar barridos paramétricos de los valores de los componentes sin incurrir en largas demoras requeridas en la simulación EM.

- Ya no es necesario utilizar un componente capacitor y estimar las pérdidas para modelar el varactor como en el caso del combline de banda L. Ahora se hace uso del modelo Spice del varactor, y se polariza con una tensión para variar su capacidad, al igual que en la práctica.

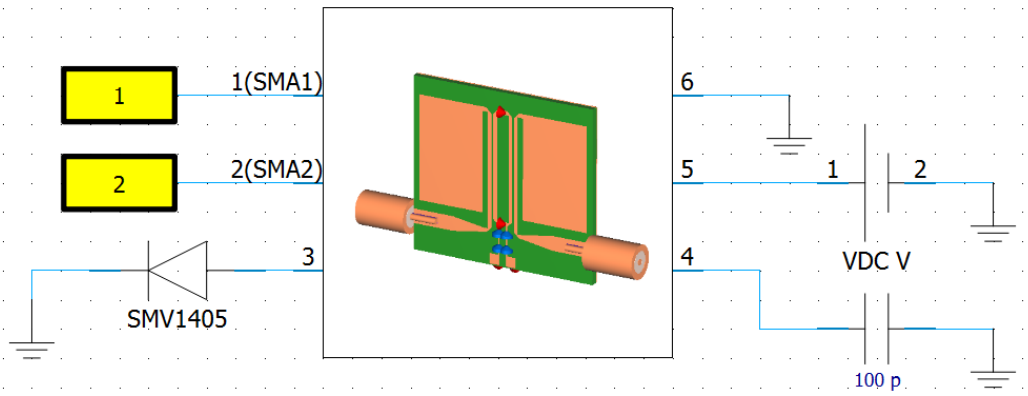

Figura 3.21: Cosimulación lineal: a los puertos del modelo EM se le conectan los componentes de polarización y discretos.

El funcionamiento interno del cosimulador es operar con los parámetros S de cada bloque. Refiriéndonos a la Fig. 3.21, el boque de simulación EM que tiene 6 puertos, en realidad es una matriz de 6 x 6 por el número de puntos de frecuencia que se ha seleccionado para la simulación, que en todos los casos es de 5001 puntos. A dicha matriz se la opera con las matrices 2 x 2 x 5001 de cada elemento conectado a los terminales 3 a 6. El resultado se obtiene por operaciones matriciales de los puertos 1 y 2. Es así que en principio parecería incorrecto conectar uno de los terminales del varactor a tierra, ya que en la simulación EM un terminal del varactor se conecta a un lado del resonador y el segundo terminal al otro lado del resonador. Pero el programa de simulación interpreta correctamente la conexión del componente de dos terminales, ya que internamente hace las conversiones necesarias de las matrices de scattering.

El modelo Spice del varactor SMV1405 describe un subcircuito conformado por un capacitor C1, un inductor L1, una resistencia R1 y el diodo D1 como se muestra en el circuito que se presenta en el Anexo A. Le sigue el modelo no lineal de diodo varactor D1, con los parámetros C_{j0}, V_j y M como los más relevantes en el modelado de la capacidad.

El diseño del filtro continúa seleccionando la distancia de separación S_1 como la Fig. 3.18 lo indica. S_1 tiene influencia directa en el ancho de banda del filtro, dado a que se modifica el acoplamiento entre el resonador y los alimentadores a ambos lados. En este caso dicho procedimiento es computacionalmente caro, ya que hay que re-calcular el modelo EM para cada distancia S_1.

En la Fig. 3.22 se observa dicho barrido de tipo paramétrico al variar S_1. El barrido

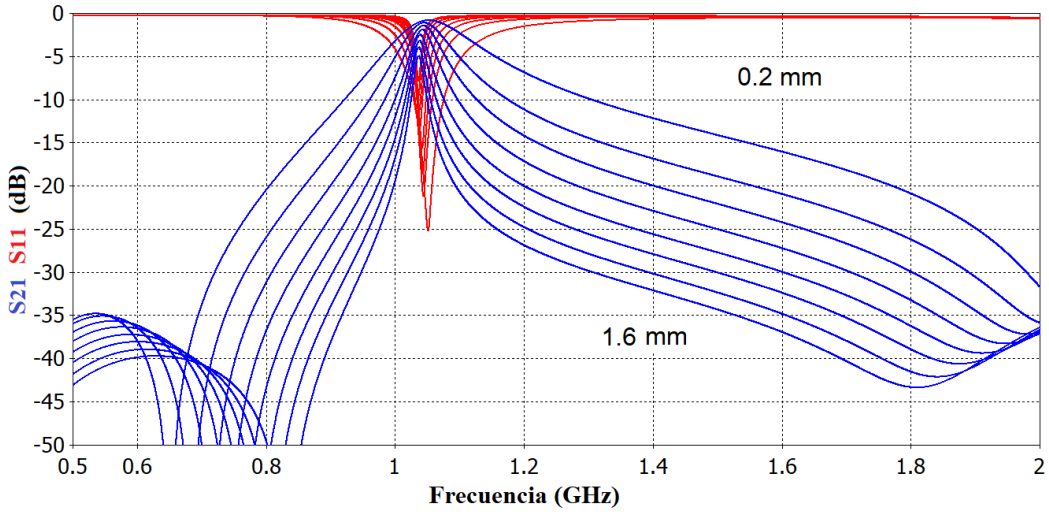

Figura 3.22: Resultados de simulación al variar paramétricamente S_1 desde 0.2 mm a 1.6 mm la separación entre el feeder y resonador, de a pasos de 0.2 mm.

paramétrico comprende valores de separación desde 0.2 mm a 1.6 mm de a pasos de 0.2 mm. Se observa cómo para la mínima distancia de 0.2 mm el ancho de banda es el máximo debido al gran acople que existe entre feeder y resonador, y la IL es mínima.

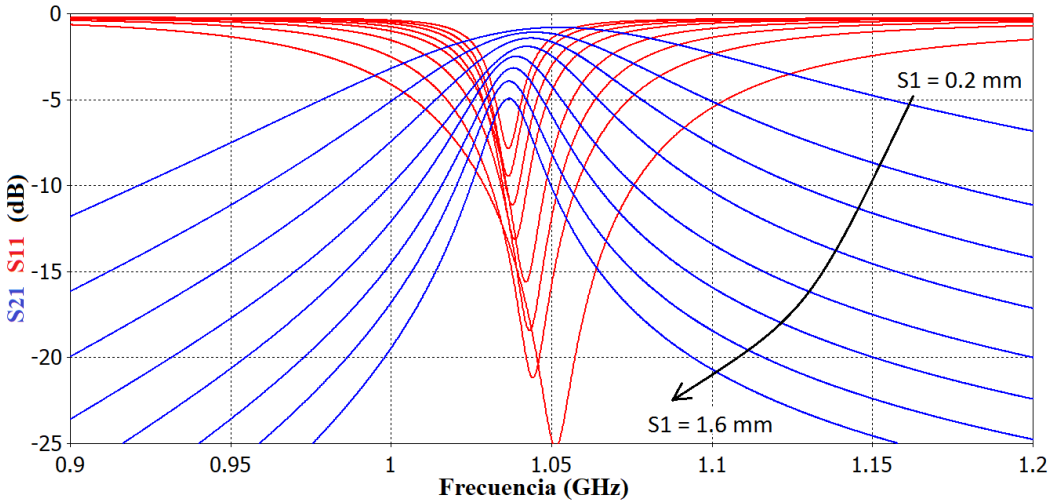

Figura 3.23: Detalle de resultados de simulación de la Fig. 3.24. La curva RL (en rojo) de mayor valor coincide con la de menor IL (en azul).

Al incrementarse la distancia, la IL aumenta y el ancho de banda disminuye. Otro efecto relevante es que para distancias elevadas el roll-off es mucho más abrupto, y por ende más selectivo que para pequeñas distancias S_1. La RL se incrementa al disminuir la IL, como se muestra en detalle en la Fig. 3.23. Se decide por una distancia $S_1 = 0.3$ mm como un compromiso entre una pequeña IL y un roll-off aceptable. La distancia $S_r = 2.4$ mm es la mínima que permite soldar el varactor en la parte superior del resonador y el capacitor en la parte inferior de resonador, además acomodar los chamfer corners a ambos lados de los componentes, y a la vez maximizar la superficie de acople resonador-

alimentador.

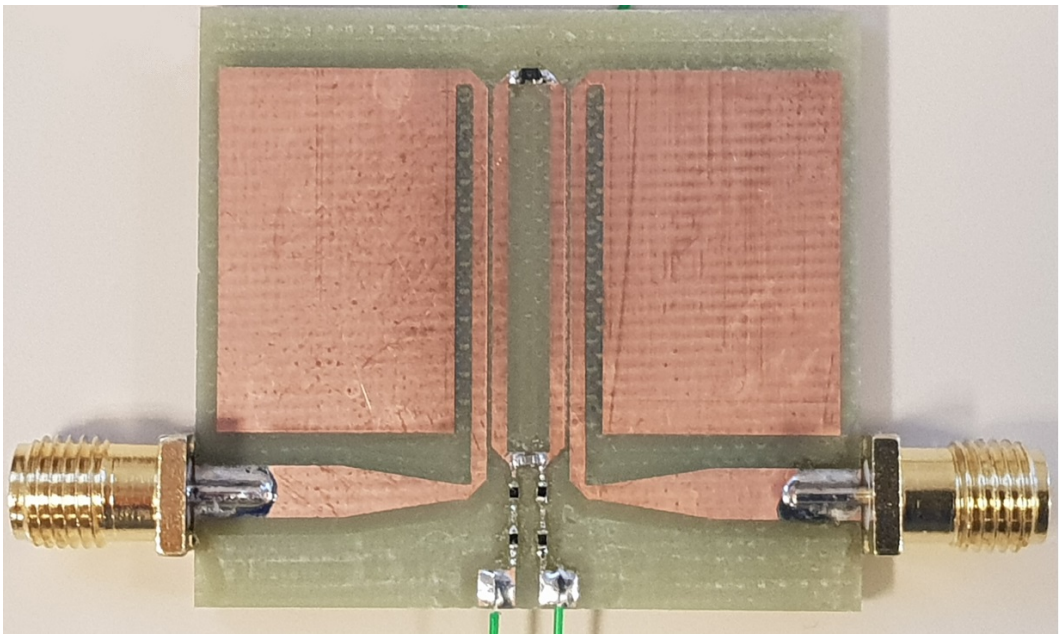

Figura 3.24: Filtro Folded Pseudocombline de banda L con componentes soldados sobre un sustrato FR4. En la parte superior del resonador plegado se ubica el varactor, en la parte inferior un capacitor de desacople con la red de polarización para el varactor.

La Fig. 3.24 muestra el filtro Folded Pseudocombline completo con los componentes soldados. El resonador plegado se polariza de ambos lados ya que existe una aislación galvánica entre el plano de tierra y las microtiras del resonador. Se observa que los ground pads ocupan la mayor superficie posible para mejorar las características de la tierra virtual.

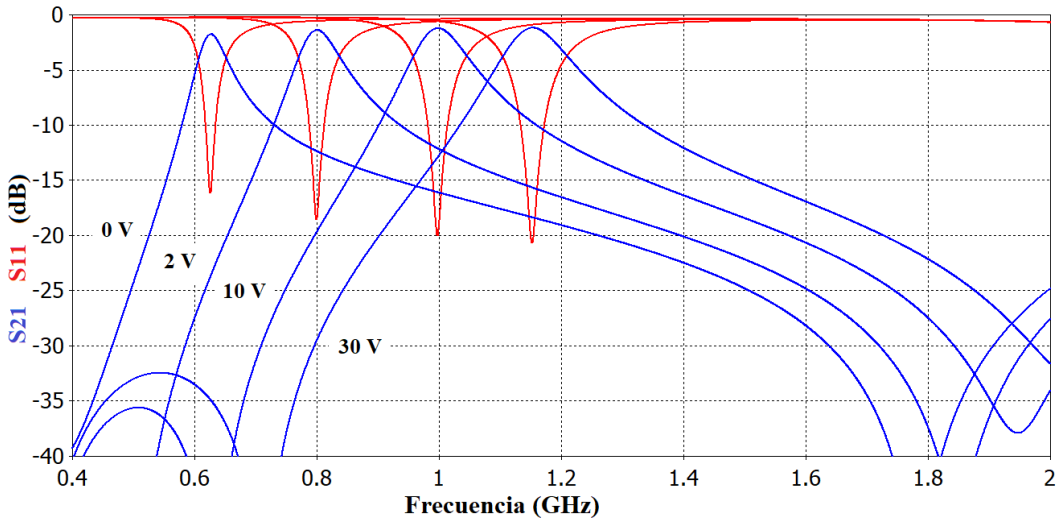

Figura 3.25: Resultado de la Cosimulación del circuito de la Fig. 3.21 para diferentes valores de tensión de la fuente VDC.

La Fig. 3.25 muestra los resultados de la cosimulación al variar la fuente de tensión de VDC de la Fig. 3.21 para cuatro tensiones distintas: 0 V, 2 V, 10 V y 30 V. El

rango de ajuste de la banda de paso resultante va desde 0.63 GHz con 1.76 dB de IL para una polarización nula a 1.15 GHz con 1.17 dB de IL para la máxima polarización del varactor SMV1405 en 30 V, resultando en casi una octava de barrido y la IL manteniéndose más constante que para el combline.

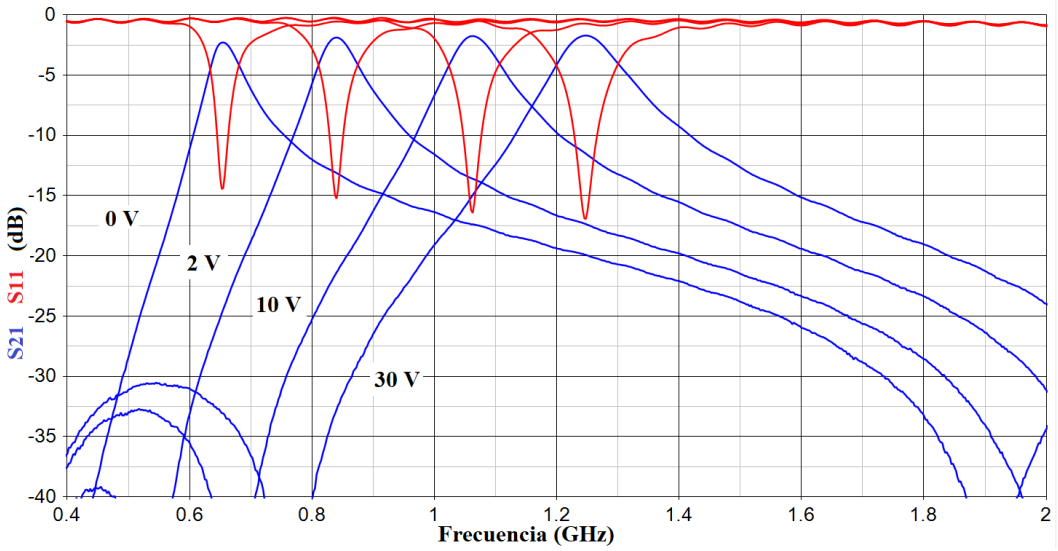

Figura 3.26: Resultados de la medición con VNA del filtro Pseudocombline de la Fig. 3.24.

Los resultados de la medición del pseudocombline de la Fig. 3.26 evidencian amplias similitudes con los resultados de la cosimulación. Se observa que las IL y las RL desmejoran en 1 dB y 5 dB respectivamente. El ancho de banda para 0 V resulta en 65 MHz hasta 102 MHz para 30 V, resultando en un FBW constante de 10 %. Se evidencia una discrepancia en el rango de frecuencias alcanzada en el filtro fabricado, donde ahora se alcanza de 0.65 GHz a 1.25 GHz, un rango mayor que lo simulado. En la Fig. 3.27 se comparan las Fig. 3.25 y 3.26 para tres tensiones, dos extremas y una central, donde se constata el desplazamiento de frecuencia y la variación de la IL. De ésta manera se verifica que el nuevo método de simulación por cosimulación ofrece mayor aproximación a los resultados obtenidos por fabricación, lo que mejora la validación del diseño previo a la construcción del filtro.

3.3. Resumen y Análisis Comparativo

Se diseñó un filtro Combline de 3 polos en Banda L con las técnicas de extracción de parámetros utilizando técnicas de simulación EM. Al simular el filtro se obtuvo una IL que rondaba los 5 dB, pero al caracterizar el filtro fabricado resultó que la IL era muy superior a la esperada. Se investigó la razón y se colcluyó que los varactores afectaban adversamente la IL por su reducido Q, que se puso aún más en manifierto con el reducido FBW elegido por diseño.

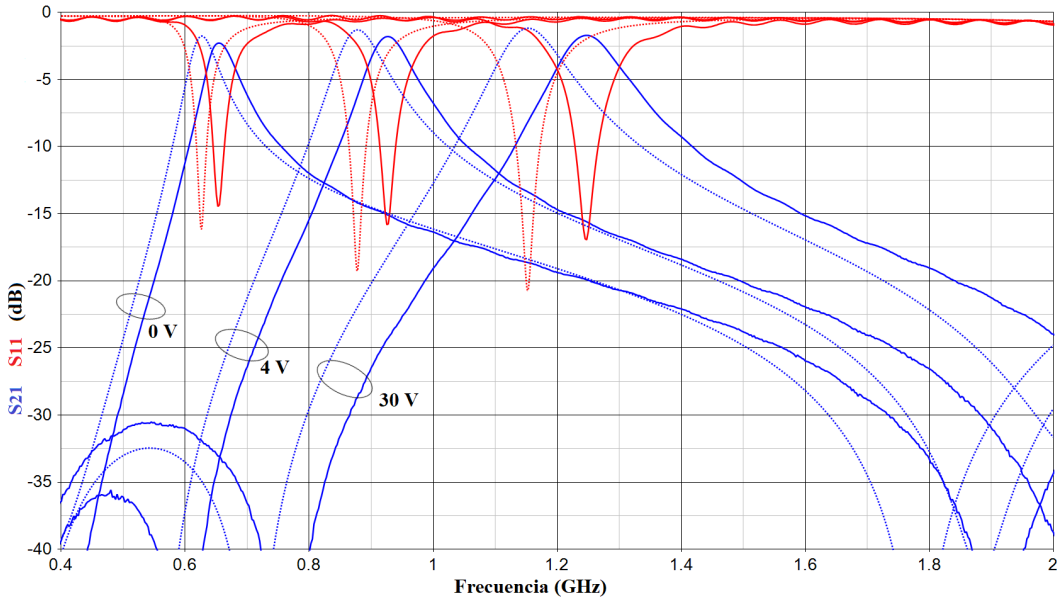

Figura 3.27: Comparación de las cosimulaciones (punteada) y las mediciones VNA (sólida) para tres tensiones diferentes

Se prosigue a cambiar la topología combline por un pseudocombline plegado, una metamorfosis ventajosa. Se resuelve diseñar un filtro de un polo para obtener menor IL. Se obtiene por simulación que para una separación límite de 0.2 mm se obtiene mejor IL y el mayor FBW. Se aplica la técnica de cosimulación, que incluye el modelo *Spice* del varactor. Al fabricar y caracterizar el filtro, se verifica que la cosimulación es el procedimiento correcto para simular.

Para concluir, se incluye una tabla comparativa de ambos filtros con otros de características similares, uno presentado en un artículo de revista y un filtro comercial pasivo, con una tensión de ajuste analógica tal como los diseñados. Todos los filtros poseen aproximadamente el mismo rango de ajuste de frecuencia central y FBW del mismo orden. Los filtros que poseen mejores IL son el Pseudocombline de 1 polo y [26], aunque este último presenta una mayor selectividad. Cabe mencionar que el filtro comercial [27] corresponde a un dispositivo integrado con tecnología MMIC con encapsulado LFCSP de 32 terminales de dimensiones reducidas (5mm x 5mm) y presenta características comparables a los restantes diseños, pero con la mayor selectividad.

Ref.	Tuning Range (GHz)	Fractional Tuning Range (%)	Fractional BW (%)	No. of Varactors	IL (dB)
[26]	1.1 - 2.1	62	1 - 3	7	4.4 - 6.1
[27]	1 - 1.9	62	10	NA	10 -15
Combline 3 Polos	1.05 - 2	63	3	3	10 - 23
Pseudo-Combline 1 Polo	0.65 - 1.25	63	10	1	1.7 - 2.3

Tabla 3.1: Comparación de caractrísticas de ambos filtros fabricados, con uno comercial y otra publicación.

Capítulo 4

FILTROS PASABANDA CON AJUSTE EN BANDA C

En el capítulo previo se presentaron los diseños simulaciones, fabricaciones y caracterizaciones de dos tipos de filtros pasabanda con tecnología microstrip en Banda L. El primero, tipo combline de tres polos, ajustable de 1 a 2 GHz, que sufría de elevadas pérdidas de inserción y el segundo, tipo Pseudocombline de un polo, ajustable de 0.65 a 1,25 GHz, sin vías, donde se mejoró la IL a expensas de una menor selectividad. Ambos lograron con un solo varactor por resonador una octava de sintonía de la frecuencia central de la banda de paso.

El objetivo de este capítulo es extender la frecuencia de ajuste de los filtros pasabanda dentro del rango de 4 a 8 GHz, denominada Banda C, designada de esta manera por la IEEE (Institute of Electrical Electronics Engineers). Es una banda de interés en el ámbito de las telecomunicaciones dada su utilización principalmente en las comunicaciones satelitales.

Extender la frecuencia de trabajo de los filtros pasabanda sintonizables no es trivial principalmente por las siguientes razones:

- Al aumentar la frecuencia decrece la longitud de onda y los filtros deben reducir su tamaño/superficie proporcionalmente para mantener la condición de resonancia de los resonadores que lo componen. Esto conlleva dificultades en la implementación del filtro, debido a las dimensiones y tolerancias en la fabricación del PCB.

- Al aumentar la frecuencia de trabajo los efectos disipativos se incrementan, tanto en las microtiras como en todos los componentes de parámetros concentrados, en los que se incluye el capacitor de desacople y más destacablemente el varactor. Además, dependiendo del sustrato, comienza a hacerse evidente la dispersión.

Ambos problemas se subsanan de forma parcial utilizando otro sustrato. En ambos filtros del Capítulo 3 hemos utilizado un laminado tipo FR4 debido a su bajo costo y a

los permisibles efectos disipativos hasta 2 GHz. Cuenta con una constante dieléctrica relativa ε_r de 4.35 aproximadamente y la tangente de pérdida $\tan\delta$ ronda los 0.025. Al emplear un laminado RT/Duroid® 5880 [28] estamos cambiando la $\varepsilon_r = 2{,}2$ y la $\tan\delta = 0{,}0009$. Para tomar mejor dimensión de las ventajas del nuevo material, se comparan la ε_r de ambos materiales en la Fig. 4.01 a), y la $\tan\delta$ en la Fig. 4.01 b).

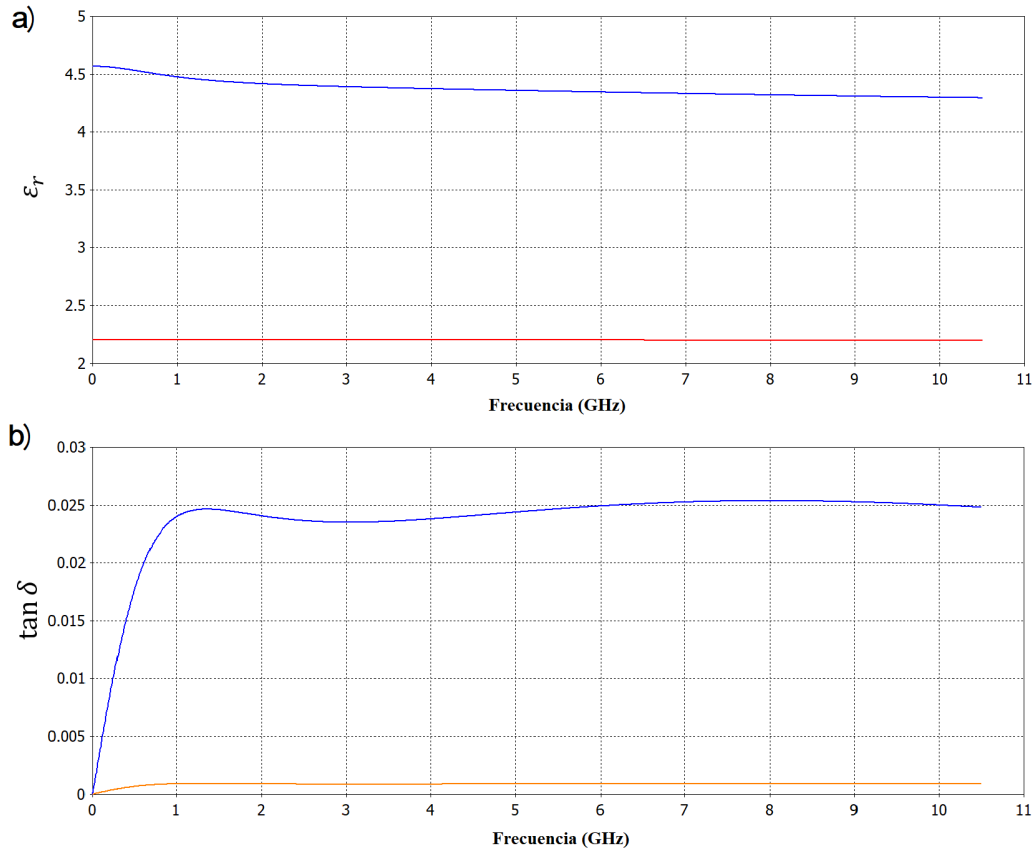

Figura 4.1: Variación de la a) Constante Dieléctrica Relativa ε_r y la b) Tangente de Pérdidas $\tan\delta$ con la frecuencia, con el FR4 en azul y el RT5880 en rojo. Datos provistos por la herramienta de simulación EM.

Se observa en la Fig. 4.1 como el laminado FR4 en ambas figuras, representado por las curvas de color azul, presenta una variabilidad elevada respecto a la frecuencia en comparación al laminado RT5880, representado por las curvas de color rojo. Las pérdidas en el RT5880 decrecen en más de un orden de magnitud, mientras la constante dieléctrica relativa decrece a la mitad respecto al FR4. Ambos efectos extienden la frecuencia útil de trabajo del RT5880 a las decenas de GHz, las pérdidas decrecen, y como consecuencia aumenta el Q de los resonadores microstrip. Un sustrato con una constante dieléctrica de menor valor permite la fabricación de resonadores que de lo contrario serían más pequeños en el FR4, pues la constante dieléctrica efectiva de la microtira también resulta de menor valor, por ende aumenta la longitud de onda, con lo cual los resonadores de un cuarto de longitud de onda para una determinada frecuencia son físicamente más grandes en el sustrato RT5880 que en FR4.

4.1. Combline de 2 Polos

Continuando con la evolución de los filtros sintonizables tipo combline, se desea aumentar la frecuencia central de barrido del filtro. Como primera medida se cambia el sustrato y se pasa de uno que utiliza como base la fibra de vidrio (FR4) a uno que utiliza teflón, o PTFE reforzado con micro fibras de vidrio (RT5880). Las pérdidas y la constante dieléctrica son inferiores respecto al FR4, como ya mencionamos en la introducción del presente capítulo.

Para una frecuencia de 5.8 GHz en el RT5880 de 0.8 mm de espesor, una impedancia característica de línea de transmisión de 104 Ω se obtiene con un ancho de microtira de 0.6 mm. En el FR4 de 1.6 mm de espesor a la misma frecuencia, una impedancia característica de línea de 104 Ω también se obtiene con un ancho de microtira de 0.6 mm. A primera vista parece imposible que cambiando el sustrato se pueda mantener aproximadamente la misma impedancia característica para un mismo grosor de línea. El efecto de la disminución de la constante dieléctrica relativa se compensa con el adelgazamiento del sustrato. Más allá de dicha coincidencia, se seleccionó el grosor del PCB de 0.8 mm principalmente debido a que de lo contrario con 1.6 mm de RT5880, las líneas serían más anchas para una misma impedancia característica y existiría una diferencia mucho mayor respecto del ancho de los componentes discretos que incluye el diseño.

Idealmente el Q_u (factor de calidad descargado) de un resonador de cuarto de onda incrementa su valor de 41 para el FR4 a 244 para el RT5880, según las herramientas EDA. La longitud de onda cambia de 30 mm a 39.2 mm de un material a otro para 5.8 GHz, que implica una mayor separación de los componentes y menor imprecisión en la longitud total del resonador. Las longitudes de los resonadores en la banda C son comparables a la longitud física del componente, lo que crea una indeterminación al definir la longitud del resonador en el entorno de simulación EM. Se tiene una ambigüedad acerca de dónde comienza y termina la línea de transmisión pues los pads, las vías y los puertos comprenden un porcentaje apreciable de la longitud total del resonador.

Dando comienzo al diseño del filtro se selecciona una transferencia tipo Butterworth de segundo orden [29]. Hasta el momento no habíamos diseñado un filtro de dos polos y lo seleccionamos como un compromiso entre el factor de roll-off y la pérdida por inserción de la banda de paso. Nos propusimos como objetivo alcanzar una frecuencia central de 5.8 GHz, donde se aloja una banda de 150 MHz utilizada para aplicaciones ISM (Industrial, Scientific & Medical). Las Bandas ISM son particularmente propensas a interferencias. Aunque originalmente el propósito de las bandas ISM no eran para las telecomunicaciones, en la actualidad conviven tanto las aplicaciones Industriales, Médicas y Científicas como los dispositivos no licenciados de comunicaciones.

Partimos de una frecuencia central de diseño $f_0 = 5.8$ GHz, con un ancho de banda BW = 400 MHz, lo que resulta en un ancho de banda fraccional FBW = 8 %. Las longitudes de los resonadores microstrip deben ser necesariamente menores a $\lambda_g/4$, donde λ_g es la longitud de onda en el medio guiado. Por relación de compromiso se escoge una longitud de $\lambda_g/8$, que es lo mismo que decir que la longitud eléctrica de la microtira debe ser de $\theta_0 = 45°$, donde la relación de compromiso entre las pérdidas en el resonador y el rango de ajuste de frecuencia son aceptables. En estas condiciones el capacitor de carga que es requerido al final de la línea debe ser de:

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_0 Z_a \tan\theta_0} = 0.264 \text{ pF} \tag{4.1}$$

La impedancia característica del microstrip del resonador se fija en $Z_a = 104\ \Omega$ que con un sustrato RT5880 de 0.8 mm de espesor se logra con una microtira de 0.6 mm de ancho y como ya se adelantó la longitud de onda guiada es de $\lambda = 39.2$ mm, entonces la longitud requerida del resonador resulta $\lambda/8 = 4.9$ mm. El capacitor de desacople generalmente se escoge de un valor apropiado para presentar idealmente un cortocircuito en todo el rango de ajuste de frecuencias de la banda de paso y proveer una aislación de corriente continua. Su propósito en el resonador es generar una referencia de tierra en señal y evitar que se produzca un cortocircuito de la tensión de polarización del varactor. No obstante, la capacidad de desacople no puede ser arbitrariamente grande debido a que la SFR (Frecuencia de Autorresonancia) del componente puede ubicarse dentro o por debajo de la banda central del filtro, causando inconvenientes en su funcionamiento. La SFR de un componente define una frecuencia para la cual, en el caso de un capacitor, en vez de comportase como uno, se presenta como un inductor con pérdidas elevadas. Un capacitor de desacople de 10 pF sería suficiente para un satisfactorio compromiso entre impedancia y SFR.

La capacidad necesaria para que un resonador resuene a una frecuencia de 5.8 GHz por cálculo analítico resultó en $C_p = 0.264$ pF, pero resulta extremadamente difícil conseguir un varactor, con encapsulado, que presente una capacidad en el centro de su rango de ajuste con dicho valor. Escogimos para el diseño al SMV1405 ya que cuenta con perfil de dopaje abrupto y goza de mayor factor de calidad en todo su rango que el SMV2019. El SMV1405 tiene además un encapsulado más pequeño que el SMV2019 empleado para banda L, con una reducción de la inductancia del encapsulado de 0.7 nH a 0.45 nH, y consecuentemente en una mayor SRF del varactor. El problema de disponibilidad de componentes lo subsanamos con una solución alternativa. Si se utiliza un capacitor de desacople de menor valor de capacidad, del orden de las décimas de pF, el efecto conjunto de la capacidad del varactor y del capacitor de desacople es presentar una capacidad menor al resonador, ya que se ubican en serie.

Como se muestra en la Fig. 4.2, la solución al problema de diseño se resuelve

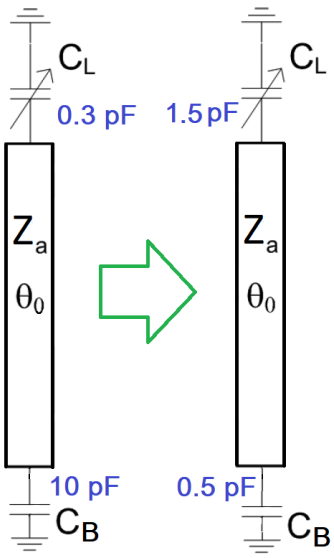

Figura 4.2: Diagrama esquemático del resonador de un filtro combline sintonizable, sus capacidades asociadas y la transformación de capacidades utilizada para mantener la frecuencia de resonancia.

utilizando el varactor mencionado, que posee una capacidad central de 1.5 pF y un capacitor de desacople de 0.5 pF. Desafortunadamente reducir la capacidad para llegar a los 5.8 GHz trae aparejado un decremento en el Q del resonador, por lo cual aumenta la IL del filtro. Aún con el empleo de un capacitor de desacople de valor tan reducido, esto no es suficiente para alcanzar el valor necesario para alcanzar la frecuencia central de la banda. Se resuelve utilizar una doble estrategia: una reducción de la capacidad de desacople sumada a una reducción de la longitud del resonador. En nuestro caso particular se disminuye la longitud del resonador de 4.9 mm a 3.6 mm.

Para obtener las separaciones de las microtiras se debió proceder de la siguiente manera. A través del método de obtención de Q_e y M_{ij} a partir de los valores prototipos $g_0, \ldots, g_3$, se encuentra que para lograr el Q_e requerido, la separación S_1 entre el alimentador y el resonador debe ser menor que la mínima distancia alcanzable con una tolerancia de fabricación aceptable. Se implementa la estrategia de fijar la separación feeder-resonador en $S_1 = 0.2$ mm y luego a través de simulaciones EM hallar la separación inter-resonador S_2 necesaria.

La Fig. 4.3 muestra una familia de curvas que se obtienen al variar la separación entre ambos resonadores, para $S_2 = 1.2$, 1.4, 1.6 y 1.8 mm, fijando la separación alimentador-resonador en $S_1 = 0.2$ mm. Se observa cómo variando la separación se puede controlar el ancho de banda. Para separaciones estrechas se produce un sobreacoplamiento, donde los únicos dos polos se separan, producen un hundimiento de la región pasabanda y crean una zona de mayor IL en la banda de paso. El objetivo es lograr un ancho de banda de 400 MHz y además lograr que la banda de paso sea lo más plana posible, por lo cual se selecciona la separación $S_2 = 1.8$ mm.

(Biblioteca Leo Falicov - CAB)

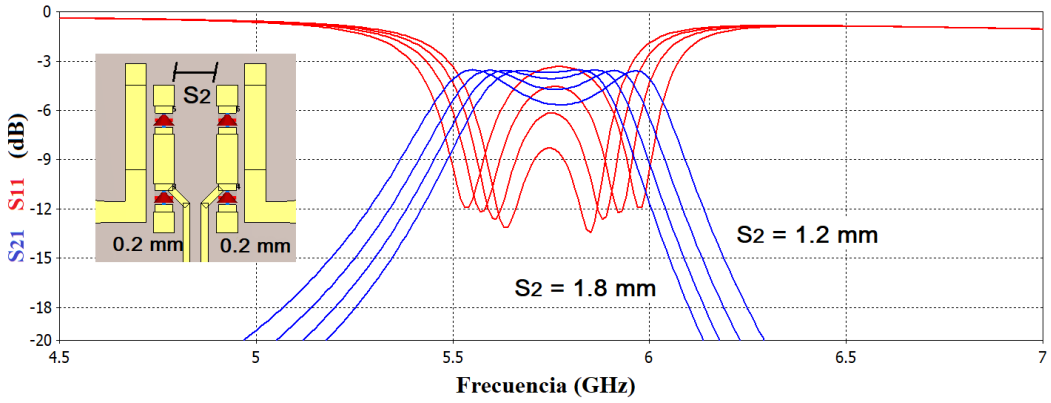

Figura 4.3: Simulaciones 3D EM paramétricas para hallar el valor de separación inter-resonador S_2, de 1.2 a 1.8 mm de a pasos de 0.2 mm, dejando fija la distancia feeder-resonador $S_1 = 0.2$ mm.

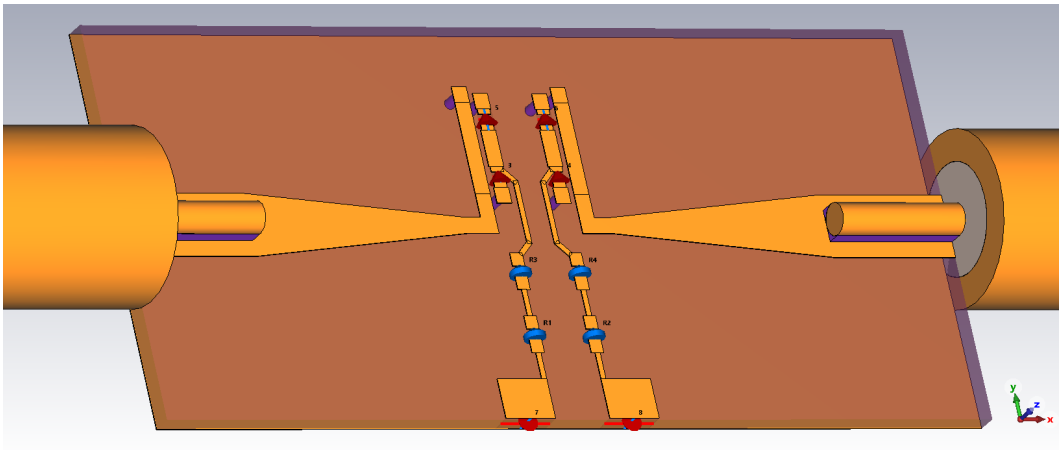

Figura 4.4: Modelo EM 3D del filtro de 2 polos en Banda C completo, con sustrato transparente por donde se observa las 6 vías a tierra.

El modelo 3D del filtro completo se muestra en la Fig. 4.4, donde se observan las seis VTH a través del sustrato transparente. Se utiliza la misma configuración de resonador que el del combline de 3 polos del capítulo 3, con el capacitor de desacople separado del varactor. Los 2 capacitores y los 2 varactores se representan con las flechas rojas, que en el modelo 3D EM son puertos discretos que conectan el modelo EM con el entorno de cosimulación. Con un total de 2 puertos de guía de onda conectados a los SMA (no visibles en la figura) y 2 puertos para la polarización se tienen 8 puertos para el entorno de simulación completa lineal. La polarización se realiza a través de dos resistencias serie de 1 KΩ para cada varactor, marcadas en la figura como flechas azules.

En la Fig. 4.5 se visualizan los puertos 1 y 2 en amarillo que se conectan con los puertos de guía de onda en los conectores SMA del modelo EM, los varactores a los puertos 3 y 4 a los cuales se les monitorean la corriente y tensión de polarización a través de las sondas P1 y P2. A los puertos 5 y 6 se conectan los capacitores de desacople, y por último los puertos 7 y 8 poseen las fuentes de tensión que polarizan los varactores.

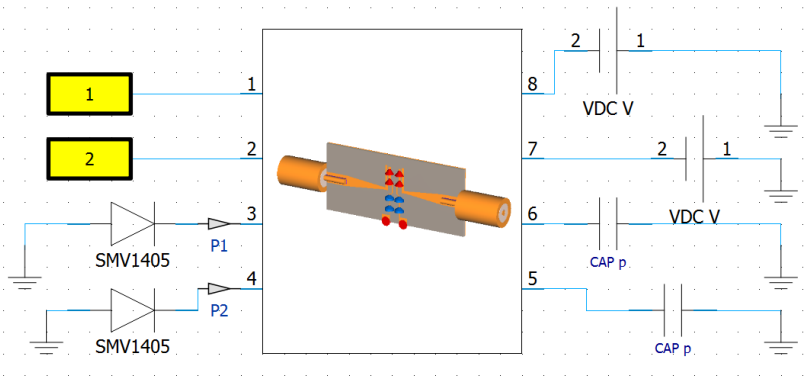

Figura 4.5: Cosimulación del filtro Combline en banda C de 2 polos.

Los capacitores de desacople se modelan con un circuito de primer orden, donde un capacitor de 0.5 pF se conecta en serie con una resistencia parásita de 2.5 Ω y una inductancia parásita de 0.3 nH , el cual es un modelo aceptable para el valor y factor de forma del componente empleado.

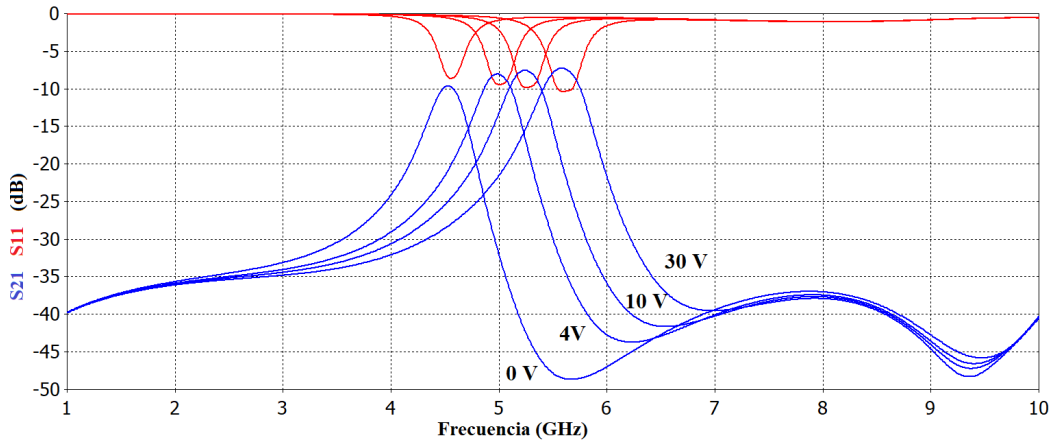

Figura 4.6: Cosimulación del filtro Combline en banda C de 2 polos.

En la Fig. 4.6 se muestran los resultados de la cosimulación. Se obtiene una frecuencia central mínima de $f_{0V} = 4.5$ GHz con 9.6 dB de IL y una máxima de $f_{30V} = 5.6$ GHz con 7.3 dB de IL. La frecuencia central de barrido resultó en 5.05 GHz con un rango total de 1.1 GHz con una variación de la pérdida por inserción de ΔIL = 2.3 dB.

En la Fig. 4.7 se observan las fotos de las dos etapas posteriores a la fabricación del PCB en la CNC: la colocación de pasta y la ubicación de los componentes. En la foto de la izquierda se advierte la colocación de la pasta con la punta de una aguja. La pasta está compuesta por esferas de estaño-plomo en resina líquida. En particular se nota el exceso de pasta en la punta de la aguja. En este caso se requirió remover la pasta de toda la placa y comenzar nuevamente con la aplicación. El proceso es dificultoso ya que la adherencia de la pasta al cobre es menor que la adherencia de la pasta a la aguja. Se aplicó calor levemente a la pasta para disminuir su viscosidad, resultando en una

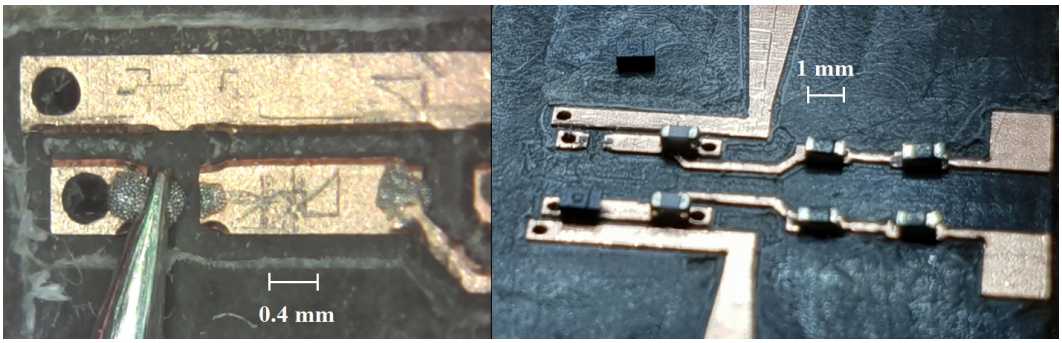

Figura 4.7: Fotos macro de la ubicación de los componentes luego de la colocación de la pasta soldante. En la parte superior se ve al varactor, con un código 5 y una raya del lado del cátodo. El tamaño de los componentes discretos es 0.4 mm por 1 mm.

mejor aplicación de pasta con la cantidad correcta para evitar excedentes de estaño.

Normalmente, cuando se trabaja en forma manual, se utiliza un stencil para colocar la pasta fácilmente. El stencil es una lámina de metal con agujeros justo sobre los pads en donde se ubicarán los componentes, que se aplica utilizando una espátula la cantidad correcta de soldante sobre los pads. Lamentablemente no se justifica su utilización para prototipado. Por último se observa en la foto de la izquierda como la fresa de la CNC crea escamas blancas en el dieléctrico (negro), ya que tiene una consistencia más bien blanda y gomosa.

En la foto de la derecha se ven las cuatro resistencias y dos capacitores de desacople en su posición, un varactor sobre los pads y otro varactor justo antes de ubicarlo sobre la pasta que poseen los pads. El diodo es un varactor modelo SMV1405 de Skyworks, con código 5 y una raya del lado del cátodo, que cuenta con un encapsulado SOD-882 de 0.6 mm por 1 mm.

Durante la fabricación del PCB, por primera vez se realizó el procedimiento de llenado de las VTH con una pasta conductora especial que requiere unos pasos de fabricación extra. Con el mismo principio de un stencil, al PCB con el diseño del filtro ya recortado, se le aplica un plástico adherente de ambos lados del PCB que luego la CNC perfora justo en los VTH donde la pasta debe ingresar. Con una espátula se aplica la pasta y luego se cura en un horno que permite llevar a cabo el proceso de reflow.

En la Fig. 4.8 se muestra el filtro integrado y en proceso de medición.

Los resultados de la medición con un analizador de redes se muestran en la Fig. 4.9. Se observa cierto ripple en el parámetro S_{11} y en ciertas regiones del S_{21} donde la IL es elevada, que en principio parece ser causado por una desadaptación no localizada en la extensión de los cables coaxiales de interconexión al VNA.

A diferencia de los resultados de simulación mostrados en la Fig. 4.6, se obtiene un mayor rango de variación de la frecuencia central de la banda de paso, lográndose una excursión desde $f_{0V} = 4.3$ GHz con 10.6 dB de IL y una máxima de $f_{30V} = 6$

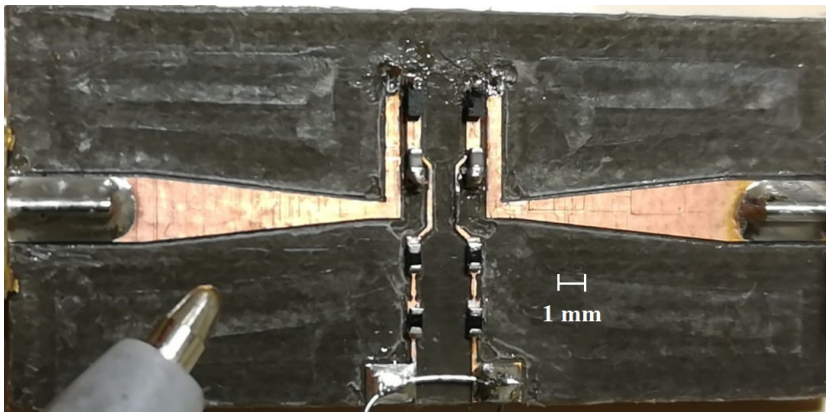

Figura 4.8: Fotografía del BPF Combline de 2 polos, donde abajo a la izquierda se compara su tamaño con la punta de un bolígrafo

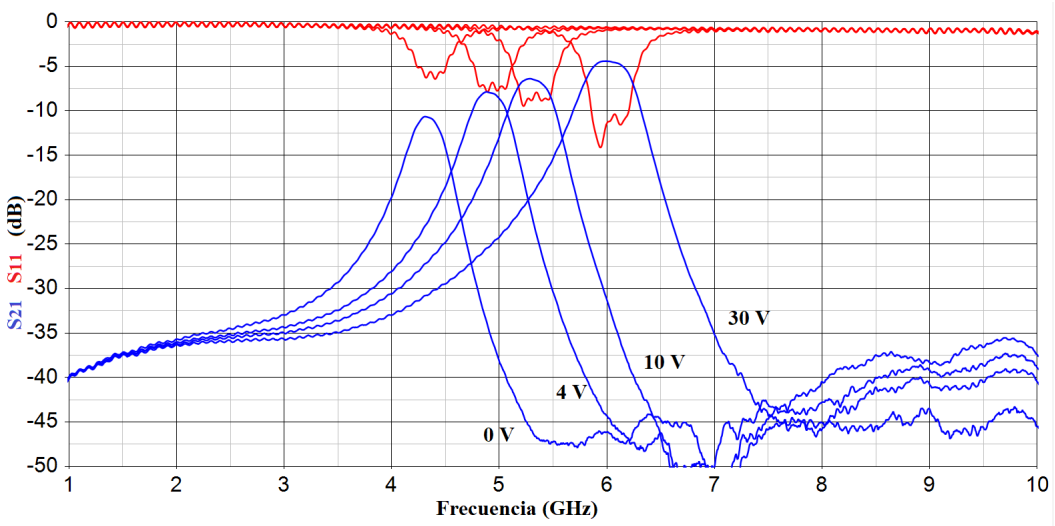

Figura 4.9: Resultados de la medición con VNA del filtro Combline de 2 polos en Banda C.

GHz con 4.4 dB de IL. La frecuencia central de barrido resultó en un rango total de 1.7 GHz con una variación de la pérdida por inserción de ΔIL = 6.2 dB. El rango de ajuste se incrementó 600 MHz, al igual que la pendiente de la IL que también aumentó. El incremento del rango fue bienvenido, pero nos hizo suponer que el modelo Spice del varactor no se ajusta de manera correcta en estos rangos de frecuencia más elevados. Con el fin de mejorar dicho ajuste, nos embarcamos en investigar la razón de la disparidad.

El modelo Spice del varactor SMV1405 se compone de dos partes distintivas. Por un lado se tiene el modelo circuital del diodo, con la resistencia de pérdida, una capacidad parásita de proximidad y una inductancia de interconexión del semiconductor a los terminales del encapsulado. El modelo no lineal del diodo posee 12 parámetros, de los cuales 3 son de singular importancia y lideran el comportamiento no lineal del varactor [30]:

- C_{jo} es la Capacidad de Juntura para una polarización de tensión nula.

- V_j es el Potencial de Juntura.
- M es el Coeficiente de Gradiente.

La dependencia de la capacidad de juntura en función de la tensión de polarización para continua se plasma en una fórmula característica de su comportamiento que se presenta en el Anexo A.

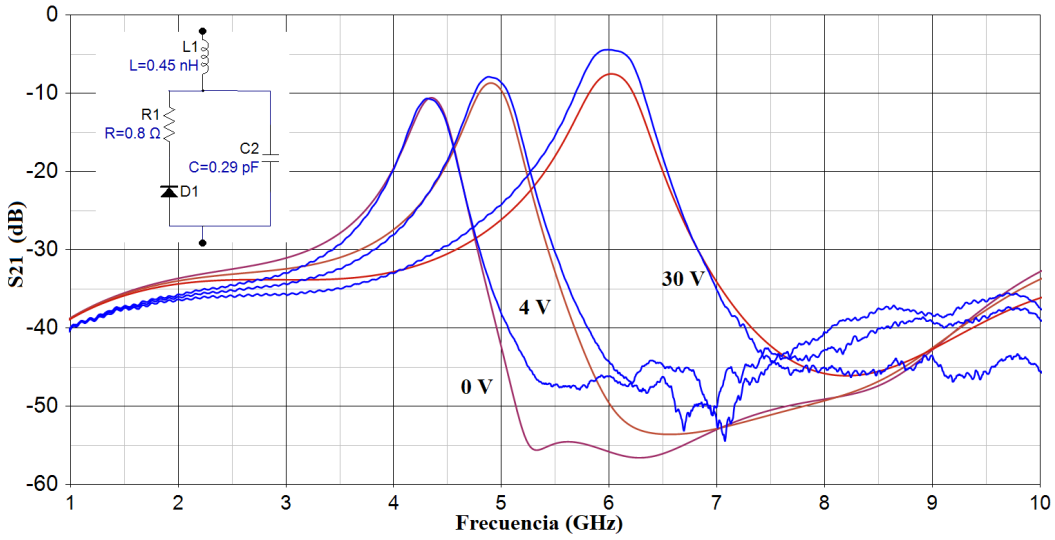

Figura 4.10: Ajuste de parámetros Spice del varactor SMV1405 (rojo) sobrepuestas a tres curvas relevadas con el VNA. El circuito a la derecha es el modelo circuital del varactor, con el diodo D1 no lineal.

En la Fig. 4.10 se realiza el ajuste de los tres parámetros con el objetivo de que coincidan en la frecuencia central de medición para tres tensiones de polarización. Si bien el rango total de sintonía del filtro se logró ajustar al experimental, la variación de la IL de la banda pasante no pudo ser corregido, evidenciando una modificación del factor de calidad del varactor, con lo cual habría una disminución pronunciada de la resistencia R1 que integra el subcircuito a la izquierda de la Fig. 4.10.

Los valores extraídos de la hoja de datos y los valores ajustados se muestran en la Tab. 4.1. Solo fueron modificados los parámetros V_j y M, dejando la capacidad de juntura C_{jo} fija.

SMV1405	C_{j0} **(pF)**	V_j **(V)**	M
HOJA DE DATOS	2.37	0.77	0.5
AJUSTE	2.37	2.5	1

Tabla 4.1: Ajuste de los parámetros no lineales del modelo del diodo. Se modifican ambos varactores por igual.

Si bien parece haber una diferencia apreciable con los valores que presenta el fabricante en la hoja de datos, cabe destacar que estamos operando el varactor muy

por encima de la frecuencia de extracción del modelo y los parámetros V_j y M son fuertemente dependientes de la frecuencia.

4.2. Pseudocombline Plegado de 1 Polo

De manera similar al caso analizado en el capítulo anterior, nos proponemos diseñar, construir y caracterizar un filtro Pseudocombline plegado de un solo polo en Banda C. La dificultad de este diseño reside en obtener un resonador lo suficientemente pequeño para elevar la frecuencia central del Pseudocombline de 1 GHz del Capítulo 3 a las cercanías de 5.8 GHz.

Al igual que el Combline de 2 polos, haremos uso del laminado RT5880 de 0.8 mm de espesor. Además utilizaremos la misma técnica de reducir la capacidad del capacitor de desacople a un valor sub-pF para poder alcanzar la frecuencia central de la banda pasante. Recordemos que la virtud del filtro pseudocombline es prescindir de vías que conecten las microtiras con el plano de tierra. Por ese motivo, utiliza para el resonador una tierra virtual creada por la simetría del resonador en anillo y para el alimentador se debe generar una tierra para señal a través de una microtira de baja impedancia característica a circuito abierto.

Para llegar a un diseño realizable, debido a restricciones de espacio y acoplamientos indeseados, el ground pad debe posicionarse de forma diferente que en el diseño pseudocombline original.

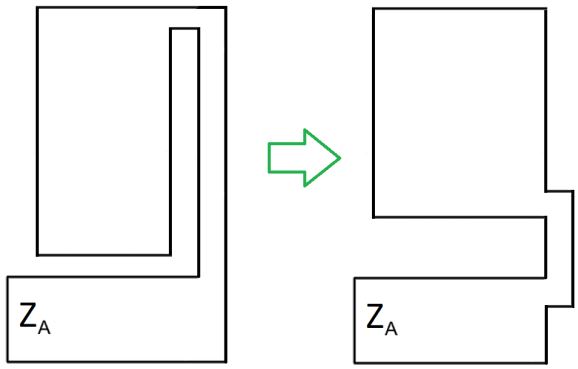

Figura 4.11: Transformación del alimentador de Banda L a Banda C.

Como se bosqueja en la Fig. 4.11, el alimentador sufre necesariamente una transformación de diseño. Ahora el *ground pad* debe alimentarse incondicionalmente por el extremo inferior, debido a que la longitud del resonador en Banda C es mucho menor que para Banda L. El *ground pad* que antes se presentaba como un stub en derivación ahora se transformó en una línea de transmisión conectada directamente al alimentador. En estas condiciones, se eligió emplear una impedancia característica de valor elevado para poder lograr un importante ancho de banda y reducida dispersión de la

tierra virtual que se presenta. Se encontró como una buena opción un ancho de 0.4mm, equivalente a 120 Ω con un largo de aproximadamente $\lambda_g/4$ que más adelante fue ajustado mediante simulaciones.

Con el fin de llevar a cabo distintas optimizaciones de las dimensiones de las microtiras, se continúa con varias simulaciones EM de estilo paramétrico. Para ello se aclara que se utilizó el mismo varactor, el SMV1405, el mismo capacitor de desacople (0.5 pF) que el diseño anterior y la polarización del varactor es invariantemente 30 V, lo que significa que la frecuencia será la máxima alcanzable para dicho varactor, con su máximo factor de calidad.

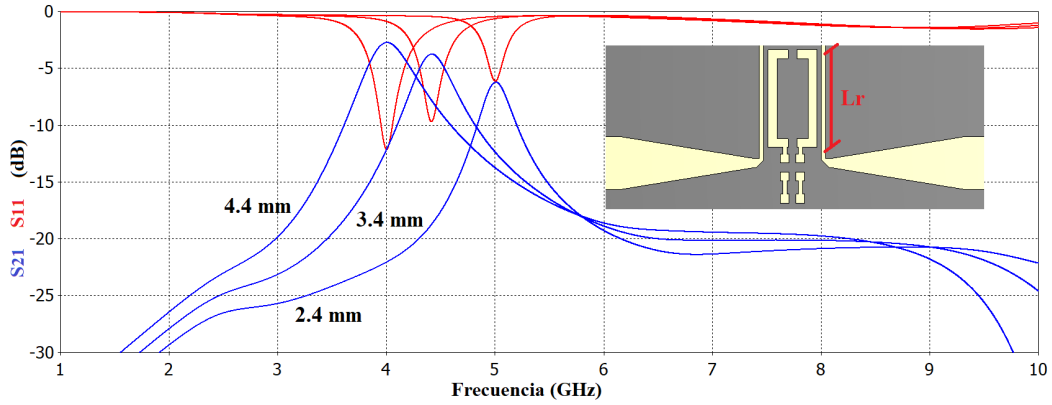

Figura 4.12: Efecto en la transferencia del filtro al modificar la longitud del resonador desde 2.4 mm a 4.4 mm.

La primera optimización reside en escoger la longitud del resonador. Es una relación de compromiso entre las pérdidas y la frecuencia central. En la Fig. 4.12 se simula la transferencia del filtro al variar paramétricamente L_r, apreciándose la penalidad que se incurre al disminuir demasiado la longitud para aumentar la frecuencia central. Para aumentar la frecuencia de 4 GHz a 5 GHz se debió disminuir la longitud del resonador casi a la mitad y la IL aumentó de 3 dB a 6 dB. Se decidió priorizar la frecuencia en este caso.

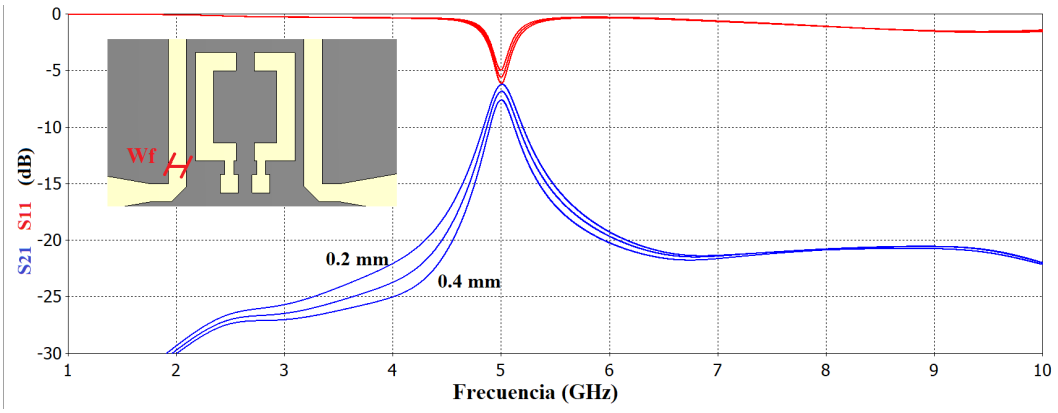

Figura 4.13: Efecto en la transferencia del filtro al modificar el ancho de la microtira del alimentador.

Al igual que en el diseño anterior, la separación entre alimentador y resonador S_1 se escoge como la separación mínima de 0.2 mm para lograr una tolerancia de fabricación aceptable. Como ya vimos, de esta manera se optimiza el acoplamiento y como consecuencia se disminuye la IL y se aumenta el ancho de banda.

En la Fig. 4.13 se busca optimizar el ancho de microtira del alimentador W_f, donde se resuelve adoptar 0.2 mm.

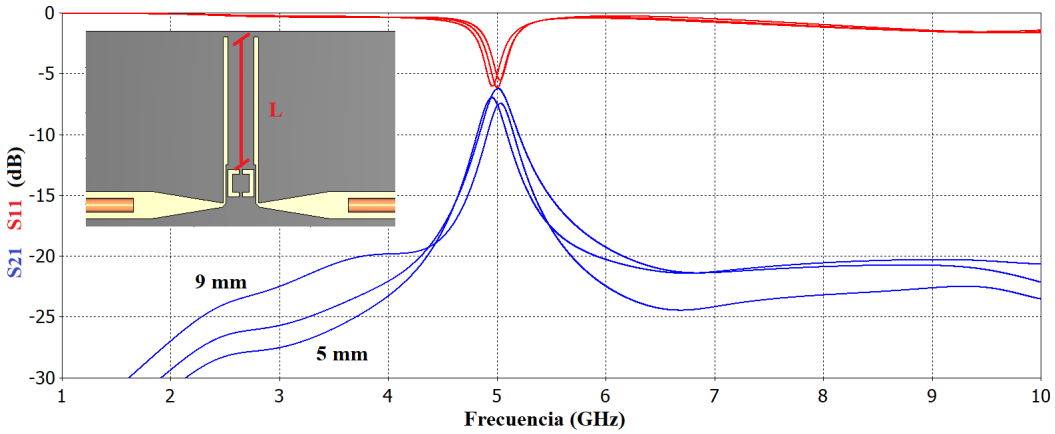

Figura 4.14: Efecto en la transferencia del filtro al modificar el largo del *ground pad* de 5 mm a 9 mm de a pasos de a 2 mm. El recuadro superior izquierdo muestra que el largo que se modifica es de los *stubs* gruesos a circuito abierto por encima del resonador.

Por último, en la Fig. 4.14 se optimiza la longitud L de la línea de transmisión que presenta la tierra virtual que requiere el alimentador, para el ancho de 0.4 mm definido con anterioridad. Al variar paramétricamente la longitud de 5 mm a 9 mm de a pasos de 2 mm, se halla que para una longitud de 7 mm se logra un mínimo de IL y RL. Concluida la optimización de las medidas, estamos en condiciones de mostrar el diseño 3D en la Fig. 4.15

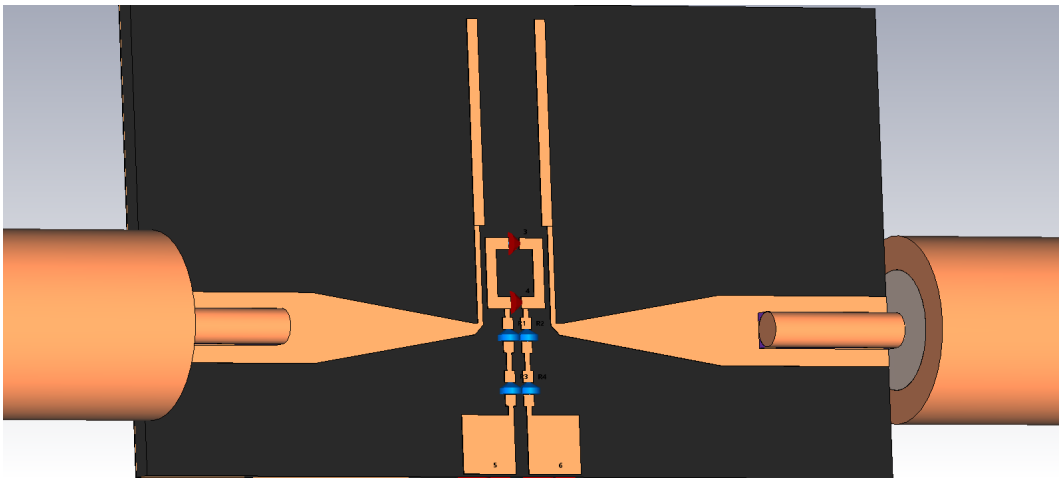

Figura 4.15: Modelo 3D para la simulación EM del filtro Pseudocombline de 1 polo.

La polarización se realiza a través de dos resistencias en serie de tamaño 0402 imperial de 1 kΩ por terminal positivo y negativo. Recordemos que para este tipo de

implementación Pseudocombline plegado la referencia de la fuente de alimentación es flotante respecto al plano de tierra del PCB y del VNA.

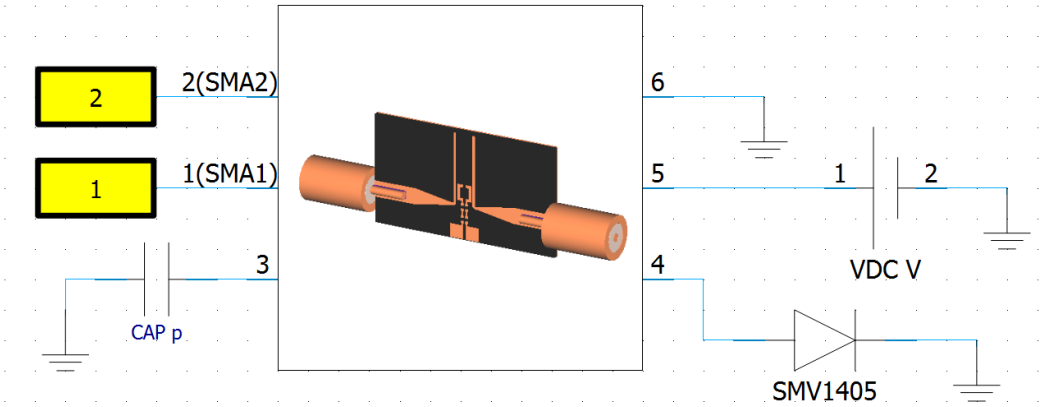

Figura 4.16: Modelo de cosimulación para el BPF Pseudocombline de 1 polo.

El esquema de La cosimulación se muestra en la Fig. 4.16 donde 6 puertos del entorno EM se conectan a los componentes discretos. Los puertos P1 y P2 son los que se conectan a los puertos de guía de onda que alimentan de manera coaxial los SMA. El capacitor de desacople en el puerto 3 se modela de la misma manera que para el filtro previo, con un circuito de primer orden, con una capacidad de 0.5 pF en serie con un resistor de 2.5 Ω y una inductancia de 0.3 nH. El puerto 4 cuenta con el modelo Spice del varactor con los valores de la hoja de datos y por último los puertos 5 y 6 son los terminales positivo y negativo de la tensión de polarización respectivamente.

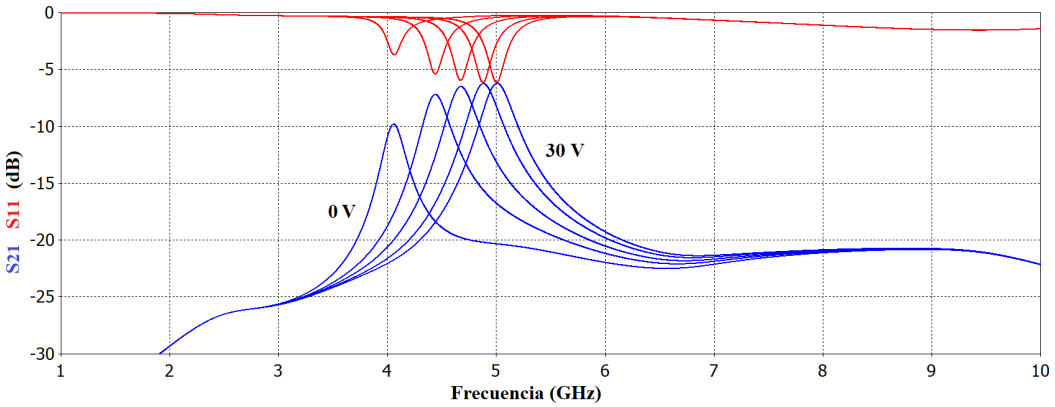

Figura 4.17: Resultados de Simulación EM del BPF, para 0 V, 4 V, 10V, 20V y 30 V

La variación de la banda de paso en la Fig. 4.17 resulta para 0 V en una frecuencia central de 4.05 GHz con una IL de 9.8 dB, llegando a 30 V a 5 GHz con 6.2 dB de IL. Nuevamente se observa una fuerte dependencia de la IL con la frecuencia.

La fabricación del PCB fue mucho más simple que la del Combline: menos componentes y carece de vías. En la Fig. 4.18 se incluye una foto macro de microscopio, revelando los detalles de calado que introduce la fresa. En algunas esquinas se puede

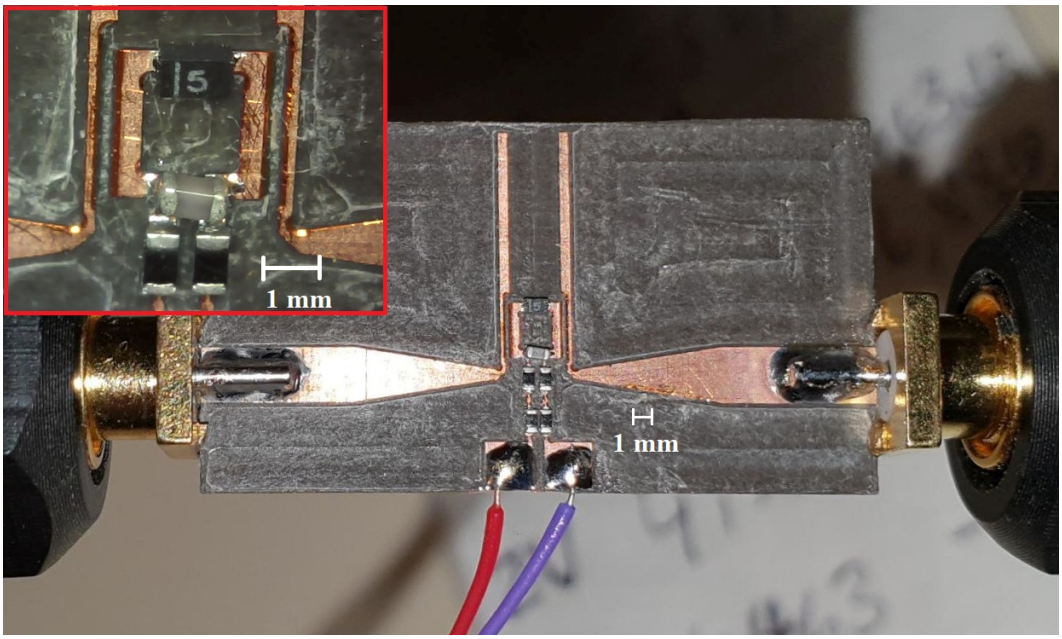

Figura 4.18: Fotografía del filtro fabricado, con detalle del resonador y sus componentes discretos obtenida a través de microscopio.

apreciar cómo la fresa realizó recortes en exceso, creando semicírculos y recortando el cobre en ángulo. Estos detalles son evitables con una exhaustiva calibración de la profundidad de desgaste de cada fresa que compone la CNC.

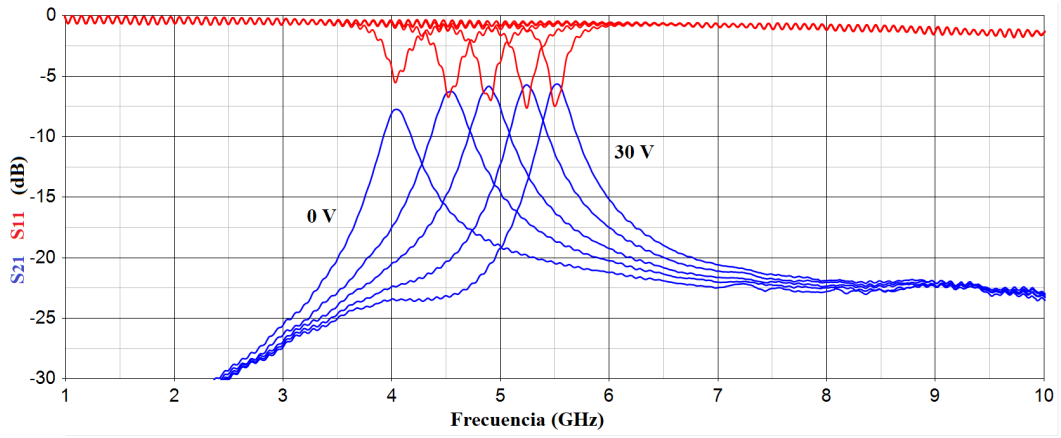

Figura 4.19: Resultados de medición del filtro Pseudocombline de Banda C con VNA para tensiones de polarización de 0 V, 4 V, 10V, 20V y 30 V.

Los resultados de la medición se observan en la Fig. 4.19. Comparando con los resultados de simulación de la Fig. 4.17, la medición del filtro resultó tener mejores características. La IL mejora por 3 dB en promedio, con menor variabilidad. El rango de frecuencia central de ajuste también se extiende 0.5 GHz. Nuevamente el ripple de desadaptación afecta la medición para ciertas regiones.

Se procede a realizar el ajuste del modelo de Spice del varactor con los mismos términos no lineales de la Tab. 4.1. Refiriéndonos a la Fig. 4.20, el ajuste de frecuencia

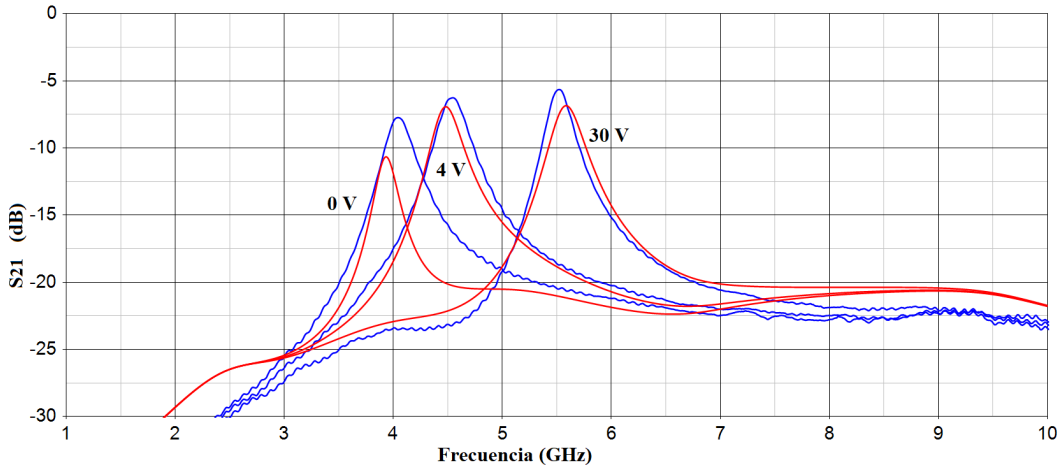

Figura 4.20: Curvas de transferencia medidas (azul) y simuladas (rojo) con corrección del modelo Spice del varactor.

no fue efectivo para 0 V donde el potencial de juntura V_j y el coeficiente de gradiente M no tienen efecto. El valor que habría que ajustar en este caso sería la capacidad de juntura de potencial nulo C_{j0}, pero el mismo efecto tendría modificar el valor del capacitor de desacople del resonador levemente. Por tal motivo se resuelve mostrar las curvas de transferencia ajustadas con los mismos parámetros utilizados para el filtro combline de dos polos en Banda C.

La variación de la IL con la frecuencia es el factor de mayor dificultad de ajuste, ya que depende de varios efectos disipativos. Teniendo en cuenta que la simulación EM fue realizada empleando los materiales con sus pérdidas respectivas y no son ideales. Los modelos de los componentes que principalmente deberían ajustarse son los del varactor y el capacitor de desacople. En ambos casos, el factor de pérdida se mantiene constante con la frecuencia, que en un modelo más exacto debería ser dependiente. En el modelo del varactor cuenta con una resistencia de 0.8 Ω y el capacitor de desacople una resistencia serie de 2.5 Ω. Aunque las simulaciones para todos los filtros diseñados hasta el momento resultaron pesimistas, se puede mejorar la precisión tanto de las simulaciones como de las características del filtro fabricado utilizando componentes diseñados y con modelos específicos y más adecuados para microondas.

4.3. Combline de 3 Polos

En esta última sección se presentará el diseño y caracterización de un filtro pasabanda tipo Combline de 3 polos en Banda C, que opera a una frecuencia más elevada. Hemos recorrido un largo camino desde el primer BPF de 3 polos en FR4 en Banda L. En cada diseño se han generado habilidades y descubrimientos que además de mejorar la simulación de los filtros, ha acelerado el proceso de diseño y fabricación.

Partimos de una frecuencia central de diseño $f_0 = 6$ GHz, con un ancho de banda

$BW = 500$ MHz, lo que representa un ancho de banda fraccional $FBW = 8.3\,\%$. La impedancia característica del microstrip del resonador se define en $Z_a = 104\ \Omega$, que equivale a una microtira de 0.6 mm de ancho. La longitud de onda guiada en un sustrato RT5880 de 0.8 mm de espesor es de $\lambda = 39.2$ mm, entonces la longitud requerida del resonador si escogemos una longitud eléctrica de $\theta_0 = 45°$, resulta en $\lambda/8 = 4.9$ mm y el capacitor de carga del resonador debe ser de:

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_0 Z_a} = 0.255 \text{ pF} \tag{4.2}$$

Para el presente diseño escogimos al varactor SMV1430 [23], que cuenta con perfil de dopaje abrupto con 0.45 nH de inductancia parásita y la mitad de capacidad en todo su rango que el SMV1405 de diseños previos.

Empleando la técnica de aumentar la frecuencia central a partir de un capacitor de desacople sub-pF como se esquematiza en la Fig. 4.2, seleccionamos un capacitor de 0.5 pF de AVX [31], de tamaño 0402 imperial de la serie U, que reúne las características de contar con ultra pequeña ESR, gran SRF y mejor Q a comparación de sus otras líneas.

Al igual que en el Combline de dos polos en Banda C, se reduce la longitud del resonador de 4.9 mm a 3.6 mm, aumentando la frecuencia de trabajo y también el rango de sintonía.

Para obtener las separaciones de las microtiras se debió proceder de la misma forma que para el diseño de 2 polos. ya que para lograr el Q_e requerido la separación S_1 entre el alimentador y el resonador debe ser mucho menor que la resolución de fabricación. Sorteando ese obstáculo, se fija la separación feeder-resonador en $S_1 = 0.2$ mm y luego a través de simulación se halla la separación inter-resonador S_2 necesaria.

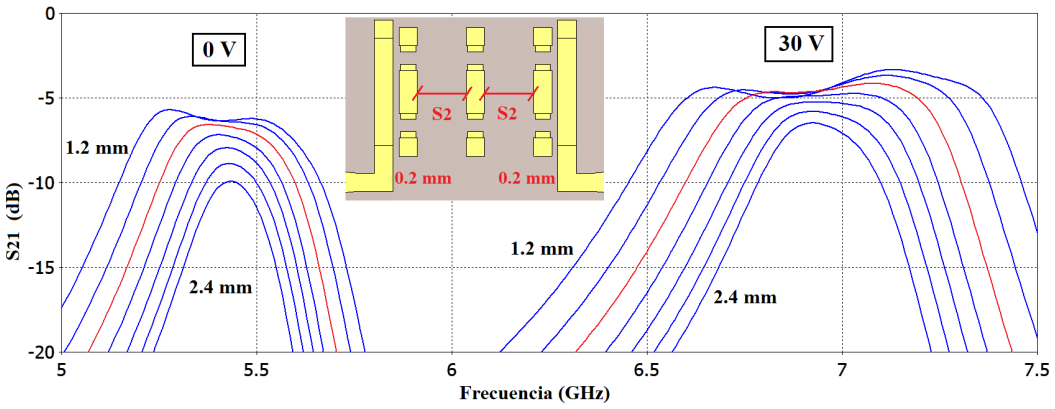

Figura 4.21: Transferencia del BPF al variar paramétricamente la distancia inter-resonador S_2 desde 1.2 mm a 2.4 mm de a pasos de 0.2 mm, para los extremos de polarización de varactor, 0 V y 30 V

La Fig. 4.21 da cuenta de la transferencia del filtro al variar paramétricamente la distancia inter-resonador S_2 desde 1.2 mm a 2.4 mm de a pasos de 0.2 mm, para los

extremos de polarización de varactor de 0 V y 30 V. Se justifica la selección de la distancia S_2 en 1.6 mm (curvas en rojo) donde se optimiza el ancho de banda y la IL mínima en el centro de la banda de paso en 0 V y 30 V de polarización simultáneamente.

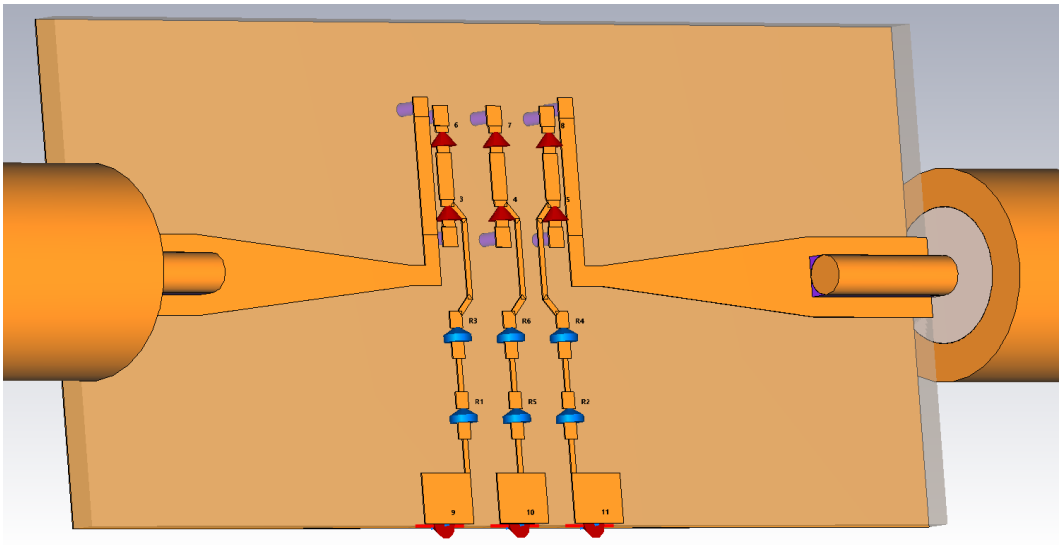

Figura 4.22: Modelo 3D para simulación EM del BPF Combline de 3 polos en Banda C.

El diseño del filtro se basó en el Combline de 2 polos, como se muestra en la Fig. 4.22. El PCB dejó de ser perfectamente simétrico y como consecuencia el parámetro se scattering S_{11} diferirá levemente de S_{22}. La asimetría proviene de la microtira de 0.2 mm de ancho que ingresa a la parte inferior al resonador con el propósito de polarizar el varactor. La polarización se realiza a través de dos resistencias en serie de tamaño 0402 imperial de 1 kΩ por terminal. Se utiliza el plano de tierra como referencia común de señal y de continua, debido a que es un diseño que utiliza vías, contando con 8 de ellas.

El circuito de la cosimulación se muestra en la Fig. 4.23, donde 11 puertos del entorno EM se conectan a los dispositivos circuitales. Los puertos P1 y P2 de los terminales 1 y 2 son los puertos de guía de onda que alimentan de manera coaxial los SMA. Los puertos 3, 4 y 5 de los resonadores se conectan con el modelo Spice del varactor SMV1430 con los valores que brinda la hoja de datos. Los capacitores de desacople en los puertos 6, 7 y 8 se modelan con un circuito de primer orden, una capacidad de 0.56 pF en serie con un resistor de 0.2 Ω y una inductancia de 0.21 nH. Por último los puertos 9, 10 y 11 son los terminales positivos de la tensión de polarización.

En la Fig. 4.24 se exponen las curvas de los parámetros S_{11} y S_{21}. Con una tensión de polarización de 0 V se logra una frecuencia central de 4.85 GHz con una IL de 11 dB y un BW de 363 MHz, llegando a 30 V a 6.5 GHz con 8 dB de IL, con 580 MHz de BW.

En la Fig. 4.25 se observa la fotografía del filtro en fase de medición y en el detalle de la izquierda se fotografían con microscopio dos resonadores con sus componentes.

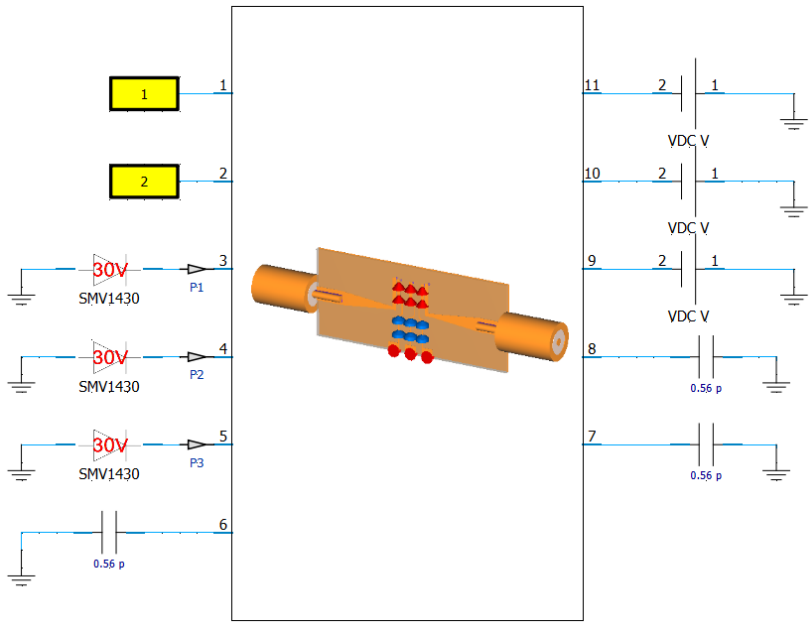

Figura 4.23: Modelo de cosimulación para el BPF Combline de 3 polos.

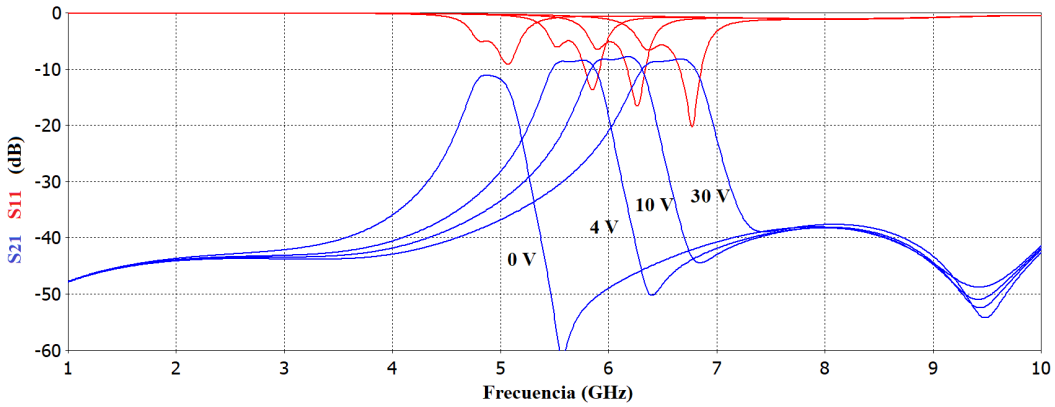

Figura 4.24: Resultados de Simulación EM del BPF, para 0 V, 4 V, 10V y 30 V.

Al momento de la foto macro los componentes recién habían sido ubicados sobre la pasta soldante en cada terminal. Las vías se ven rellenas de la pasta que se aplicó al momento de fabricar el PCB, seguido de un curado a una temperatura controlada por el horno de soldado reflow.

Las mediciones obtenidas a través del VNA fueron más alentadoras que las simulaciones. Refiriéndonos a la Fig. 4.26, se obtuvo un rango de ajuste desde 5 GHz con 14 dB de IL y 446 MHz de BW para 0 V de tensión de polarización, llegando hasta 7.35 GHz con 5.8 dB de IL y 746 MHz de BW para 30 V, indicando un rango de ajuste total de 2.35 GHz.

Se prosigue a aplicar las correcciones al modelo del varactor para tres tensiones de polarizaciones: 0 V, 4 V y 30 V. Como se aprecia en la Fig. 4.27 no es posible alcanzar un ajuste perfecto, pero si lograr coincidir en cierta medida las frecuencias centrales de la transferencia. Como en los últimos tres BPF donde se buscó un ajuste, se prioriza

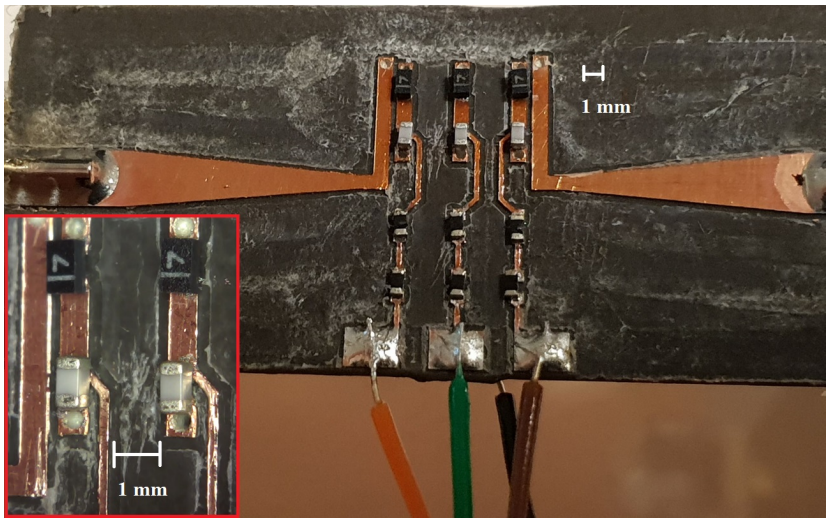

Figura 4.25: Fotografía del filtro fabricado, con detalle de 2 resonadores y sus componentes discretos obtenida a través de microscopio.

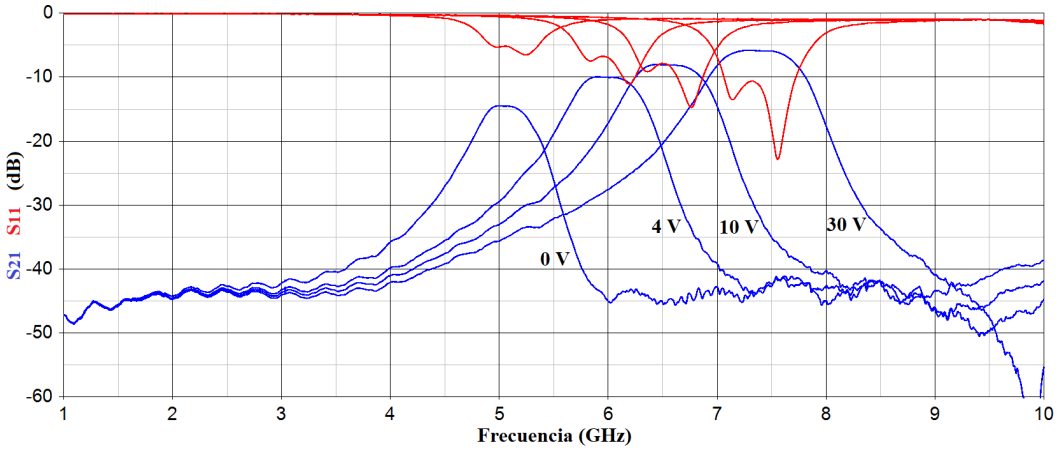

Figura 4.26: Resultados de medición con VNA del filtro Combline de 3 polos para tensiones de polarización de 0 V, 4 V, 10V y 30 V.

la aproximación para bajas tensiones de polarización y la respuesta a la tensión de polarización más elevada resulta la más desigual. La Tab. 4.2 indica las modificaciones de los tres parámetros del modelo no lineal y un parámetro lineal que representa la resistencia serie.

SMV1430	C_{j0} **(pF)**	V_j **(V)**	M	R_S **(Ω)**
HOJA DE DATOS	1.11	0.86	0.5	3.15
AJUSTE	0.9	3	1.2	5

Tabla 4.2: Ajuste de parámetros no lineales y lineales del varactor.

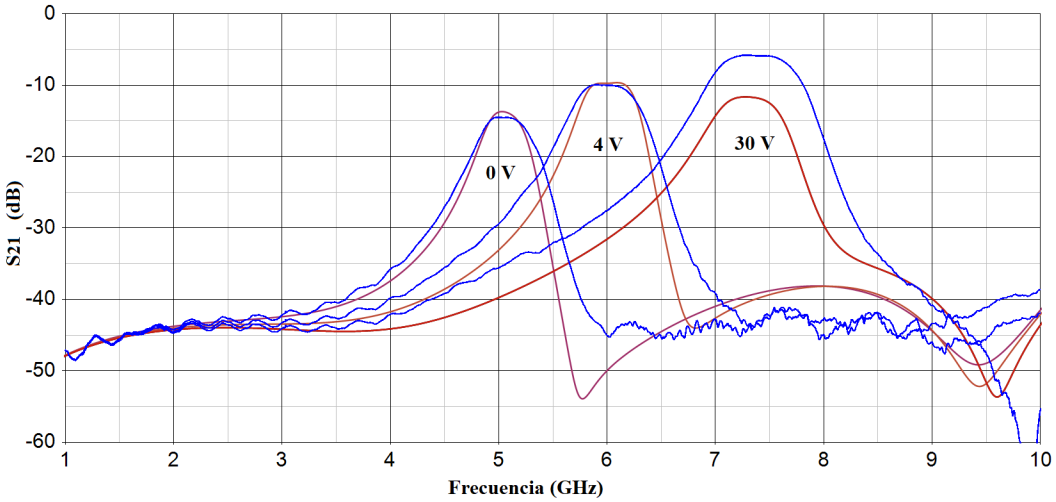

Figura 4.27: Ajuste de transferencias a través de la adecuación de los parámetros no lineales de varactor SMV1430.

4.4. Resumen y Análisis Comparativo

Se diseñó un filtro Combline de 2 polos en Banda C, logrando sortear los obstáculos de incremento de frecuencia utilizando el mismo varactor que para el diseño Pseudocombline de Banda L y cambio de metodología para la obtención de la distancia inter-resonador. Se obtuvo una banda central menos a la deseada, en 5.1 GHz. Se obtuvo mayor rango de sintonía y mayor varación de IL en comparación a la simulación.

Luego se diseñó un filtro Pseudocombline plegado de 1 polo en Banda C, donde se refinó a traves de simulación la longitud del resonador, la longitud y ancho del stub de tierra virtual. Los resultados de la caracterización tuvieron cualidades superiores frente a la simulación.

Por último se diseñó un filtro Combline de 3 polos en Banda C, al igual que para 2 polos se halló la separacíon inter-resonador para cumplir con mínima IL frente al BW seleccionado. Al caracterizar el filtro fabricado se constató un aumento en el BW, mayor variación de la IL con la tension de polarización y se logó alcanzar los 7 GHz.

En los tres diseños se trató de modificar el modelo *Spice* de los varactores para aproximarnos a los resultados de las mediciones. No se logró aproximar la IL en todo el rango de ajuste.

Para concluir, se incluye una tabla comparativa de los tres filtros del capítulo con otros de características similares, que incluyan parte de la banda C, uno presentado en un artículo de revista y un filtro comercial pasivo, con una tensión de ajuste analógica tal como los diseñados. Todos los filtros poseen FBW similar y rango de ajuste de frecuencia central del mismo orden, aunque el filtro comercial [32] se destaca con un 58 %. La IL es similar en todos los filtros, aunque aquel presentado en [33] es el que posee la menor. Al igual que en el capítulo previo, cabe mencionar que el filtro comercial corresponde a un dispositivo integrado con tecnología MMIC con encapsulado LFCSP

Ref.	Tuning Range (GHz)	Fractional Tuning Range (%)	Fractional BW (%)	No. of Varactors	IL (dB)
[33]	3.2 - 4.9	42	8.4	2	5.4
[32]	3.45 - 6.25	58	8.7	NA	7 - 13
Combline 2 Polos	4.3 - 6	33	7.5 - 8.2	2	4.2 - 10.6
Pseudo-Combline 1 Polo	4 - 5.5	32	4.3 - 7.9	1	5.6 - 7.7
Combline 3 Polos	5 - 7.4	39	9.6 - 10.7	3	5.8 - 14.5

Tabla 4.3: Comparación de caractrísticas de los tres filtros del capítulo, con uno comercial y otro de publicación.

de 32 terminales de dimensiones reducidas (5mm x 5mm) y presenta características comparables a los restantes diseños, pero con una mayor selectividad.

Capítulo 5

Conclusiones

En el presente trabajo se exploraron fundamentalmente dos topologías de filtro pasabanda que basan su funcionamiento en acoplamientos de campos eléctricos y magnéticos entre sus microtiras. El Combline y su pariente, el Pseudocombline plegado resultaron estructuras muy propicias para el ajuste de su banda de paso debido a que se afecta directamente su longitud eléctrica con el uso de dispositivos varactores que varían su capacidad proporcionalmente a una tensión de control. En base a estas topologías se diseñaron, simularon, fabricaron y caracterizaron distintas variantes de filtros: en número de polos, en frecuencia central, en ancho de banda, en rango de ajuste; utilizando diferentes materiales, componentes, metodologías de fabricación y herramientas de simulación.

Durante el transcurso del presente trabajo de investigación se presentaron una secuencia de desafíos que, en su mayoría lograron ser alcanzados. Con el fin de elevar la frecuencia central de sintonía de los filtros, se empleó un sustrato dieléctrico más adecuado y con bajas pérdidas, en los componentes y fundamentalmente en la capacidad de adaptarnos a las limitaciones de fabricación, tanto de máquina como humano, para aun así lograr el objetivo de la tesis: el diseño, análisis de tecnologías, estructuras y componentes que permitan implementar filtros en el rango de frecuencias de las microondas por debajo de los 10 GHz, con anchos de banda relativos de pequeños a moderados, para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas, de RADAR y de síntesis de frecuencia.

Sin embargo, el diseño de los filtros resultó una tarea no trivial. La complejidad de los acoplamientos electromagnéticos que operan dentro de los filtros no posee resolución analíticamente cerrada. Esto nos llevó a subdividir el filtro para analizarlo internamente, en sus partes constitutivas. Se pusieron a la práctica secuencias de diseño ya establecidas que resultaron exitosas en su aplicación. Los efectos disipativos fueron nuestros mayores adversarios y nos esforzamos en analizarlos y mitigarlos realizando varios compromisos: reducción en el orden del filtro, aumento del ancho de banda,

empleo de topologías sin vías, entre otros. Aun así los efectos parásitos son inevitables y consecuentemente para lograr mejoras contundentes deben realizarse avances en los materiales, procesos de manufactura y empleo de componentes más específicos.

Las herramientas de simulación resultaron un recurso indispensable que nos permitió validar a priori un diseño con una muy buena capacidad de aproximación a la realidad. Aprendimos que tan importante es contar con un buen modelo y que tan dificultoso es conseguirlo y/o ajustarlo. Nos auto instruimos a utilizarlas de la manera correcta para extraer el mejor provecho, conocimiento que sin dudas es de mucha utilidad para cualquier tipo de diseño electromagnético. No obstante, para lograr acertar en un diseño adecuado fue necesario contar con una base teórica sólida, siendo el ámbito de simulación una herramienta importante de ajuste fino. El entorno de cosimulación nos habilitó a operar de manera cooperativa entre la simulación electromagnética computacionalmente tediosa y la inclusión de componentes discretos, que puede considerarse instantánea respecto de la simulación EM, y que permitió acelerar ventajosamente la obtención de resultados.

Logramos nuestros objetivos, y sentó los fundamentos para diseños más complejos.

5.1. Trabajo a Futuro

Por un lado el diseño de un filtro ágil y versátil requiere principalmente mejores prestaciones y mayor control sobre sus características. Sumar virtudes de ajuste, como el control de la variación del ancho de banda independiente al de frecuencia central es un objetivo indispensable. Una mayor selectividad y menor pérdida por inserción son puntos clave que están íntimamente relacionados con la miniaturización, el Q de los componentes y el material del sustrato. Varactores de GaAs prometen gran aumento del factor de calidad, sumado a procesos litográficos que habiliten un importante incremento en la resolución de fabricación. Materiales con menor tangente de pérdidas que el RT5880 existen, pero las mejoras serían marginales. La solución sería utilizar microtiras suspendidas en un plano de tierra, utilizando como dieléctrico el aire mismo. En ése caso las pérdidas en el dieléctrico serían casi nulas. Otra mejora sería escudar (shield) al filtro para evitar las pérdidas por radiación.

Por otro lado, si bien hay amplias posibilidades de mejorar los diseños utilizando las mismas técnicas y recursos disponibles, los filtros obtenibles inherentemente carecen de la capacidad de presentar mejores características que los componentes que lo integran. Éste es un límite insuperable para los filtros pasivos. Los filtros activos en cambio, como los que emplean el principio de resistencia negativa para compensar sus pérdidas, equilibran los efectos disipativos aportando energía a sus resonadores. No obstante, los efectos no lineales se ponen en manifiesto más fácilmente debido a que utilizan transistores, lo que requiere además mayor complejidad de análisis para el estudio de

los efectos de distorsión.

Apéndice A

DISPOSITIVO DE AJUSTE DE FRECUENCIA

El varactor es un dispositivo semiconductor, formado por una juntura de tipo P-N. Es básicamente un diodo, con la diferencia que en vez de operar en modo conducción y corto, como en el caso de diodos rectificadores, se opera en condición de polarización inversa. Por lo cual el terminal negativo se encuentra físicamente conectado al material P (o donor) denominado ánodo, y el terminal positivo conectado al material N (o aceptor) denominado cátodo. Al operar con tensión inversa circula una corriente de saturación I_s, del orden de los nA. A diferencia de los diodos comunes de pequeña señal como el 1N4148, los varactores tienen un proceso de fabricación mucho más controlado. De ésta manera se minimiza la dispersión de capacidad vs. tensión inversa de polarización entre varactores de la misma serie y nos aseguramos que la disparidad de frecuencias de resonancia de los resonadores sea el mínimo posible.

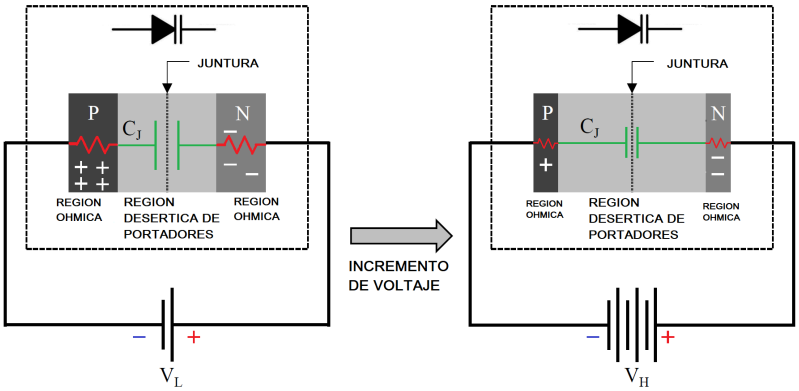

Figura A.1: Representación gráfica del efecto de variación de capacidad de juntura (verde) y de la resistencia óhmica (roja) con la tensión de polarización inversa.

En la Fig. A.1 se esquematiza la estructura interna de un varactor. El contacto entre regiones de dopajes distintos tipos crea una zona libre de portadores, denominada zona desértica y en efecto, un capacitor de placas paralelas. Al variar la tensión en

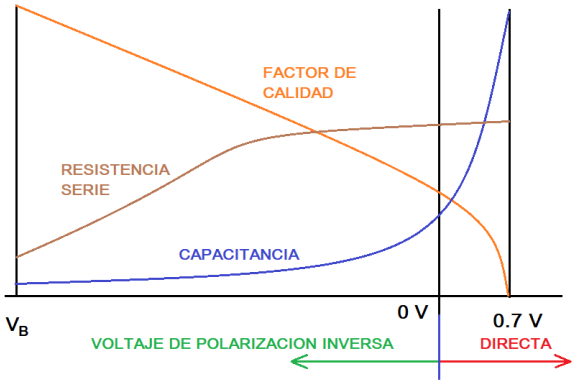

Figura A.2: Variación de la capacitancia, la resistencia óhmica serie y el factor de calidad con el voltaje de polarización inversa.

inversa, se controla la capacidad, y se ensancha a tensiones de inversa mayores. Dicho ensanchamiento trae aparejado dos efectos fundamentales:

- Decrece la capacidad de juntura, por lo cual la frecuencia de resonancia del resonador se incrementa.
- Decrece la resistencia óhmica entre el fin de la zona desértica y el contacto del terminal de ambos lados de la juntura.

Estas variaciones de capacidad y resistencia serie traen aparejada una variación del factor de calidad, que aumenta con voltajes de inversa elevados, dada la siguiente ecuación:

$$Q(V) = \frac{1}{2\pi f_0 R_S(V) C_v(V)} \tag{A.1}$$

Con lo cual, refiriéndonos a la Fig. A.2, a mayor capacidad, mayor resistencia serie y el Q decrece. El Q del varactor además tiene dependencia con la frecuencia, y decrece al aumentar la frecuencia de trabajo, efecto que restringe la utilización de ciertos varactores de microonda a frecuencias de pocos GHz. Existe una aproximación empírica de la dependencia del Q con la f_0. Históricamente el Q se caracterizaba a 50 MHz y hasta el día de hoy se sigue especificando a esa frecuencia. El problema es que el Q de los varactores actuales es tan alto a 50 MHz que posee mucha incertidumbre de medición. Un método aproximado para lograr extrapolar el Q a otra frecuencia utiliza la siguiente relación recíproca [34]:

$$Q(f_x) = \frac{Q(50\text{ MHz})50\text{ MHz}}{f_x}, \tag{A.2}$$

donde f_x es la frecuencia incógnita.

Dependiendo del perfil de dopaje, los varactores pueden ser generalmente abruptos e hiperabruptos. La clasificación se refiere a la densidad de átomos donores en la región

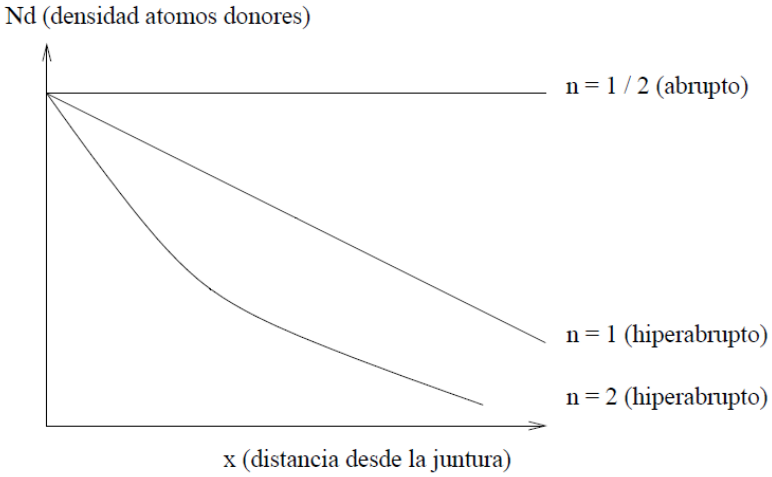

Figura A.3: Diferentes perfiles de dopaje del lado N desde la juntura.

desértica. Esto afecta el rango de capacitancia, ya que la variación del ancho de la zona desértica con la tensión inversa depende de la concentración de átomos de dopaje de ambos lados de la juntura. En la figura se muestra el gradiente de dopaje y el efecto en la variación de la capacidad con la tensión normalizado. La capacidad del varactor responde a la siguiente ecuación [35]:

$$C(V) = \frac{C_0}{(1 + (V/V_0))^n}. \tag{A.3}$$

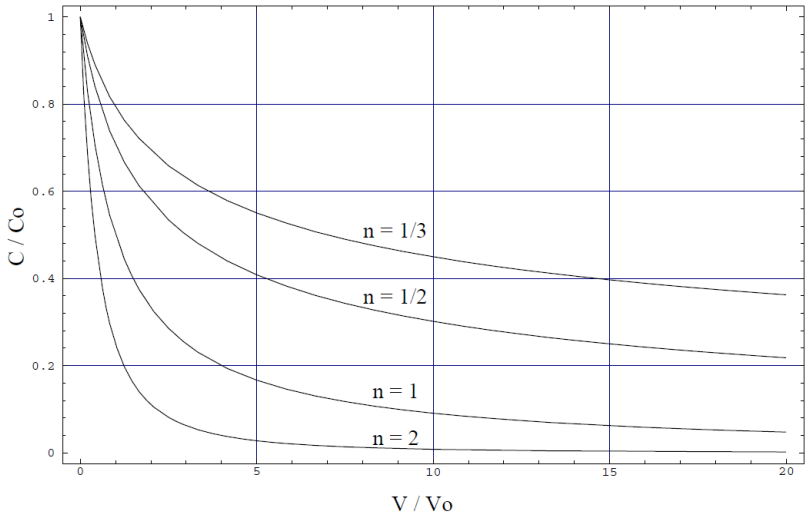

Figura A.4: Capacitancia normalizada en función de la polarización para diferentes perfiles de dopaje.

V_0 es el potencial de juntura cuando no hay tensión aplicada en los terminales, C_0 es la capacidad con tensión de polarización nula y "n" depende del perfil de dopaje,

como se muestra en la Fig. A.3 y Fig. A.4. Los diodos hiperabruptos tienen mayor rango de capacidad a expensas de un factor de calidad menor en comparación a los varactores abruptos. Los parámetros nombrados, y otros más, componen el modelo Spice para la simulación EDA de los varactores que utilizamos a lo largo de la presente tesis. Dichos modelos no lineales son de suma utilidad para validar los diseños previos a la fabricación. Todos los varactores ofrecidos por el fabricante Skyworks cuentan con un modelo de tipo Spice, a diferencia de otros fabricantes de varactores.

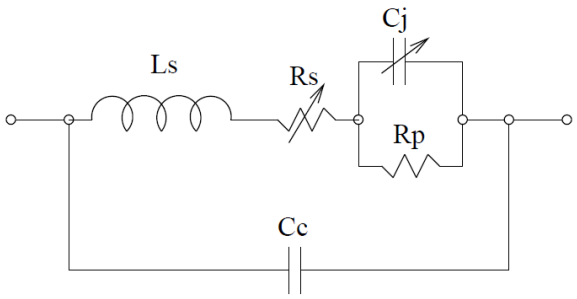

Figura A.5: Modelo circuital de alta frecuencia del varactor

El modelo circuital del varactor a altas frecuencias se muestra en la Fig. A.5. L_s es la inductancia parásita de los terminales, y C_c es la capacitancia parásita del encapsulado. C_j es la capacidad de juntura con una resistencia serie R_s donde ambos varían con la polarización, como ya vimos. Por último, la R_P modela la corriente de saturación en polarización inversa.

Apéndice B

ANALISIS DE VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS FUNCIONALES DE LOS VARACTORES EN FRECUENCIA

Los modelos Spice de los componentes discretos son de suma utilidad para obtener el comportamiento del dispositivo en régimen de pequeña señal. En el caso de un varactor, el modelo es no lineal ya que incluye fuentes de corriente controladas y no puede ser imitado con un simple modelo RLC de primer orden en todo su rango de ajuste. Buscando analizar más en detalle el rendimiento de los varactores utilizados, nos propusimos extraer a través de simulaciones en un *software* EDA la variación de los parámetros relevantes para un varactor en función de la frecuencia, que caracterizan el comportamiento del filtro en donde se los utilice.

Con ese objetivo se procede a extraer los parámetros fundamentales del varactor, como la capacidad C, el factor de Calidad Q y la resistencia equivalente R_s. Sus comportamientos son dependientes de dos variables independientes: la frecuencia f y la tensión de polarización del diodo varactor V_s. Para lograr extraer dichos parámetros se utiliza un puerto de prueba de tipo scattering, donde el circuito de polarización del varactor no influye en las mediciones dado a que se utilizan componentes ideales y sin parásitos. Luego, se procesa los puntos complejos del S_{11} para obtener los valores de impedancia Z_{11}. Luego los parámetros deseados se extraen punto a punto en frecuencia a partir de las siguientes ecuaciones:

$$C(f) = \frac{-1}{Im(Z_{11})2\pi f}. \tag{B.1}$$

$$Q(f) = \frac{-Im(Z_{11})}{Re(Z_{11})}. \tag{B.2}$$

$$R_s(f) = Re(Z_{11}). \tag{B.3}$$

Siguiendo el orden de aparición a lo largo de la tesis, se inicia el análisis para el varactor SMV2019.

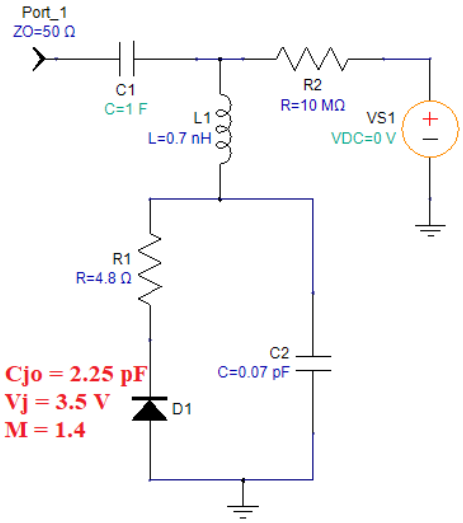

Figura B.1: Circuito para la extracción de S_{11} en función de la frecuencia y luego por procesamiento C, Q y R_s del varactor SMV2019.

En la Fig. B.1 se observa el modelo para la extracción de C, Q, y R_s a partir del parámetro S_{11}. El valor del capacitor de desacople de continua se escoge en 1 F, valor que carece de sentido en la práctica, pero en el ámbito se simulación se comporta como un capacitor de desacople ideal para muy bajas frecuencias. Con el mismo razonamiento se escoge una resistencia de polarización de 10 MΩen serie con la fuente de tensión.

El factor de calidad Q que se muestra en la Fig. B.2 es el Q descargado del varactor. Las curvas cumplen ciertos criterios en sus extremos. Para frecuencia nula, el Q es nulo, llega un máximo y luego decrece hasta llegar a cero a la SRF (frecuencia de autoresonancia) del componente. La SRF indica un punto de inflexión en el comportamiento del varactor, de comportarse como un capacitor pasa a actuar como un inductor.

La capacidad equivalente también tiene fuerte dependencia de la frecuencia. Refiriéndonos a la Fig. B.3, para frecuencias alejadas de la SRF, la capacidad es constante y desde luego varía con la polarización. Las rectas verticales se ubican justo en la SRF de cada polarización.

Observando las curvas tanto para el Q como para el C, se contempla que el presente varactor carece de utilidad para frecuencias mayores a 1 GHz para una polarización de 0 V y 11 GHz para 22 V, si imponemos una cota infierior de $Q = 10$. Si deseamos un

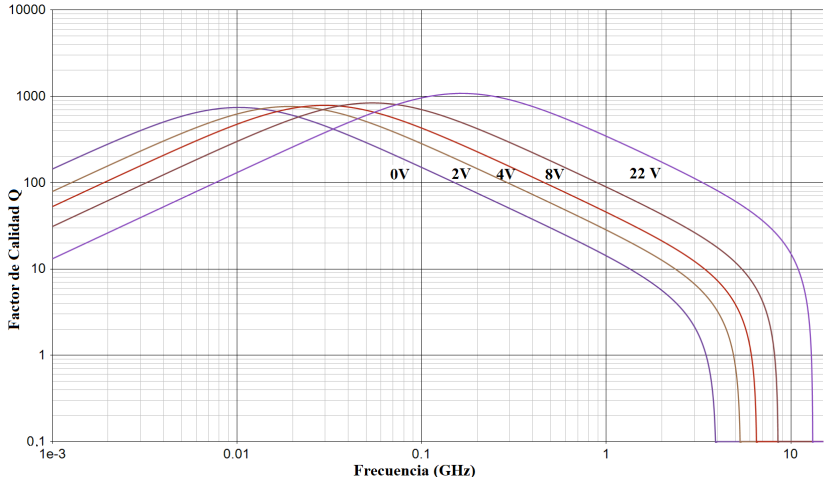

Figura B.2: Factor de Calidad del varactor SMV2019 en función de la frecuencia para cinco tensiones de polarización

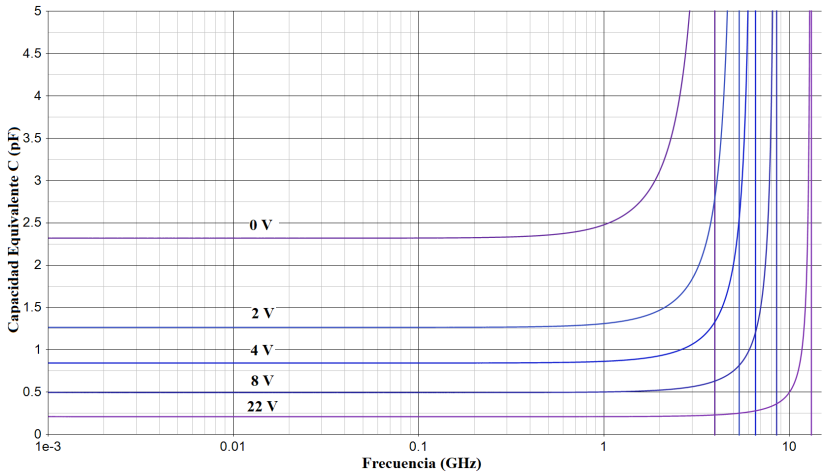

Figura B.3: Capacidad equivalente del varactor SMV2019 en función de la frecuencia para cinco tensiones de polarización

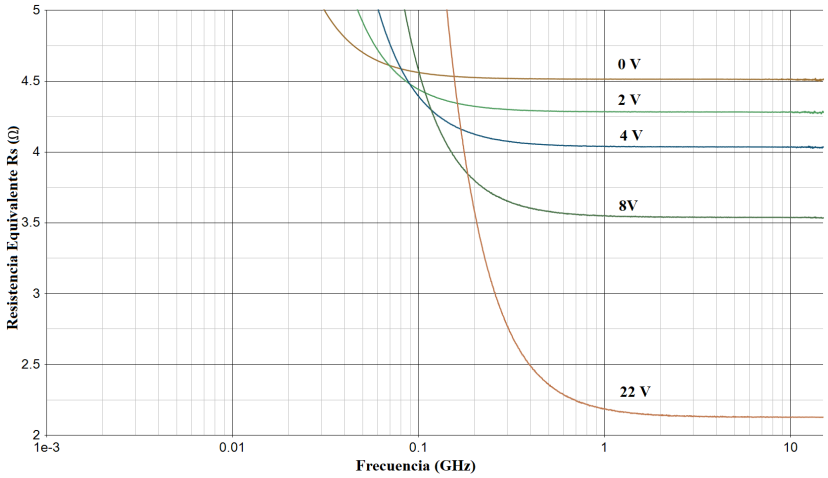

Figura B.4: Resistencia equivalente del varactor SMV2019 en función de la frecuencia para cinco tensiones de polarización

factor de calidad mínimo de 100, el varactor es inservible por encima de 200 MHz para 0 V y 3 GHz para 22 V.

La resistencia equivalente visible en la Fig. B.4 es constante por encima de 1 GHz para todas las polarizaciónes. Se observa cómo al aumentar la polarización decrece la resistencia, permitiendo un incremento del Q.

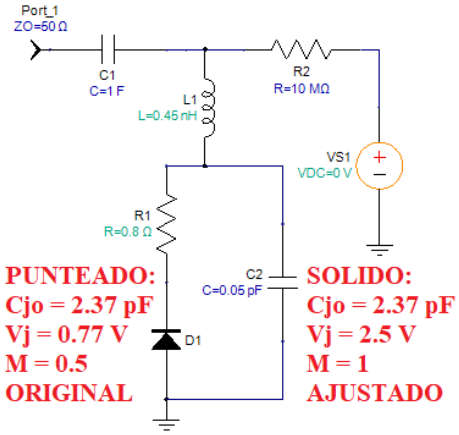

Figura B.5: Circuito para la extracción de S_{11} en función de la frecuencia y luego por procesamiento C, Q y R_s para el varactor SMV1405. Se especifica en rojo los parámetros Spice que se utilizan en las siguientes figuras para trazos punteados o sólidos.

Se procede de la misma manera que para el SMV2019 para obtener las curvas para el varactor SMV1405. En la Fig. B.5 se muestra el circuito para la extracción de parámetros C, Q, y R_s a partir del parámetro S_{11}, donde se especifican los parámetros no lineales del varactor que se utilizarán para graficas a continuación. En línea punteada se muestran los parámetros *Spice* provistos en la hoja del datos del fabricante, y en línea sólida los parámetros ajustados del Capítulo 4 para el Combline de 2 polos en Banda C.

El factor de calidad Q descargado se grafica en la Fig. B.6, donde a primera vista se advierte una mejora, tanto en los máximos como en el rango de frecuencias. El varactor abrupto SMV1405 presenta un Q mínimo de 100 hasta 0.8 GHz para 0 V a 5 GHz para 30 V. Al utilizar el modelo ajustado, el rango del factor de calidad se aumenta para tensiones de polarización elevadas.

En la Fig. B.7 se aprecia la variación de la capacidad equivalente al modificar el modelo Spice del varactor, extendiendo las SRF y disminuyendo la capacidad para tensiones de polarización elevadas.

Tal como en las previas gráficas, la resistencia equivalente de la Fig. B.7 sufre un decremento pronunciado, lo que justifica el incremento del Q para elevadas frecuencias y para elevadas polarizaciones. Recordemos que debido a que únicamente se modificaron el potencial de juntura V_j y el coeficiente de gradiente M, los efectos se observan cuando se aplica una tensión de polarización, ya que la capacidad de juntura a potencial nulo C_{j0} se mantuvo constante.

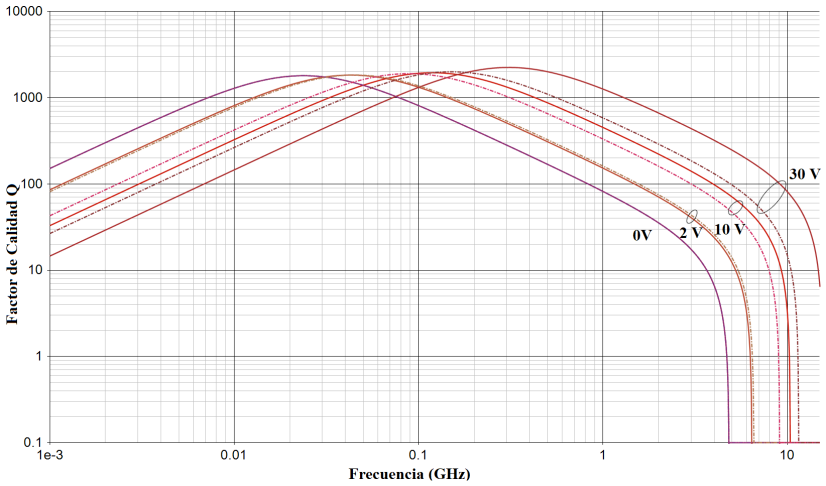

Figura B.6: Factor de Calidad del varactor SMV1405 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización

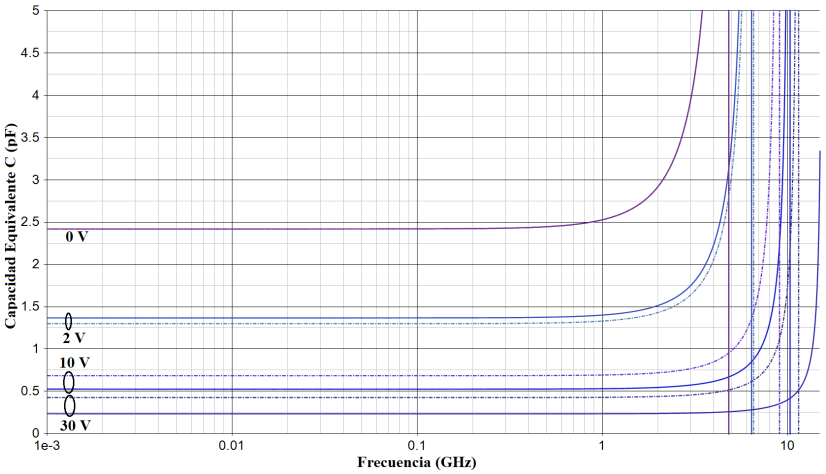

Figura B.7: Capacidad equivalente del varactor SMV1405 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización

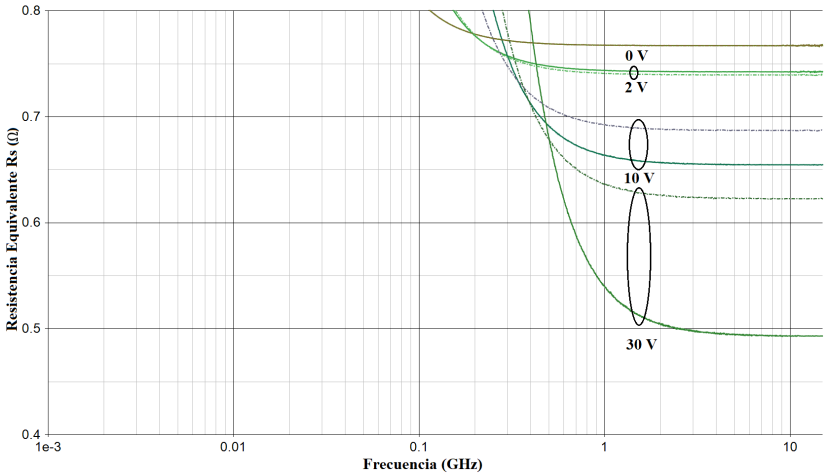

Figura B.8: Resistencia equivalente del varactor SMV1405 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización

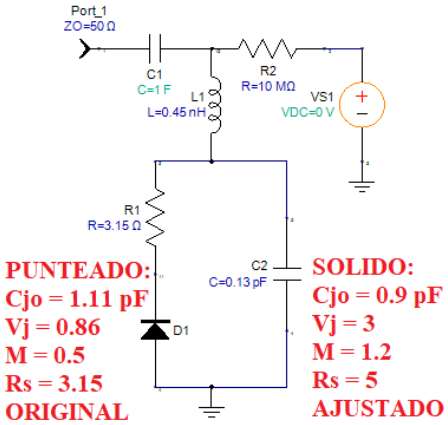

Figura B.9: Circuito para la extracción de S_{11} en función de la frecuencia y luego por procesamiento C, Q y R_s para el varactor SMV1430. Se especifica en rojo los parámetros Spice que se utilizan en las siguientes figuras para trazos punteados o sólidos.

Por último, se obtienen las curvas para el varactor SMV1430. En la Fig. B.9 se muestra el circuito para la extracción de parámetros C, Q, y R_s a partir del parámetro S_{11}, donde se especifican los parámetros no lineales del varactor que se utilizarán para graficas a continuación. En línea punteada se muestran los parámetros *Spice* provistos en la hoja del datos del fabricante, y en línea sólida los parámetros ajustados del Capítulo 4 para el Combline de 3 polos en Banda C.

El factor de calidad Q descargado se grafica en la Fig. B.10 y se advierte una variación progresiva del máximo Q con la polarización. El varactor SMV1430 es de la misma familia del SMV1405 pero con aproximadamente la mitad de capacidad en todo el rango de ajuste. Presenta un Q mínimo de 100 hasta 0.4 GHz para 0 V a 4.4 GHz para 30 V, lo que representa menor rango de frecuencia que para el SMV1405. Al utilizar el modelo ajustado, el rango de frecuencias se extiende para un Q mínimo de 100 hasta 0.5 GHz para 0 V a 10.4 GHz para 30 V.

En la Fig. B.11 se aprecia la variación de la capacidad equivalente al modificar el modelo Spice del varactor, extendiendo las SRF para todas las polarizaciones y disminuyendo la capacidad en todos los casos.

La resistencia equivalente de la Fig. B.12 sufre un efecto doble, donde la resistencia aumenta para el tramo de 0 V a 10 V aproximadamente, luego de 10 V a 30 V disminuye.

En el caso del ajuste del SMV1430 se modifica la respuesta de polarización nula, debido a que se modifica el valor C_{j0}, el valor de capacidad a potencial nulo.

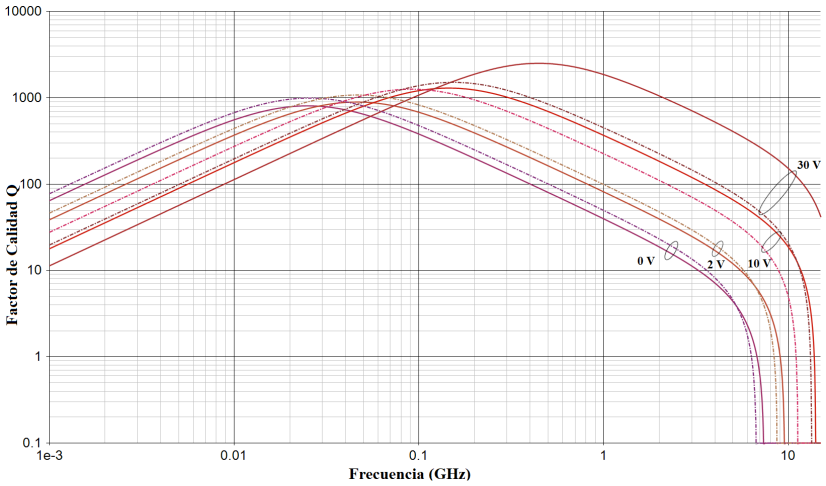

Figura B.10: Factor de Calidad del varactor SMV1430 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización

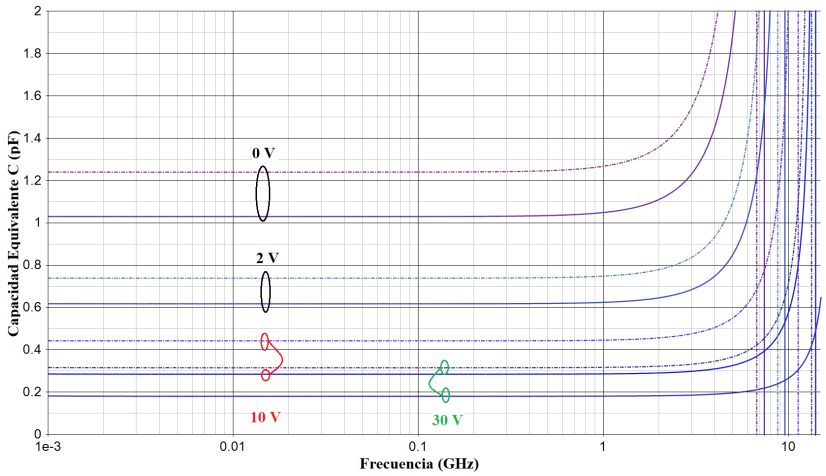

Figura B.11: Capacidad equivalente del varactor SMV1430 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización

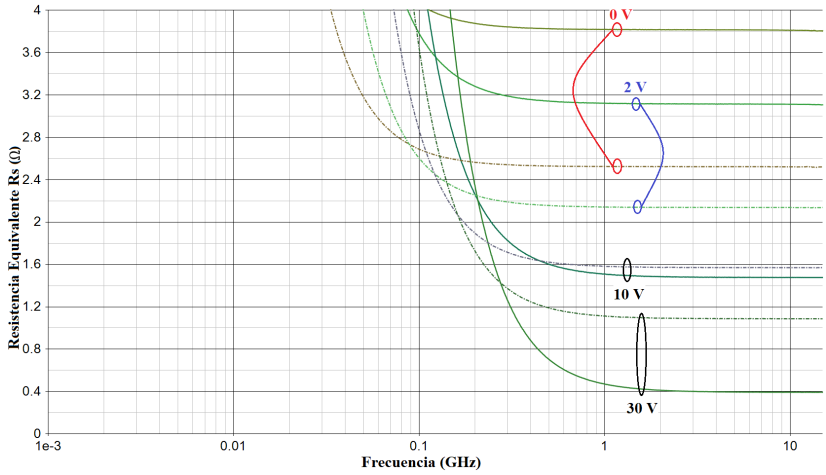

Figura B.12: Resistencia equivalente del varactor SMV1430 en función de la frecuencia para cuatro tensiones de polarización

Bibliografía

[1] Tuttlebee, W. Software Defined Radio: Origins, Drivers and International Perspectives. John Wiley & Sons Ltd., 2002. 1

[2] Pollin, S., Timmers, M., Van der Perre, L. Software Defined Radios: From Smart(er) to Cognitive. Springer Netherland, 2011. 1

[3] Fette, B. Cognitive Radio Technology. Academic Press, Elsevier, 2009. 1

[4] Sadhu, B., Harjani, R. Cognitive Radio Receiver Front-Ends: RF/Analog Circuit Techniques. Springer, 2014. 1

[5] Cameron, R., Kudsia, C., Mansour, R. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications. John Wiley & Sons Inc., 2009. 1

[6] Bowick, C. RF Circuit Design. Newnes, Elsevier, 2008. 2, 7

[7] Pramanick, P., Bhartia, P. Modern RF and Microwave Filter Design. Artech House Inc., 2016. 2

[8] Pozar, D. Microwave Engineering. John Wiley & Sons Inc., 2012. 3, 6, 13

[9] Hussaini, R., A. S. Abd-Alhameed, Rodriguez, J. Tunable r.f. filters: Survey and beyond. *18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, págs. 512–515, 2011. 3

[10] Hong, J. S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons Inc., 2011. 8, 13, 15, 20, 22

[11] Dishal, M. Alignment and adjustment of synchronously tuned multiple-resonant-circuit filters. *Proc. IRE*, **39** (11), 1448–1455, 1951. 17

[12] Matthaei, G. L., Young, L., Jones, E. M. T. Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures. Artech House Inc., 1980. 18, 22

[13] Matthaei, G. L. Comb-line band-pass filters of narrow or moderate bandwidth. *The Microwave Journal*, **6**, 82–91, 1963. 21

[14] Levy, R., Rhodes, J. D. A comb-line elliptic filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **19** (1), 26–29, 1971. 22

[15] Caspi, S., Adelman, J. Design of combline and interdigital filters with tapped-line input. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, **36** (4), 759–763, 1988. 22

[16] Milligan, T. A. Dimensions of microstrip coupled lines and interdigital structures (short papers). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **25** (5), 405–410, 1977. 22

[17] Zhu, Y., Zhang, X., Fang, G. A design method for microstrip pseudocombline filter. En: 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, tomo 1, págs. 304–307. 2008. 22

[18] Roddick, C. J., Rossini, L. A. B. Tunable microstrip combline l-band filter design, fabrication and characterization. En: 2020 IEEE Congreso Bienal de Argentina (ARGENCON), Resistencia, Argentina, págs. 1–5. IEEE, 2020. 25, 91

[19] Davidson, D. B. Computational electromagnetics for RF and microwave engineering. Cambridge University Press, 2011. 31

[20] Skyworks Solutions, Inc. SMV2019 to SMV2023 Series: Hyperabrupt Junction Tuning Varactors, 2020. URL https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/201-300/SMV2019_to_SMV2023_Series_200074S.pdf. 35

[21] Quarles, T., Newton, A., Pederson, D., Sangiovanni-Vincentelli, A. Spice 3 version 3f5 user's manual, 1994. 36

[22] Sangam, R. S., Kshetrimayum, R. S. Linear tapers: analysis, design and applications. En: 2018 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), págs. 1–4. IEEE, 2018. 39

[23] Skyworks Solutions, Inc. SMV1405 to SMV1430 Series: Plastic-Packaged Abrupt Junction Tuning Varactors, 2020. URL https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405_1430_Series_200068W.pdf. 39, 65

[24] Silvester, P., Benedek, P. Microstrip discontinuity capacitances for right-angle bends, t junctions, and crossings. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **21** (5), 341–346, 1973. 39

[25] Steer, M. B., Edwards, T. C. Foundations for Microstrip Circuit Design. John Wiley & Sons Ltd, 2016. 39

[26] Chen, C.-F., Wang, G.-Y., Li, J.-J. Microstrip switchable and fully tunable bandpass filter with continuous frequency tuning range. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **28** (6), 500–502, 2018. 46, 47

[27] Analog Devices, Inc. 1.0 GHz to 1.9 GHz Tunable Band-Pass Filter, 2018. URL https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/HMC890ALP5E.pdf. 46, 47

[28] Rogers Corporation. RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates, 2017. URL https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-5870---5880-data-sheet.pdf. 50

[29] Roddick, C. J., Rossini, L. A. B. C-band tunable microstrip filter. En: 2021 XIX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC), San Juan, Argentina. 2021. 51, 91

[30] Skyworks Solutions, Inc. Varactor SPICE Models for RF VCO Applications, 2015. URL https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/1-100/Varactor_SPICE_Model_AN_200315C.pdf. 57

[31] Kyocera - AVX. Ultra Low ESR "U" Series, C0G (NP0) Capacitors. URL https://datasheets.kyocera-avx.com/U-Series.pdf. 65

[32] Analog Devices, Inc. 3.45 GHz to 6.25 GHz Tunable Band-Pass Filter, 2018. URL https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/HMC892ALP5E.pdf. 69, 70

[33] Hunter, I., Rhodes, J. Electronically tunable microwave bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **30** (9), 1354–1360, 1982. 69, 70

[34] Cory, R. The nuts and bolts of tuning varactors. Skyworks Solutions, Inc, 2009. 76

[35] Hollos, S., Hollos, R. Using Varactors. Extrom Laboratories LLC, 2001. 77

Publicaciones asociadas

1. C. J. Roddick and L. A. Bulus Rossini, "Tunable Microstrip Combline L-Band Filter", **IEEE ARGENCON 2020, Resistencia, Argentina**, December 1-4, 2020 [18].

2. C. J. Roddick, L. A. Bulus Rossini and P. A. Costanzo Caso "C-Band Tunable Microstrip Filter", **2021 XIX Workshop on Information Processing and Control (RPIC), San Juan, Argentina**, November 3-5, 2021[29].

Agradecimientos

Agradezco a todos lo que me ayudaron de alguna u otra forma con la tesis, a Ola, a Peri, a Natka, a Maksiu.

A mi director de tesis, Dr. Laureano Bulus por estar siempre presente inviertiendo su tiempo en cooperación incondicional en el presente trabajo.