

**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE FILTROS DE MICROONDAS
RECONFIGURABLES EN FRECUENCIA CENTRAL Y ANCHO DE BANDA**

**ANA CAROLINA MARTINEZ CUASPUD
EDUARDO NARVAEZ FUERTES**

**UNIVERSIDAD DE NARIÑO
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SAN JUAN DE PASTO
2014**

**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE FILTROS DE MICROONDAS
RECONFIGURABLES EN FRECUENCIA CENTRAL Y ANCHO DE BANDA**

**ANA CAROLINA MARTÍNEZ CUASPUD
EDUARDO NARVÁEZ FUERTES**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**Director
ING. M.SC. CARLOS ANDRES VITERI MERA**

**UNIVERSIDAD DE NARIÑO
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SAN JUAN DE PASTO
2014**

NOTA DE RESPONSABILIDAD

“La Universidad de Nariño no se hace responsable por las opiniones o resultados obtenidos en el presente trabajo y para su publicación priman las normas sobre el derecho de autor”.

Acuerdo 1. Artículo 324. Octubre 11 de 1966. Emanado del honorable Consejo Directivo de la Universidad de Nariño.

NOTA DE ACEPTACION

Presidente de tesis

Jurado 1

Jurado 2

San Juan de Pasto, Marzo de 2014

AGRADECIMIENTOS

Un agradecimiento especial:

Al director del proyecto ING. M.SC. CARLOS ANDRES VITERI MERA.

Por su constante apoyo y colaboración durante el desarrollo de este trabajo de investigación.

CONTENIDO

Pág.

| | |
|--|----|
| INTRODUCCION..... | 16 |
| JUSTIFICACION..... | 18 |
| OBJETIVOS | 19 |
| 1. TEORIA DE FILTROS PARA MICROONDAS..... | 20 |
| 1.1 CARACTERISTICAS GENERALES DE LOS FILTROS | 20 |
| 1.2 CLASIFICACION DE FILTROS..... | 24 |
| 1.2.1 SEGÚN SU TECNOLOGÍA IMPLEMENTADA..... | 24 |
| 1.2.2 SEGÚN SU RESPUESTA EN FRECUENCIA..... | 24 |
| 1.3 ANALISIS DE CIRCUITOS DE MICROONDAS | 25 |
| 1.3.1 VARIABLES DE RED | 25 |
| 1.3.2 PARAMETROS DE DISPERSION..... | 26 |
| 1.4 METODOS DE DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS | 28 |
| 1.4.1 MÉTODO POR PARÁMETROS DE IMAGEN | 28 |
| 1.4.2 METODO POR PERDIDAS DE INSERCIÓN | 29 |
| 1.5 TECNOLOGIAS DE RADIOFRECUENCIA | 31 |
| 1.5.1 LINEAS DE TRANSMISION PLANARES | 31 |
| 1.5.2 GUIA DE ONDA (RECTANGULAR) | 33 |
| 1.5.3 TECNOLOGIA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE)..... | 34 |
| 1.6 TECNOLOGIA MICROSTRIP (MICROCINTA)..... | 35 |
| 1.6.1 TOPOLOGIAS DE IMPLEMENTACION DE FILTROS EN MICROSTRIP... | 38 |
| 1.7 FILTROS RECONFIGURABLES..... | 45 |
| 1.7.1 FILTROS CON SINTONIA DISCRETA..... | 46 |
| 1.7.2 FILTROS CON SINTONIA CONTINUA | 53 |
| 2. DISEÑO DE PROTOTIPOS | 57 |
| 2.1 FILTRO RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA CENTRAL | 62 |
| 2.1.1 FILTRO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS | 62 |
| 2.1.2 FILTRO DBR | 74 |
| 2.2 DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS RECONFIGURABLES EN ANCHO DE BANDA | 84 |
| 2.2.1 FILTRO DBR | 84 |
| 2.3 DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS RECONFIGURABLES EN FRECUENCIA CENTRAL Y ANCHO DE BANDA | 92 |
| 2.3.1 FILTRO DBR | 92 |

| | |
|------------------------------------|-----|
| 3. IMPLEMENTACION DE FILTROS | 103 |
| CONCLUSIONES | 107 |
| RECOMENDACIONES..... | 108 |
| BIBLIOGRAFIA..... | 110 |
| ANEXOS | 116 |

LISTA DE FIGURAS

| | Pág. |
|---|------|
| Figura 1. Características de un filtro pasa banda | 21 |
| Figura 2. Comportamiento de un filtro Butterworth | 23 |
| Figura 3. Respuesta en frecuencia de filtros..... | 24 |
| Figura 4. Red de dos puertos..... | 25 |
| Figura 5. Proceso de diseño de un filtro por el método de pérdidas de inserción | 29 |
| Figura 6. Respuestas de un prototipo pasa bajo de orden 3 (N=3). | 30 |
| Figura 7. Líneas de transmisión planares | 31 |
| Figura 8. Línea de transmisión Slotline..... | 32 |
| Figura 9. Geometría de una línea stripline..... | 33 |
| Figura 10. Guía de onda rectangular. | 34 |
| Figura 11. Estructura de una SIW..... | 35 |
| Figura 12. Microcinta. a) Vista Frontal. (b) Vista Lateral. | 36 |
| Figura 13. Líneas de campo eléctrico y magnético en una línea de transmisión. ... | 37 |
| Figura 14. Línea de transmisión acoplada. (a) Vista Lateral. (b) Vista superior..... | 38 |
| Figura 15. (a) Línea de transmisión de $\lambda/4$. (b) Circuito equivalente..... | 39 |
| Figura 16. (a) Línea de transmisión de $\lambda/2$. (b) Circuito LC equivalente. | 40 |
| Figura 17. (a) Línea de $\lambda/4$ Equivalente a un transformador. ... | 40 |
| Figura 18. (a) Conjunto de placas. (b) Modelo equivalente. | 40 |
| Figura 19. Circuito equivalente de líneas acopladas. | 41 |
| Figura 20. Circuito equivalente de líneas acopladas..... | 41 |
| Figura 21. Configuración de líneas acopladas..... | 43 |
| Figura 22. Implementación de una microcinta..... | 44 |
| Figura 23. Perfiles de las diodos pin..... | 47 |
| Figura 24. Respuesta voltaje de perforación | 48 |
| Figura 25. Esquema (a) Físico del diodo pin, (b) circuito equivalente del diodo. T | 49 |
| Figura 26. Polarización directa diodo pin, circuito equivalente. Tomado de [20] ... | 50 |
| Figura 27. Polarización inversa diodo pin, circuito equivalente. Tomado de [20]... | 50 |
| Figura 28. Esquema de un interruptor MEM (a) Estado OFF, (b) Estado ON..... | 52 |
| Figura 29. Polarización inversa aplicada al diodo varactor. | 53 |
| Figura 30. Esquema de un varactor MEM de placas paralelas..... | 55 |
| Figura 31. Características filtro Chebyshev 0.5dB de Ripple..... | 60 |
| Figura 32. Filtro de líneas Acopladas..... | 62 |
| Figura 33. Líneas Acopladas | 63 |
| Figura 34. Diagrama eléctrico de líneas acopladas, circuito equivalente..... | 65 |
| Figura 35. Gráfico de valores Z_{oe} vs. Z_{oo} para la alúmina. | 68 |
| Figura 36. Esquema del filtro de líneas acopladas | 70 |
| Figura 37. Filtro de líneas acopladas, estado Off diodos PIN apagados | 70 |
| Figura 38. Filtro de líneas acopladas, estado ON diodos PIN en polarización directa | 71 |
| Figura 39. Filtro de líneas acopladas visto desde el simulador electromagnético . | 72 |
| Figura 40. Parámetros S_{11} y S_{21} del filtro de líneas acopladas reconfigurable en frecuencia central..... | 73 |

| | |
|--|-----|
| Figura 41. Esquema filtro DBR reconfigurable en frecuencia central..... | 78 |
| Figura 42. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central en Estado 1, Diodos PIN no conductivos..... | 79 |
| Figura 43. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central en Estado 2. Diodos PIN conductivos..... | 79 |
| Figura 44. Diseño de filtro visto desde el simulador electromagnético..... | 81 |
| Figura 45. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$, filtro DBR reconfigurable en frecuencia central Estado 1 y Estado 2..... | 82 |
| Figura 46. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$, filtro DBR reconfigurable en frecuencia central Estado 1..... | 82 |
| Figura 47. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$, filtro DBR reconfigurable en frecuencia central Estado 2..... | 83 |
| Figura 48. Esquema del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda..... | 86 |
| Figura 49. Filtro DBR reconfigurable en ancho de banda, Estado 1..... | 87 |
| Figura 50. Filtro DBR reconfigurable en ancho de banda, Estado 2..... | 88 |
| Figura 51. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda. Estado 1 y Estado 2..... | 89 |
| Figura 52. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda. Estado 1..... | 90 |
| Figura 53. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda. Estado 2..... | 91 |
| Figura 54. Esquema filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda..... | 95 |
| Figura 55. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda. Estado 1..... | 96 |
| Figura 56. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda. Estado 2..... | 96 |
| Figura 57. Filtro DBR reconfigurable frecuencia central y ancho de banda en Estado 3..... | 97 |
| Figura 58. Filtro DBR reconfigurable frecuencia central y ancho de banda en Estado 4..... | 97 |
| Figura 59. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para los Estados 1, 2, 3 y 4..... | 99 |
| Figura 60. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 1..... | 100 |
| Figura 61. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 2..... | 100 |
| Figura 62. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 3..... | 101 |
| Figura 63. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 4..... | 102 |
| Figura 64. Imagen del filtro de líneas acopladas reconfigurable en frecuencia central construido..... | 104 |
| Figura 65. Imagen del filtro DBR reconfigurable en frecuencia central construido..... | 105 |

| | |
|--|-----|
| Figura 66. Imagen del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda construido. | 105 |
| Figura 67. Imagen del filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda construido..... | 106 |

LISTA DE TABLAS

| | Pág. |
|--|------|
| Tabla 1. Clasificación de filtros de acuerdo a su pendiente. | 23 |
| Tabla 2. Pendiente de Atenuación | 61 |
| Tabla 3. Valores para el diseño de filtros pasa bajo Chebyshev con 0.5 db de Ripple..... | 63 |
| Tabla 4. Valores de impedancias Z_{00} y Z_{0e} | 64 |
| Tabla 5. Dimensiones de arreglos de líneas acopladas para el diseño de filtro pasa banda | 69 |
| Tabla 6. Valores corregidos para el diseño de filtro pasa banda con líneas acopladas..... | 72 |
| Tabla 7. Valores de longitud de resonadores para filtro DBR reconfigurable en frecuencia | 75 |
| Tabla 8. Valores de impedancia y ancho de resonadores | 76 |
| Tabla 9. Impedancia y ancho de inversores de admitancia | 78 |
| Tabla 10. Longitud y ancho de resonadores corregidas de filtro DBR reconfigurable en frecuencia central | 80 |
| Tabla 11. Dimensiones corregidas para inversores de admitancia..... | 81 |
| Tabla 12. Longitud de resonadores del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda..... | 85 |
| Tabla 13. Valores de impedancia y ancho de resonadores del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda..... | 85 |
| Tabla 14. Impedancia y ancho de inversores de admitancia para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda..... | 86 |
| Tabla 15. Longitud y ancho de resonadores corregidas para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda..... | 88 |
| Tabla 16. Dimensiones para inversores de admitancia corregidas para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda | 89 |
| Tabla 17. Longitud de resonadores para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda..... | 93 |
| Tabla 18. Impedancia y ancho de resonadores para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda | 93 |
| Tabla 19. Impedancia y ancho de inversores de admitancia para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda..... | 94 |
| Tabla 20. Longitud y ancho de resonadores corregidos para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda..... | 98 |
| Tabla 21. Longitud y ancho de inversores de admitancia corregidos para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda | 99 |

LISTA DE ANEXOS

| | Pág. |
|--|-------------|
| ANEXO A. Especificaciones Técnicas Substrato Rogers RO3003 | 116 |
| ANEXO B. Especificaciones Técnicas Diodo PIN BAP65-02 | 120 |

GLOSARIO

dB: Decibel, unidad relativa de medida, frecuentemente utilizada en la electrónica de comunicaciones para describir la ganancia o atenuación de potencia.

dBm: Unidad de medida, utilizada, principalmente en telecomunicación para expresar la potencia absoluta mediante una relación logarítmica.

DBR: (Dual Behavior Resonator), resonador de comportamiento dual.

MEMS: (Microelectromechanical Systems) Sistemas Microelectromecánicos cuyas dimensiones se encuentran en el orden de los micrómetros.

RF: Radiofrecuencia, porción del espectro electromagnético situada entre los 3 KHz y 300 GHz.

SIW: (Substrate Integrated Waveguide) Guía de substrato integrado,

TE: Transversal Eléctrico: no existe ninguna componente del campo eléctrico en la dirección de propagación Z.

TM: Transversales Magnético: no existe ninguna componente del campo magnético en la dirección de propagación Z.

UNII: (Unlicensed National Information Infrastructure) bandas que permiten el uso sin licencia de otras porciones del espectro de 5 GHz.

WIMAX: (Worldwide Interoperability for Microwave Access) Interoperabilidad mundial para acceso por microondas, estándar de transmisión de datos que utiliza las ondas de radio en las frecuencias de 2.3 a 3.5 GHz, puede tener una cobertura de hasta 50 Km.

WLAN: (Wireless Local Area Network) Red Inalámbrica de Area Local, comúnmente puede cubrir distancias de 10 a 100 metros.

RESUMEN

En este trabajo de investigación se da a conocer el diseño e implementación de filtros de microondas reconfigurables en frecuencia central y ancho de banda

Se presentan cuatro prototipos de filtros pasa banda reconfigurables mediante sintonía discreta haciendo uso de diodos PIN, diseñados con tecnologías de líneas de transmisión acopladas y DBR.

Inicialmente se exponen las bases teóricas para la realización de esta clase de filtros. Posteriormente se efectúa la búsqueda de soluciones para el diseño de filtros pasa banda en tecnologías planares. Por último se implementan los prototipos diseñados realizando su correspondiente descripción.

ABSTRACT

In this research is disclosed the design and implementation of reconfigurable microwave filter with center frequency and bandwidth control.

Presents four prototype reconfigurable band pass filters with discrete tuning using PIN diodes, designed with coupled transmission lines, and DBR.

Initially the theoretical basis for the realization of this kind of filters are shown. Subsequently finding solutions to design bandpass filters is performed in planar technologies. Finally prototypes designed performing their descriptions are implemented.

INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas la tecnología electrónica se ha desarrollado de manera exponencial, teniendo avances en todas las áreas. En el caso de las telecomunicaciones, el uso de microondas ha permitido la transmisión de datos cada vez con mayor velocidad. Paralelamente los requerimientos se han hecho más exigentes, los usuarios demandan contenidos más abundantes y de mayor calidad, razón por la cual, existe una tendencia a aumentar el tamaño de los paquetes de datos y al mismo tiempo de las velocidades de conexión. En telefonía móvil, la máxima velocidad de transmisión de datos en la segunda generación 2G era de 345.6 Kbps, la tercera generación 3G acepta velocidades hasta de 2 Mbps [1], y la cuarta generación 4G tiene un límite de 100 Mbps [2]. A mayor velocidad de transmisión de datos se requiere mayor ancho de banda, en consecuencia se hace necesario que los equipos en comunicaciones requieran hacer cambios en su banda de operación para encontrar espectro disponible. Además, las frecuencias más bajas en el espectro radioeléctrico se van copando por la alta demanda, lo que hace necesario buscar frecuencias más altas dentro del mismo.

Existen normas para el control de las señales de radio, que restringen la utilización del espectro electromagnético en un país o región. Así mismo se necesitan transmitir datos de distintas aplicaciones con distintos requerimientos de frecuencia y ancho de banda, por ejemplo el internet inalámbrico funciona con frecuencias centrales entre 2400-2483.5 MHz (802.11b) y en bandas como la UNII I: 5150-5250 MHz, UNII II: 5250-5350 MHz y UNII III: 5725-5850 MHz (802.11a) [3], que son estándares utilizados dependiendo de la disponibilidad del espectro, y el país en que se use.

Para que un sistema de comunicaciones desarrolle su función, cuenta generalmente con algunas etapas básicas, que en su orden son: generación de señal o mensaje, codificación, modulación, amplificación, filtraje de emisión, emisión por canal, recepción, filtraje de recepción, demodulación y su correspondiente decodificación. Dentro de estos sistemas en particular, los filtros juegan un papel importante, ya que estos garantizan el correcto uso del canal de comunicación, cumpliendo la función de ubicar al sistema dentro de un único límite espectral designado. Sin embargo, uno de los principales problemas es que los filtros están diseñados tradicionalmente para operar en una sola frecuencia y ancho de banda, y no pueden aprovechar las diferentes posiciones disponibles en el espectro ya que no tienen la capacidad de reconfigurar sus parámetros de operación.

En este contexto se evidencia la necesidad de crear filtros reconfigurables que permitan controlar la frecuencia de operación y el ancho de banda, y que tengan características de tamaño y desempeño que requieren los sistemas inalámbricos contemporáneos.

Este proyecto tiene como objetivo principal el diseño e implementación de filtros reconfigurables para microondas, utilizando acoples de líneas de transmisión y topologías DBR, con sus respectivas conexiones. En la sección I de este documento se encuentra la teoría de filtros para microondas, en la sección II el diseño de prototipos utilizando líneas acopladas y DBR para filtros reconfigurables en frecuencia y/o ancho de banda y en la sección III la implementación de los filtros diseñados previamente.

Durante el desarrollo de este trabajo, se corroboró la eficacia del diseño teórico como fundamento en la construcción de filtros reconfigurables para microondas, además de entender la importancia de la simulación electromagnética para la comprobación de los resultados obtenidos a partir de la teoría y la optimización de los prototipos. También se evidenció que los diodos PIN al no ser conmutadores perfectos afectan significativamente la respuesta en frecuencia.

JUSTIFICACIÓN

El continuo auge tecnológico dentro de las telecomunicaciones es una característica principal de la sociedad actual, progresivamente se requieren equipos de microondas mucho más sofisticados, multibanda y multiestándares que cumplan con las exigencias de velocidad y calidad.

Las aplicaciones más importantes de redes inalámbricas WLAN, son reguladas por el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), y operan en frecuencias cada vez más altas, como es el caso de los estándares 802.11b y 802.11n que funcionan en la banda centrada en 2.45 GHz, comparados con los nuevos modelos 802.11a y 802.11ac que cambiaron su frecuencia de operación a 5 GHz y recientemente a 60GHz como es el caso específico del estándar 802.11ad [4].

Asimismo hay una inclinación por ampliar el ancho de banda según las velocidades de conexión, inicialmente en 802.11b se permitían bandas de 22 MHz actualmente en 802.11n las permite de 40 MHz [5]. Todo lo anterior genera demandar cambios en las condiciones de operación de los sistemas de comunicaciones.

Un filtro reconfigurable, puede definir en qué posición del espectro trabaja el sistema de comunicación en un instante de tiempo, permitiendo su cambio en cualquier momento hacia otro tipo de banda o aplicación según las normatividades a las cuales se acoja. Esto supone una ampliación en la utilidad de dicho sistema, una reducción en tamaño y un ahorro en el costo de implementación ya que solo se requiere un filtro reconfigurable en lugar de varios filtros simples.

Con el estudio de soluciones para filtros reconfigurables, se pueden realizar arreglos de este tipo con un buen desempeño y a un bajo costo, permitiendo que la Universidad de Nariño disponga de estas herramientas como un apoyo para la enseñanza en comunicaciones, generando el fortalecimiento de la línea de investigación en electromagnetismo aplicado en la cual se han realizado trabajos exploratorios acerca del diseño de filtros y antenas de microondas.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar filtros reconfigurables que operen en el espectro de microondas, aplicables a sistemas inalámbricos multibanda.

OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Estudiar el estado del arte de los filtros de microondas reconfigurables.
- Analizar filtros planares con las tecnologías DBR y líneas acopladas (Coupled Lines), evaluando su potencial para ser sintonizables en frecuencia central y ancho de banda.
- Diseñar filtros con las tecnologías Coupled Lines y DBR, reconfigurables mediante diodos PIN.
- Simular y afinar los prototipos diseñados a partir de las topologías de filtros de microondas en tecnología microstrip.
- Implementar los filtros reconfigurables diseñados que presenten mejor respuesta en frecuencia.

1. TEORIA DE FILTROS PARA MICROONDAS

En este apartado se consideran los conceptos más significativos, a tener en cuenta para llevar a cabo el diseño de filtros en un sistema de microondas. En primer lugar se hace un breve estudio sobre los conceptos generales de filtros, posteriormente se describen los métodos generales de diseño de los mismos junto con un resumen de algunas tecnologías disponibles para su construcción, por último se hace una exposición sobre reconfigurabilidad y su aplicación en filtros, tema central en este trabajo de investigación.

1.1 CARACTERISTICAS GENERALES DE LOS FILTROS

Los filtros son dispositivos con una respuesta selectiva en frecuencia, por lo tanto discriminan determinadas frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de ellos [4].

Durante el proceso de transmisión y recepción de señales, se pueden detectar señales indeseables de interferencia que se acoplan en el sistema, además se puede presentar interferencia de la misma señal. El objetivo de los filtros es la eliminación o atenuación de perturbaciones y evitar al mismo tiempo la propagación de las componentes de alta frecuencia por radiación de los cables o pistas. Por tal razón los filtros se aplican con el fin de:

- Atenuar las perturbaciones en su origen.
- Reducir el nivel de perturbación transmitido a la salida de dispositivos que generan interferencia.
- Reducir el nivel de perturbación en las entradas de los posibles circuitos afectados por las interferencias.

a. FUNCION DE TRANSFERENCIA

La función de transferencia determina el comportamiento de la señal de entrada y los cambios que presenta en amplitud y fase a la salida del filtro. Esta se puede expresar en forma matemática a manera de fracción mediante las transformaciones en frecuencia adecuadas, donde las soluciones de las funciones tanto del numerador como del denominador representarán los valores de ceros y polos respectivamente, los cuales determinan el orden del filtro así como la estabilidad que presenta [7].

La función de transferencia se representa como:

Ecuación 1

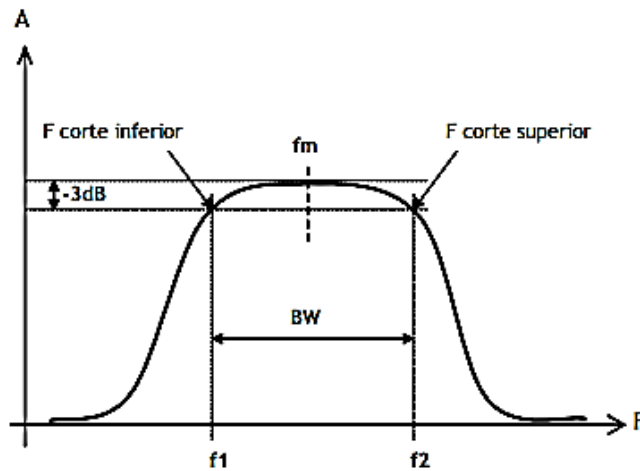
$$H(s) = \frac{V_{sal}(s)}{V_{ent}(s)}$$

En donde V_{sal} es la entrada del filtro y V_{ent} es la salida.

b. FRECUENCIA DE CORTE

Es el límite donde inicia o termina la efectividad o eficacia del filtro, es decir en donde la ganancia del filtro cae a -3 dB por debajo de la máxima ganancia alcanzada. En los filtros pasa banda y rechaza banda existen dos, una superior y una inferior como se muestra en la figura 1, f_1 y f_2 corresponden a las frecuencias de corte en este caso.

Figura 1. Características de un filtro pasa banda. Tomado de [8]



c. FRECUENCIA CENTRAL O DE RESONANCIA (f_0)

Corresponde a la frecuencia en la que la amplitud es máxima (pasa banda) o mínima (rechaza banda). Es decir es la frecuencia central de la banda de paso y es la frecuencia a la que se dice que está centrado el filtro. En la figura 1, se puede observar la frecuencia central f_m para un filtro pasa banda.

d. ANCHO DE BANDA (B_w)

Corresponde a la diferencia entre las frecuencias en las que su atenuación al pasar a través del filtro se mantiene igual o inferior a 3 dB comparada con la frecuencia central (f_0) como se observa en la figura 1.

El ancho de banda está dado por:

Ecuación 2

$$B_w = f_2 - f_1$$

e. FACTOR DE CALIDAD (Q)

Es la relación entre la frecuencia central y el ancho de banda.

Ecuación 3

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{\Delta_f}$$

La calidad Q en filtros sirve para calificar lo selectivos que estos pueden llegar a ser, es decir para ver el ancho de banda. Así un filtro con menor ancho de banda (mayor Q) será mejor que otro con más ancho de banda.

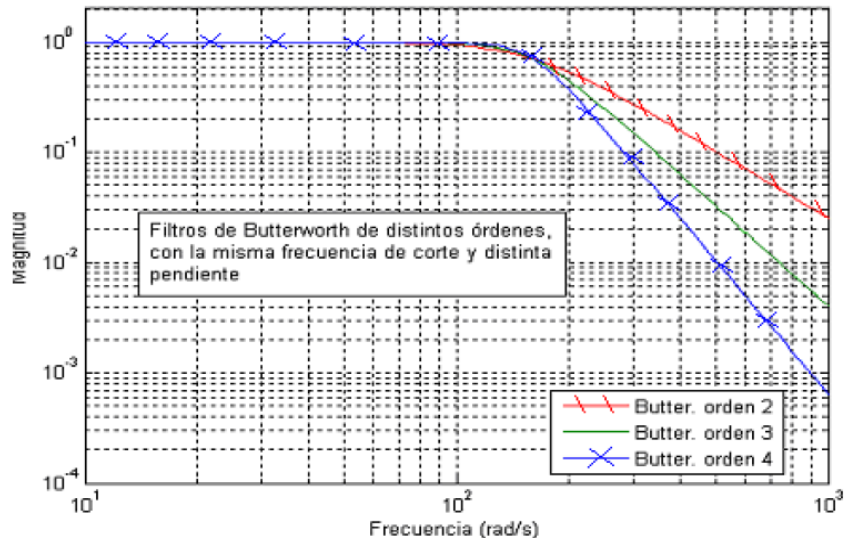
f. ORDEN

El orden del filtro describe el grado de aceptación o rechazo de frecuencias por arriba o por debajo de la frecuencia de corte, por medio de la característica que presenta la pendiente, que está dada por el comportamiento que muestran los polos y ceros de la función de transferencia.

Los polos hacen que la pendiente suba con 20 dB y los ceros hacen que ésta baje, de esta forma los polos y ceros pueden compensar su efecto.

Como ejemplo en la figura 2, se muestran 3 respuestas distintas de un filtro Butterworth.

Figura 2. Comportamiento de un filtro Butterworth. Tomado de [7]



Los filtros se clasifican de acuerdo a su pendiente, es decir, dependiendo de los dB/octava de ésta. Un dB/octava es la cantidad de decibeles que se atenúan por cada octava que se aleja de la frecuencia de corte. Cuanto mayor es la pendiente, mejor es la capacidad del filtro para atenuar las frecuencias que se quieren evitar.

Los filtros típicos son los de 3 dB/octava, 6 dB/octava, 12 dB/octava, 18 dB/octava, y 24 dB/octava.

Tabla 1. Clasificación de filtros de acuerdo a su pendiente. Tomado de [7]

| PENDIENTE | RETARDO | NUMERO DE ORDEN |
|--------------|---------|-----------------|
| 6 dB/octava | 45° | 1 |
| 12 dB/octava | 90° | 2 |
| 18 dB/octava | 135° | 3 |
| 24 dB/octava | 180° | 4 |
| 48 dB/octava | 360° | 8 |

1.2 CLASIFICACION DE FILTROS

1.2.1 SEGÚN SU TECNOLOGÍA IMPLEMENTADA

Se clasifican en pasivos y activos dependiendo de los componentes que los constituyen [7].

- FILTROS PASIVOS

Estos filtros están compuestos por R (resistores), C (condensadores) y L (inductancias), utilizados para dejar pasar las frecuencias deseadas y eliminar cualquier tipo de ruido o interferencia. Tienen aplicación en tarjetas de circuito impreso tipo microcinta y proporcionan una excelente respuesta en microondas.

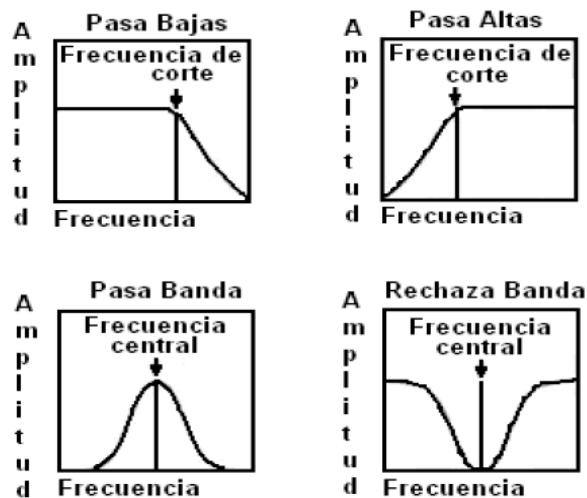
- FILTROS ACTIVOS

Se caracterizan por el uso de uno o más componentes activos (amplifican energía) como un transistor o un amplificador operacional. Por lo general se utilizan en equipos de baja a media frecuencia.

1.2.2 SEGÚN SU RESPUESTA EN FRECUENCIA

Dependen del rango de frecuencias que rechazan o dejan pasar [4]. Entre ellos se encuentran: Filtro Pasa Bajas, Filtro Pasa Altas, Filtros Pasa Banda y Filtro Rechaza Banda.

Figura 3. Respuesta en frecuencia de filtros. Tomado de [7]



1.3 ANALISIS DE CIRCUITOS DE MICROONDAS

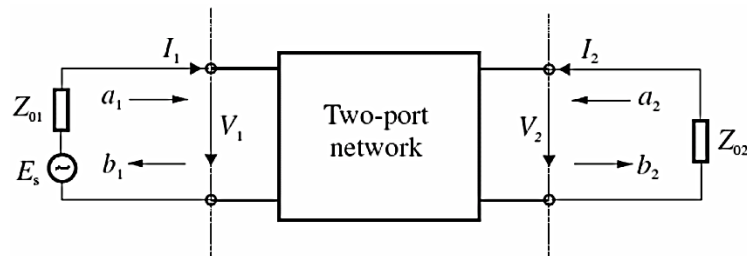
Las microondas son señales de frecuencia que se encuentran entre 300 MHz y 300 GHz, que corresponden a longitudes de onda muy pequeños en el orden de milímetros. Las altas frecuencias y las cortas longitudes de onda, acarrearán dificultades en el análisis y diseño de componentes y de sistemas de microondas, especialmente de filtros. En este caso la teoría clásica de circuitos no se puede utilizar directamente y se debe recurrir a los fundamentos y parámetros que surgen a partir de las ecuaciones de Maxwell.

Para el diseño de filtros se debe generalizar y simplificar el análisis de redes de microondas, por lo que se definen algunos conceptos que se describen a continuación:

1.3.1 VARIABLES DE RED

Los filtros de microondas se pueden representar por una red de dos puertos como se observa en la figura 4, en donde V_1 , V_2 , I_1 , I_2 son las variables de voltaje y corriente para los puertos 1 y 2 respectivamente, Z_{01} y Z_{02} corresponden a las impedancias, y E_s es la fuente de tensión.

Figura 4. Red de dos puertos. Tomado de [9]



El análisis de circuitos de microondas se realiza en el dominio de la frecuencia, por lo cual las variables son magnitudes complejas (modulo y fase).

Para frecuencias altas como las microondas, es difícil medir voltaje y corriente, por tal razón se introducen las variables de ondas de potencia: a_1 , a_2 que indican las ondas incidentes y b_1 , b_2 que indican las ondas reflejadas por el dispositivo.

La relación entre las variables de ondas de potencia y las variables de ondas de tensión y corriente [10] están definidas por:

Ecuación 4

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \quad n = 1 \text{ y } 2$$

Ecuación 5

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n)$$

Ecuación 6

$$a_n = \frac{1}{\sqrt{8}} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right)$$

Ecuación 7

$$b_n = \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right)$$

En donde a y b son las ondas de potencia no generalizadas (las impedancias Z_{0n} son números reales positivos).

Estas definiciones garantizan que la potencia en el puerto n sea:

Ecuación 8

$$P_n = \frac{1}{2} \text{Re}(V_n I_n^*) = (a_n a_n^* - b_n b_n^*) = |a_n|^2 - |b_n|^2$$

El $*$ indica la operación complejo conjugado. El término $a_n a_n^*$ representa la potencia de la onda incidente y $b_n b_n^*$ la potencia de la onda reflejada en el puerto n [10].

1.3.2 PARAMETROS DE DISPERSION

También conocidos como parámetros S [9], para una red de dos puertos (figura 4), se definen en términos de variables de ondas de potencia como:

Ecuación 9

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Ecuación 10

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Ecuación 11

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Ecuación 12

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Donde $a_n = 0$ implica una adaptación de impedancia entre el terminal y la carga del puerto n . Estas definiciones se pueden escribir en forma matricial como:

Ecuación 13

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

La matriz que contiene los parámetros S es conocida como matriz de dispersión o matriz S .

Los parámetros S_{11} y S_{22} son también conocidos como coeficientes de reflexión, y los parámetros S_{12} y S_{21} coeficientes de transmisión. Estos parámetros se pueden medir directamente a la frecuencia de microondas. Los parámetros S son en general complejos, y es conveniente expresarlos en términos de amplitud y fase, es decir:

Ecuación 14

$$S_{mn} = |S_{mn}| e^{j\varphi_{mn}} \text{ para } m, n = 1, 2.$$

A menudo sus amplitudes se dan en decibelios (dB), definidas como:

$$20 \log |S_{mn}| \text{ dB} \quad m, n = 1, 2$$

Igualmente se definen los parámetros:

Ecuación 15

$$L_A = -20 \log |S_{mn}| \text{ dB} \quad m, n = 1, 2 (m \neq n)$$

Ecuación 16

$$L_R = -20 \log |S_{mn}| \text{ dB} \quad n = 1, 2$$

L_A representa las pérdidas de inserción entre el puerto n y m , y L_R representa pérdidas de retorno en el puerto n .

Los parámetros S tienen varias propiedades que son útiles para el análisis de circuitos. Para una red recíproca, se debe cumplir $S_{12} = S_{21}$. Si la red es simétrica, se cumple una propiedad adicional, $S_{11} = S_{22}$. Para una red pasiva sin pérdidas, la potencia transmitida y la potencia reflejada deben ser igual a la potencia total incidente. Las condiciones de conservación de potencia son:

Ecuación 17

$$S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* = 1 \quad \text{ó}$$

Ecuación 18

$$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$$

Ecuación 19

$$S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* = 1 \quad \text{ó}$$

Ecuación 20

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

1.4 METODOS DE DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS

A continuación se describen los métodos de diseño tradicionales para la implementación de filtros de microondas, para el desarrollo de este trabajo de investigación se tomó como referente el método por pérdidas de inserción, aunque para cada topología de implementación, los autores han desarrollado sus propias técnicas.

1.4.1 MÉTODO POR PARÁMETROS DE IMAGEN

Este método involucra las características pasa banda y rechaza banda para una red de dos puertos [10].

El método de los parámetros de imagen aunque proporciona una respuesta con las frecuencias de corte y características de atenuación deseadas, no permite la especificación de una respuesta en frecuencia sobre el rango operativo completo.

Aun así éste método es muy útil para filtros simples y proporciona una unión en medio de la estructura periódica infinita y el diseño del filtro práctico.

1.4.2 METODO POR PERDIDAS DE INSERCION

Este método proporciona un alto grado de control sobre las amplitudes de las bandas de paso y las bandas suprimidas y sobre las características de fase [9].

El filtro se define por medio de las pérdidas de inserción:

Ecuación 21

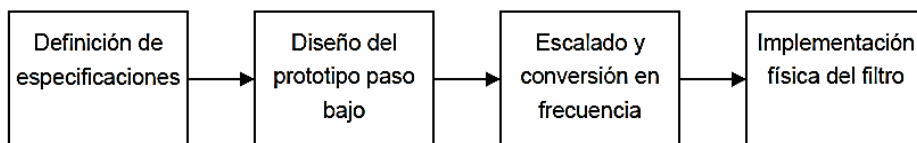
$$P_{LR} = \frac{\text{potencia disponible en la fuente}}{\text{potencia entregada a la carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(w)|^2}$$

Donde $\Gamma(w)$ es el coeficiente de reflexión en la entrada por las pérdidas de la red que termina con una impedancia de carga resistiva.

En todos los tipos de respuesta el método de las pérdidas de inserción permite que la realización del filtro sea mejorada en función de su orden. El orden del filtro está directamente relacionado con el número de elementos reactivos presentes en el circuito: por ejemplo, en un filtro paso bajo coincide con el número de elementos reactivos en él.

En la figura 5, se observa los pasos a seguir al momento de aplicar el método de las pérdidas de inserción en el diseño de un filtro.

Figura 5. Proceso de diseño de un filtro por el método de pérdidas de inserción



Antes de realizar el diseño de un filtro por medio de este método, se debe hacer un estudio de las tres posibilidades de respuesta: Butterworth (máximamente plana), Chebyshev (Equirrizada), y Bessel (o de fase lineal), las cuales se describen a continuación:

FILTRO BUTTERWORTH

También conocido como respuesta de máxima planicidad (Maximally Flat), su ventaja es que proporciona la respuesta más plana posible dentro de la banda de paso.

FILTRO DE CHEBYSHEV

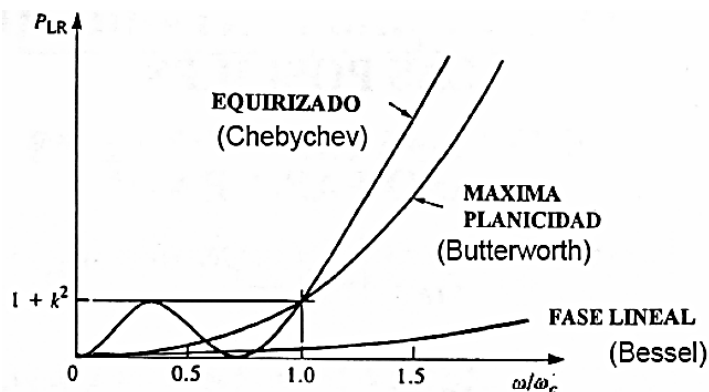
Conocido como respuesta Equirrizada (Equal Ripple). Se obtiene a partir de la utilización de un polinomio Chebyshev para especificar las pérdidas de inserción. Esta respuesta es óptima en el sentido de que proporciona el corte más marcado o definido.

FILTRO DE BESSEL

Conocido como respuesta de fase lineal. Presenta una banda pasante plana y una zona de atenuación con pendiente relativamente suave de manera que no distorsiona las señales; por el contrario tienen una mayor zona de transición entre las bandas pasantes y no pasantes.

En la figura 6, se puede observar la comparación del tipo de respuestas mencionadas anteriormente.

Figura 6. Respuestas de un prototipo pasa bajo de orden 3 (N=3). Tomado de [9]



Cuando se obtenga el prototipo pasa bajo, se realiza la desnormalización en impedancia, debido a que el prototipo pasa bajo está normalizado para una impedancia de 1Ω . Además se debe hacer una transformación de la variable de la

frecuencia, con el fin de desplazar en frecuencia la respuesta del filtro y convertir esta respuesta pasa bajo del prototipo en una respuesta de acuerdo a las necesidades. Después de realizada esta operación se obtiene el modelo del filtro deseado representado mediante elementos discretos. Por último se procede a implementar el modelo circuital de acuerdo a la tecnología escogida para la fabricación del filtro.

1.5 TECNOLOGIAS DE RADIOFRECUENCIA

A lo largo de los años se han utilizado diferentes tecnologías en la construcción de sistemas de microondas, desde las guías de onda hasta los circuitos integrados, con el fin de obtener un sistema más compacto. En esta sección se hace una breve exposición sobre las tecnologías de radiofrecuencia de uso común en la electrónica de comunicaciones.

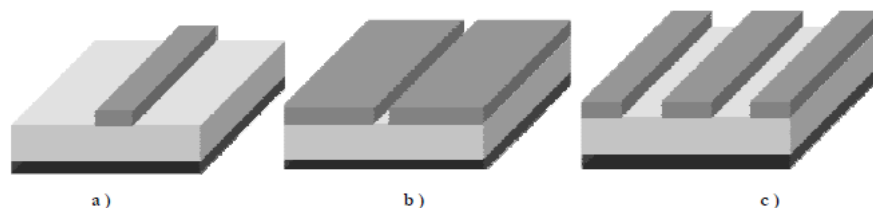
1.5.1 LINEAS DE TRANSMISION PLANARES

Este tipo de tecnología consiste en implementar ciertas líneas metálicas conductoras separadas de una superficie metálica o plano de masa mediante un dieléctrico. En estas líneas se produce la propagación de señales electromagnéticas, cuando son excitadas mediante una señal de tensión o corriente.

Estas líneas están conformadas por varios conductores y su zona de trabajo se encuentra entre la baja y media banda del espectro (1 GHz a 10 GHz aproximadamente).

Existen diferentes tipos de líneas de transmisión planares (figura 7) dependiendo de la configuración de las mismas, algunos ejemplos son: microcinta (microstrip), stripline, coplanar (CPW) y slotline [11].

Figura 7. Líneas de transmisión planares. (a) microcinta. (b) slotline. (c) coplanar. Tomado de [11]



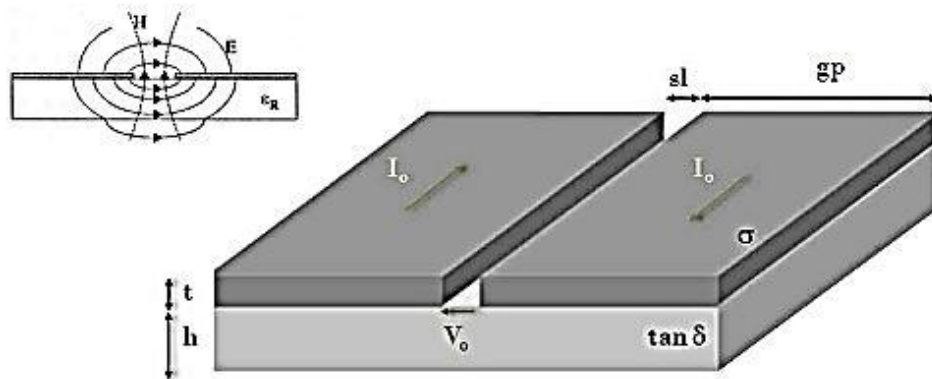
Esta clase de líneas de transmisión son compactas, tienen un bajo costo, y se integran fácilmente con dispositivos activos como diodos y transistores para así poder formar circuitos de microondas. Soportan bajos niveles de potencia pero generan altas pérdidas.

Dentro de la tecnología planar, la tecnología *microstrip*, ha sido la más estudiada y utilizada. Más adelante se hace una mejor descripción sobre ella.

Las líneas CPW, figura 7(c), se pueden utilizar para la implementación de circuitos que trabajan a frecuencias mayores debido a que su dispersión es menor en comparación con las líneas microstrip.

La línea de transmisión slotline [11] es una guía de onda formada por dos metalizaciones separadas por una ranura como se observa en la figura 8.

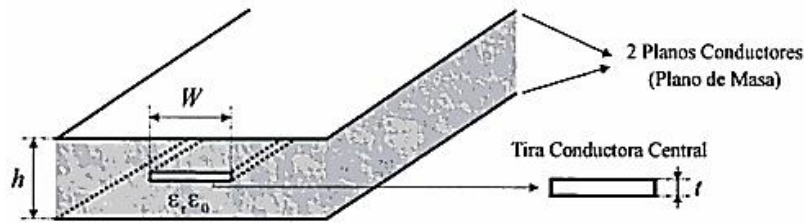
Figura 8. Línea de transmisión Slotline. Tomado de [11]



El comportamiento electromagnético de este tipo de líneas depende del tipo de sustrato y de las dimensiones de sus metalizaciones (strips) denominados *gp* y la ranura *sl*.

Por otra parte, la línea stripline consta de una tira conductora central, suspendida en un material dieléctrico, y centrada entre dos planos conductores conectados al mismo potencial (plano de masa) como se observa en la figura 9 [12].

Figura 9. Geometría de una línea stripline. Tomado de [12]



1.5.2 GUIA DE ONDA (Rectangular)

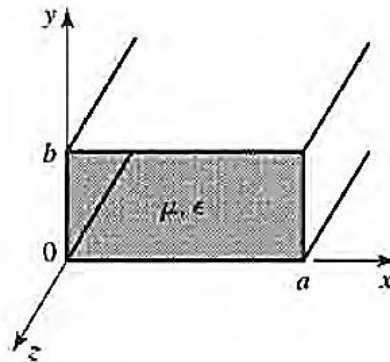
La guía de onda fue uno de los primeros tipos de líneas de transmisión utilizadas para la transmisión de señales de microondas. En la actualidad sigue siendo muy utilizada para diferentes aplicaciones, debido a que existen diferentes sistemas que requieren alta potencia o alta precisión que no se pueden realizar con líneas de transmisión por las altas pérdidas que estas presentan y su limitada capacidad para llevar señales de alta potencia.

Esta tecnología consiste en la propagación de ondas electromagnéticas a través de unas estructuras conductoras cerradas que para este caso pueden ser rectangulares o circulares las cuales rodean un material dieléctrico; la principal desventaja a la hora de utilizar esta tecnología consiste en su implementación ya que para ésta se necesita una gran cantidad de metal que hace que la estructura final sea un tanto pesada además de generar elevados costos.

En la figura 10, se muestra la geometría de una guía de onda rectangular, consta de un conductor de sección transversal rectangular que encierra un material dieléctrico de permitividad $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ y permeabilidad magnética μ_0 [12].

La dimensión a (anchura) de la guía es mayor que la dimensión b (altura) de la guía de onda.

Figura 10. Guía de onda rectangular. Tomado de [12]



1.5.3 TECNOLOGIA SIW (Substrate Integrated Waveguide)

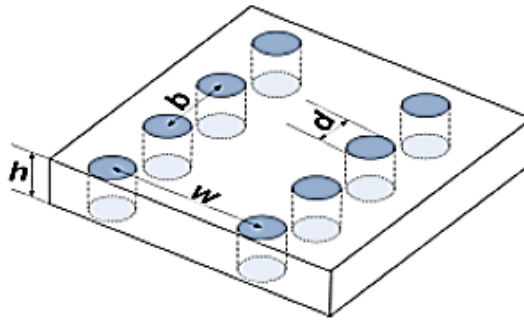
La tecnología de guía de onda y la tecnología planar, cada una de ellas presenta una serie de ventajas las cuales se pueden aprovechar mucho mejor al momento de juntarlas, por este motivo se ha desarrollado una nueva generación de circuitos integrados para alta frecuencia conocida como tecnología SIW (Substrate Integrated Wave-guide).

En pocas palabras esta tecnología integra un guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico. Esto se puede lograr creando paredes eléctricas artificiales utilizando vías metálicas. La estructura resultante es una guía de onda planar en la cual las ondas se confinan dentro de dichas paredes y viajan por el material dieléctrico del cual esta rellena [13]

Esta tecnología se utiliza principalmente para diseños en el rango de microondas.

En la figura 11, se muestra con más detalle la estructura de una SIW en donde se observa el diámetro d de los agujeros, el espacio b entre ellos y la separación w entre las filas, que son los parámetros más significativos a la hora de diseñar esta clase de estructuras.

Figura 11. Estructura de una SIW. Tomado de [13]



La separación entre las filas metalizadas debe mantenerse pequeña para reducir las pérdidas debido a las fugas entre las mismas.

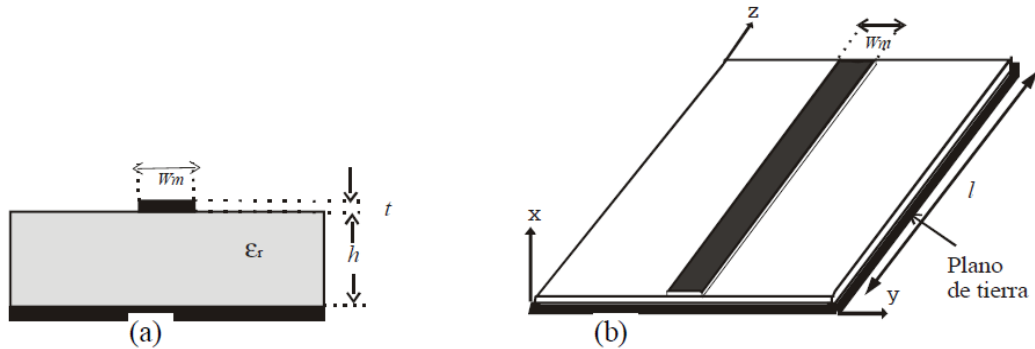
1.6 TECNOLOGIA MICROSTRIP (MICROCINTA)

Como se mencionó en la sección 1.5.1, ésta tecnología fue la escogida para el desarrollo del presente trabajo de investigación. A continuación se comentarán algunas de sus principales características.

La tecnología *microstrip*, también conocida como microcinta, permite guiar y radiar ondas electromagnéticas mediante estructuras impresas en un sustrato dieléctrico, que de acuerdo a su configuración permiten crear diferentes tipos de elementos como filtros, antenas, resonadores, etc. Es una de las tecnologías más utilizadas en el diseño de filtros de microondas, una de las razones es su fácil construcción en comparación con otras técnicas [14].

En la figura 12, se puede observar dos placas paralelas separadas por un dieléctrico de altura h y constante dieléctrica ϵ_r , la placa superior contiene la línea de microcinta conductora de ancho w_m y espesor t ; la placa inferior corresponde al plano de tierra.

Figura 12. Microcinta. (a) Vista Frontal. (b) Vista Lateral. Tomado de [15]



La permitividad dieléctrica relativa está dada por:

Ecuación 22

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \frac{\text{permitividad del medio}}{\text{permitividad del vacio}}$$

$$\epsilon_r > 1$$

La impedancia característica Z_0 de la microcinta está dada por:

Ecuación 23

$$Z_0 = \left(\frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \right) \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \text{ para } \frac{w}{h} \leq 1$$

Ecuación 24

$$Z_0 = \left[\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]}} \right] \text{ para } \frac{w}{h} \geq 1$$

Al momento de diseñar, si se conocen los valores de Z_0 , ϵ_r y h , se puede obtener el valor de $\frac{w}{h}$ utilizando la expresión:

Ecuación 25

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2} \text{ para } \frac{w}{h} < 2$$

Ecuación 26

$$\frac{w}{h} = 2\pi \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \text{ para } \frac{w}{h} > 2$$

Dónde:

Ecuación 27

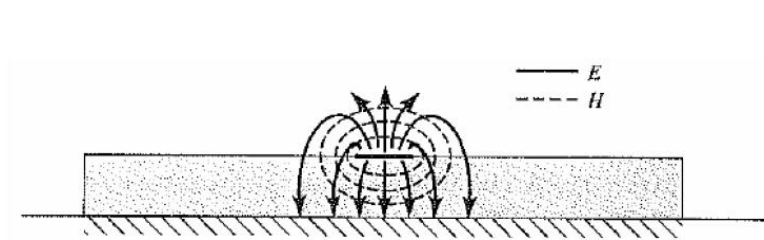
$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

Ecuación 28

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

A estas ecuaciones se les conoce como ecuaciones de síntesis [10]

Figura 13. Líneas de campo eléctrico y magnético en una línea de transmisión. Tomado de [9]



En el caso de las líneas de transmisión planares, no todas las líneas de campo eléctrico están contenidas en el sustrato dieléctrico, ya que una pequeña parte de estas líneas se sitúa en la región de aire por encima del sustrato. Así que con la presencia de los dos medios (sustrato dieléctrico y aire), la velocidad de

propagación de las ondas en la línea de transmisión dependerán de las propiedades del material y de las dimensiones físicas de la línea de microcinta.

Como se había mencionado, esta tecnología permite el diseño de diferentes componentes de microondas (antenas, acopladores, filtros, etc.). Este trabajo de investigación se centra en el diseño de filtros para sistemas de microondas.

1.6.1 TOPOLOGIAS DE IMPLEMENTACION DE FILTROS EN MICROSTRIP

En esta sección, se exponen algunas de las topologías existentes para la implementación de filtros de microondas en tecnología microstrip, las cuales se derivan a partir de las líneas de transmisión planares de microcinta (microstrip).

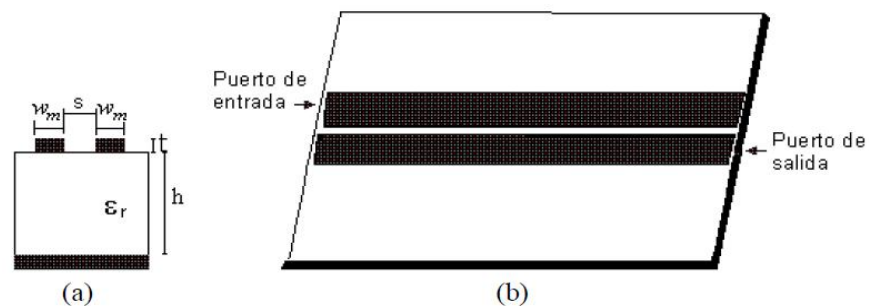
1.6.1.1 LINEAS DE TRANSMISION ACOPLADAS (COUPLED LINES)

Este tipo de topología es utilizado para diseñar diferentes tipos de filtros [15].

Consiste en ubicar líneas conductoras cercanas unas a otras sobre un sustrato, creando así una interacción entre los campos electromagnéticos de las mismas.

Como se observa en la figura 14, una línea de transmisión consta de dos tiras metálicas con una longitud l , ancho W_m , y separación S , ubicadas sobre un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y espesor h . Consta de 4 puertos, dos de ellos se dejan en circuito abierto o corto circuito, mientras que los demás se utilizan como puerto de entrada y de salida.

Figura 14. Línea de transmisión acoplada. (a) Vista Lateral. (b) Vista superior. Tomado de [15]



Para las líneas de transmisión acopladas se debe tener en cuenta dos tipos especiales de excitación: el modo PAR, en el cual las corrientes de las líneas conductoras son iguales tanto en amplitud como en dirección, creando un acople inductivo; y el modo IMPAR, donde las corrientes de las líneas conductoras son

iguales en amplitud pero opuestas en dirección, resultando así un acople capacitivo.

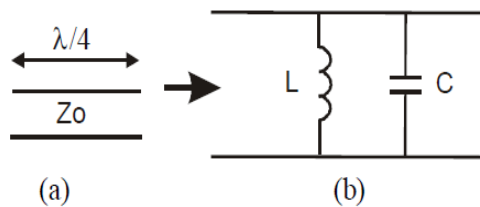
El parámetro más importante de una línea de transmisión es la impedancia característica Z_0 , sin embargo las líneas de transmisión acopladas poseen características particulares:

- La impedancia característica es función de dos parámetros denominados impedancia par Z_{0e} e impedancia impar Z_{0o} .
- Como no existe contacto eléctrico entre las líneas, parte de la energía que transporta una línea se induce en la otra, a esta razón se le llama factor de acoplamiento J .
- Todas las impedancias son función del ancho de las pistas W_m , la separación de las pistas S , el espesor del substrato h y la permitividad dieléctrica relativa ϵ_r .

Usando este tipo de tecnología es posible diseñar filtros pasa banda de tipo Butterworth y Chebyshev.

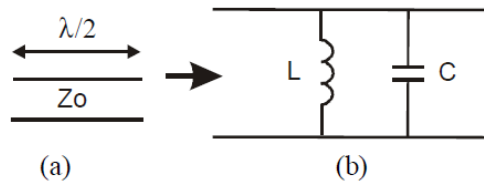
Una línea acoplada de longitud $\lambda/4$ se puede observar en la figura 15(a), se puede modelar como dos líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$, las cuales se interconectan por un medio acoplador con factor de acoplamiento J a $\lambda/4$ como se observa en la figura 15(b) [15].

Figura 15. (a) Línea de transmisión de $\lambda/4$. (b) Circuito equivalente. Tomado de [15]



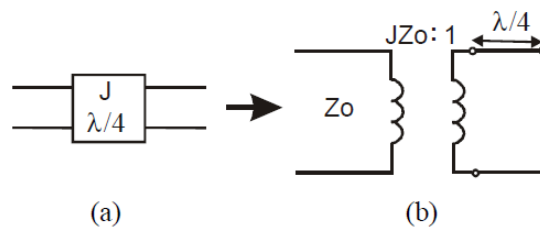
A la frecuencia en la que la línea tenga una longitud de $\lambda/2$, la línea se comporta como un circuito LC en paralelo como se observa en la figura 16.

Figura 16. (a) Línea de transmisión de $\lambda/2$. (b) Circuito LC equivalente. Tomado de [15]



El modelo acoplador que se observa en la figura 17(a) equivale a un transformador con relación $JZ_0:1$ en serie con una línea de transmisión de $\lambda/4$ como se observa en la figura 17(b).

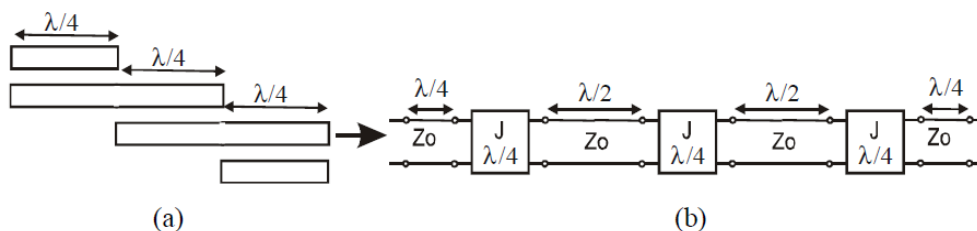
Figura 17. (a) Línea de $\lambda/4$ con acoplador. (b) Equivalente a un transformador. Tomado de [15]



A partir de esto se concluye que un circuito con líneas acopladas se puede modelar como la interconexión de circuitos LC en paralelo con transformadores figura 17.

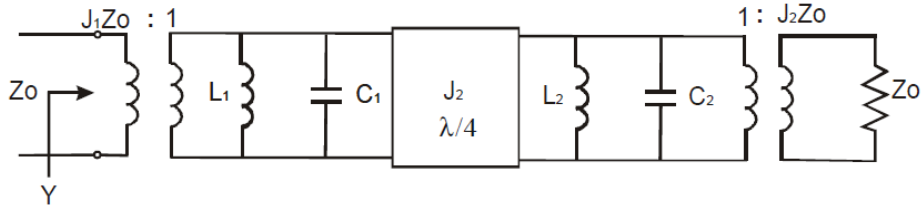
Para entender mejor la forma en la cual se obtiene el comportamiento del filtro se utiliza una sección de tres líneas acopladas ($N=2$) figura 18(a), con la ayuda de los modelos anteriores se modela como se observa en la figura 18(b).

Figura 18. (a) Conjunto de tres líneas acopladas. (b) Modelo equivalente. Tomado de [15]



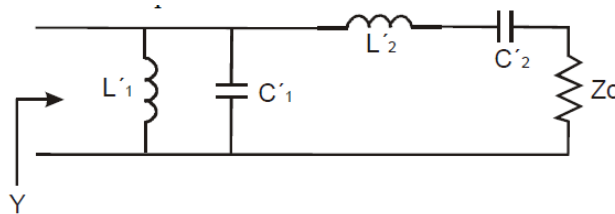
Con los equivalentes de las figuras 15 a 17, de las tres líneas acopladas de la figura 18(a) se obtiene el modelo de la figura 19, cuando la longitud de las líneas es igual a $\lambda/4$.

Figura 19. Circuito equivalente para tres líneas acopladas. Tomado de [15]



Sustituyendo el modelo del transformador y haciendo algunas reducciones más, el circuito de la figura 19 equivale al circuito de la figura 20, que corresponde a un filtro pasa banda.

Figura 20. Circuito equivalente a tres líneas acopladas. Tomado de [15]



Así la relación entre la impedancia característica, inductores y capacitores de la figura 20 están dadas por:

Ecuación 29

$$L_1' = \frac{BZ_0}{\omega_0 g_1}$$

Ecuación 30

$$C_1' = \frac{g_1}{B\omega_0 Z_0}$$

Ecuación 31

$$L_2' = \frac{g_2 Z_0}{B\omega_0}$$

Ecuación 32

$$C_2' = \frac{B}{\omega_0 g_2 Z_0}$$

Donde g_1 y g_2 son los valores de los elementos para filtros pasa bajos normalizados a $\omega_c = 1$ que se pueden consultar en las tablas 8.3, 8.4, y 8.5 de [10].

De igual manera en la sección 8.7 de [10] se observan todos los cálculos matemáticos con los cuales se obtiene:

Ecuación 33

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}$$

Ecuación 34

$$Z_0 J_N = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{N-1}g_N}} \text{ para } N = 2, 3, \dots, N$$

Ecuación 35

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}}$$

Con estas ecuaciones es posible diseñar cualquier filtro pasa banda, especificando su ancho de banda Δ , los valores de g_n (cambian el tipo de filtro como Butterworth y Chebyshev, y atenuación en la banda de paso), y el orden del filtro, donde el orden es dos veces el número de líneas acopladas menos una.

Una vez se hayan obtenido los valores de $Z_0 J_N$ se utilizan las siguientes ecuaciones:

Ecuación 36

$$Z_{0eN} = Z_0 [1 + J_N Z_0 + (J_N Z_0)^2]$$

Ecuación 37

$$Z_{0oN} = Z_0 [1 - J_N Z_0 + (J_N Z_0)^2]$$

para $N = 1, 2, \dots, N$.

A partir de ellas se puede obtener los valores de Z_{0e} y Z_{0o} que son las impedancias de línea de transmisión en circuito abierto y en circuito cerrado respectivamente.

1.6.1.2 TOPOLOGIA DBR (Dual Behavior Resonator)

Esta topología está conformada por la combinación de resonadores de microcinta en circuito abierto, paralelos, que permiten controlar la respuesta deseada. Los filtros DBR consisten en dos líneas en derivación abiertas de un cuarto de onda de longitud, cada una de ellas proporciona un cero de transmisión.

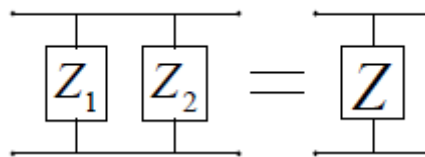
Estos filtros se pueden configurar por medio de los parámetros de cada resonador (impedancia característica, longitud, segmentación geométrica).

Con la modificación de estos parámetros se puede modificar las frecuencias deseadas, frecuencia central y ancho de banda.

El orden de estos filtros está determinado por el número de resonadores fundamentales, de este modo un filtro de orden n , tendrá $2n$ resonadores en derivación, además n polos en la banda de operación, n ceros de transmisión en la banda de atenuación baja y n ceros de transmisión en la banda de atenuación alta.

En la figura 21, se muestra la estructura básica de un DBR que posee dos elementos resonantes en derivación con impedancia Z_1 y Z_2 respectivamente.

Figura 21. Configuración DBR



De aquí se obtiene la impedancia total:

Ecuación 38

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Así, el DBR puede ser configurado con dos ceros de transmisión en las frecuencias donde $Z_1 = 0$ y $Z_2 = 0$.

El DBR tendrá una frecuencia de resonancia donde la impedancia total tienda al infinito en $Z_1 + Z_2 = 0$. Esta configuración es adecuada para diseñar filtros pasa banda.

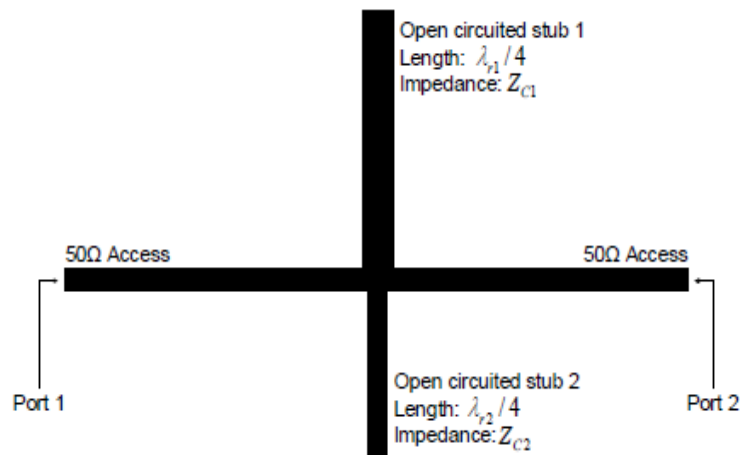
Para diseños implementados en tecnología microstrip, utilizando stubs de diferentes longitudes se tiene:

Ecuación 39

$$Z_{stub} = \frac{-jZ_{line}}{\tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda_r}{\lambda}\right)}$$

Donde Z_{line} es la impedancia característica de la línea, λ es la longitud de onda de la señal de entrada, y λ_r es la longitud de onda a la frecuencia de resonancia deseada.

Figura 22. Implementación de un DBR en microcinta. Tomado de [16]



Todo el proceso de diseño se analiza con más detalle en [16], donde se describe un filtro DBR de cuarto orden utilizando la tecnología microstrip.

Algunos trabajos realizados utilizando este tipo de topología son:

El diseño de filtros planares y de un diplexor basados en un filtro DBR que operan en la banda Ku se expone en [17], principalmente se destaca la forma de mejorar el nivel de rechazo mientras se logra mantener una muy baja pérdida de inserción. Se diseñaron dos filtros de tercer orden con derivaciones de gran tamaño, las cuales demostraron su capacidad para mejorar el nivel de rechazo, gracias a estos

filtros se desarrolló un diplexor con un buen aislamiento entre las bandas Tx (transmisión) y Rx (Recepción).

El diseño de un filtro DBR con altas respuestas espurias de supresión se presenta en [18], mediante la sustitución de un inversor J con dos tipos de topologías equivalentes y el uso de la doble línea equivalente a una derivación en circuito abierto.

1.7 FILTROS RECONFIGURABLES

En los últimos años se ha podido observar un incremento en la demanda de telecomunicaciones, que cada vez requieren mayores velocidades de transmisión, lo cual ha conllevado al desarrollo de una nueva generación de sistemas inalámbricos de banda ancha. Este rápido crecimiento en las comunicaciones inalámbricas mundiales ha provocado el nacimiento de varios estándares como por ejemplo GSM900, DCS1800, PCS1900 para sistemas celulares, bluetooth (IEEE 802.15), WLAN (IEEE 802.11) y WiMax (IEEE 802.16) para sistemas de comunicación de datos y otros más recientes como UWB (UltraWideBand).

De esta manera se puede observar que existe una gran variedad de estándares que conviven hoy en día en distintos escenarios y que trabajan con frecuencias y anchos de banda diferentes [19]. La creciente demanda de estos servicios por parte de los usuarios, hace que se requieran dispositivos multibanda y multiestándares, que sean menos costosos y que tengan tamaños más reducidos. Debido a esto nace el concepto de reconfigurabilidad en circuitos RF/microondas.

Los filtros reconfigurables hacen que los receptores y/o transmisores puedan ser adaptados en diferentes bandas de operación utilizando un solo filtro, remplazando la necesidad de conmutar entre varios filtros para poder obtener más de una respuesta, lo cual genera una reducción en el área de los circuitos y por lo tanto el costo de los mismos.

Esta clase de filtros se clasifica en dos grupos: filtros con sintonía discreta y filtros con sintonía continua.

Los filtros que presentan sintonía discreta generalmente utilizan diodos PIN o interruptores MEMS. Mientras que los filtros con sintonía continua usan diodos VARACTORES o VARACTORES MEMS.

1.7.1 FILTROS CON SINTONIA DISCRETA

1.7.1.1 FILTROS RECONFIGURABLES UTILIZANDO DIODOS PIN

Uno de los objetivos planteados en este documento, es el diseño de filtros reconfigurables utilizando diodos PIN como elementos de conmutación. En el siguiente apartado se hace una exposición sobre las principales características de esta clase de diodo.

DIODO PIN

El diodo PIN debido a sus características es comúnmente utilizado como conmutador para radiofrecuencias [20].

El diodo PIN presenta dos regiones una de tipo P y una de tipo N altamente dopadas, separadas por una región intrínseca con una resistividad más elevada que estas otras dos regiones. Trabaja con señales de alta frecuencia, microondas (mayores a 1 GHz). El diodo a estas frecuencias tiene una resistencia muy alta cuando está inversamente polarizado y una resistencia muy baja cuando está polarizado en sentido directo. De esta forma el diodo PIN puede comportarse como un cortocircuito o un circuito abierto, cuando está polarizado en directa o en inversa, respectivamente.

a. ESTRUCTURA DEL DIODO PIN

Cuando se habla de un material altamente dopado, esto significa que contiene un mayor número de impurezas, pueden ser de tipo p o de tipo n . Por lo cual existirá una menor resistencia al paso de la corriente. Para un material intrínseco es decir no dopado, se presentará una resistencia mucho mayor al paso de corriente, dependiendo del material semiconductor que se utilice.

Así un diodo PIN tiene una alta resistividad en la parte media de la zona p o n , en cambio existe una baja resistividad en los límites de la zona p y n .

La nomenclatura $p+$ y $n+$ indica un alto dopaje de estas dos regiones. En este caso se utiliza las letras griegas π y ϑ para los materiales altamente resistivos y ligeramente dopados p y n respectivamente. El material usado en la región intrínseca puede ser de tipo π ó ϑ .

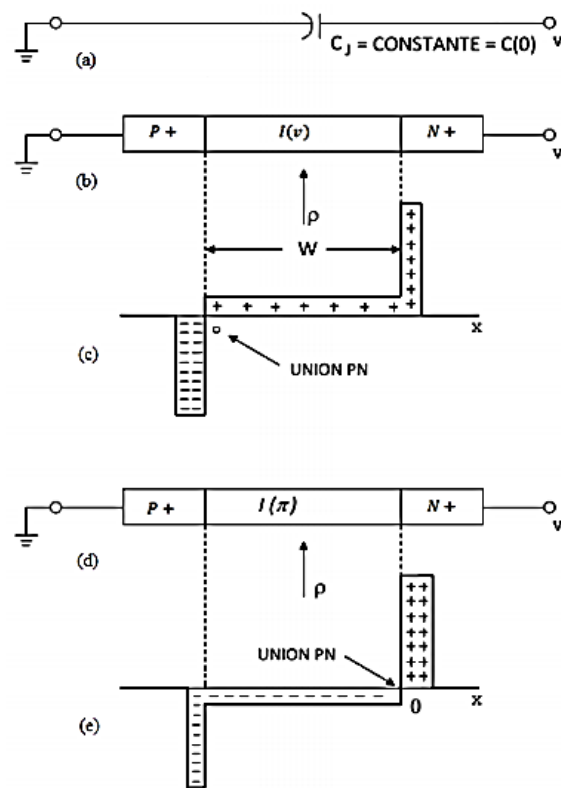
En la figura 23, se puede observar dos posibles estructuras de un diodo pin.

En la figura 23(b) la estructura $p+, \vartheta, n+$, en la cual la región intrínseca de alta resistividad concentra pocos átomos de impurezas tipo n que se ionizan, mientras

que la región de agotamiento se extiende a lo largo de la región intrínseca. La unión pn se forma en la región $p+$.

La figura 23(d) muestra la estructura $p+, \pi, n+$; con una región intrínseca con concentración de impurezas de material tipo $p+$, la unión pn se encuentra en la región $n+$.

Figura 23. Perfiles de las dos estructuras de diodos pin, (a) capacitancia aproximada de circuito equivalente, (b) cristal $p-\vartheta-n$, (c) perfil de impurezas $p-\vartheta-n$, (d) cristal $p-\pi-n$, (e) perfil de impurezas $p-\pi-n$. Tomado de [20]



b. VOLTAJE DE PERFORACIÓN

Como la región intrínseca es altamente resistiva, la zona de agotamiento se puede extender hasta las regiones de alta conducción, aún si el diodo no está polarizado.

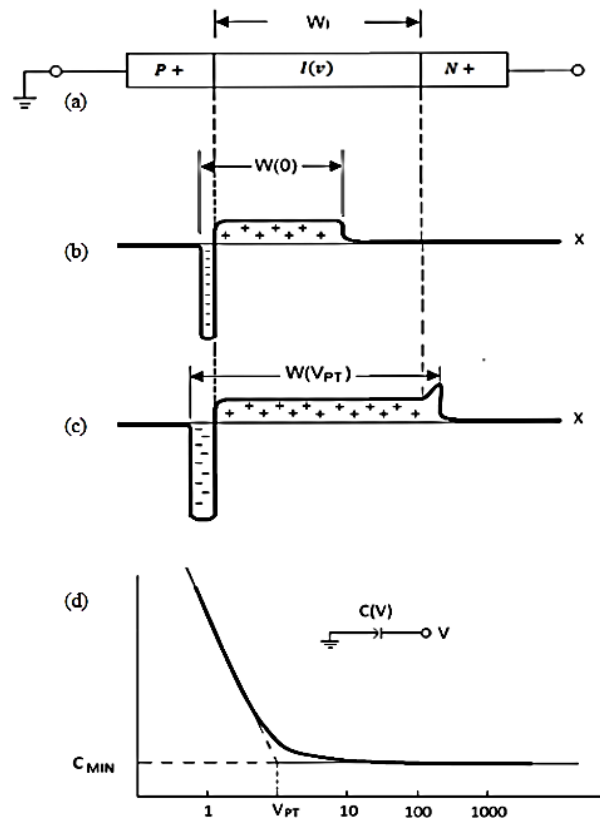
La zona de agotamiento tiende a ensancharse debido a las altas concentraciones de impurezas y de la facilidad de ionización de electrones y huecos en los materiales $p +$ y $n +$.

En la figura 24(b) se puede observar como la zona de agotamiento cubre una parte de la región intrínseca debido a que aún sin voltaje de polarización parte de las impurezas de la región intrínseca se ionizan.

A medida que la capacitancia por unidad de área va decreciendo en la unión PN, la capa de agotamiento se propaga por la zona intrínseca, esto en polarización inversa.

Como se observa en la figura 24(c) el ancho de la capa de agotamiento es casi igual al ancho de la región intrínseca, el voltaje en este punto de operación se llama voltaje de perforación.

Figura 24. Respuesta voltaje de perforación, (a) diodo PIN práctico, (b) impurezas ionizadas estado de polarización cero, (c) impurezas ionizadas estado de perforación, (d) curva capacitancia vs. voltaje a 1 MHz. Tomado de [20]

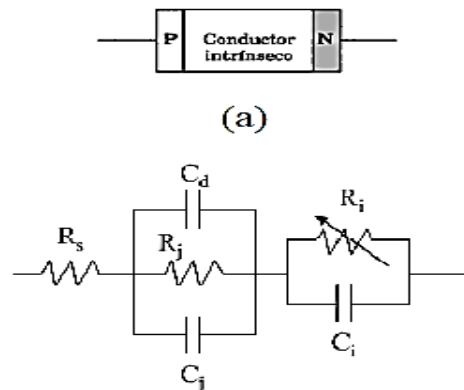


c. CARACTERÍSTICAS DEL DIODO PIN

Debido a sus características el diodo PIN puede ser utilizado como conmutador o modulador de amplitud en frecuencias de microondas. Para el desarrollo de este proyecto, el diodo PIN será utilizado como conmutador de radiofrecuencias.

Una de las grandes ventajas del diodo PIN frente a un diodo convencional es la mejora en la respuesta de conmutación de señales microondas.

Figura 25. Esquema (a) Físico del diodo pin, (b) circuito equivalente del diodo. Tomado de [20]



Al tener presente una región intrínseca, ésta permite obtener muy buenas características operacionales para aplicaciones de conmutación.

A medida que aumenta el ancho de la región intrínseca, la capacitancia formada en las uniones del diodo disminuye. De esta forma, una baja capacitancia y una alta impedancia del diodo PIN en polarización inversa, hacen que el diodo se comporte como un circuito abierto.

Otra característica importante es la velocidad de conmutación desde una baja impedancia (polarización directa) a una alta impedancia (polarización inversa), ésta velocidad puede ser determinada por la velocidad a la cual la carga libre puede ser extraída del diodo. De esta manera los diodos con región intrínseca larga y gran área de sección transversal, almacenarán más carga y por lo tanto los tiempos de conmutación serán más largos.

El tiempo de conmutación consta de dos componentes:

- El tiempo requerido para remover la mayor parte de la carga de la región intrínseca, denominado tiempo de retardo.

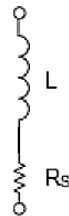
- El tiempo en el cual el diodo cambia del estado de baja impedancia al de alta impedancia, denominado tiempo de transición.

d. MODELO DE POLARIZACION DIRECTA

Bajo polarización directa, a través de la inyección de carga de las regiones p y n de los extremos se puede controlar la conductividad de la región intrínseca así el diodo conducirá corriente.

En este estado de baja impedancia el diodo PIN se comporta como una inductancia L en serie con una resistencia R_s , y su modelo de circuito equivalente se muestra a continuación.

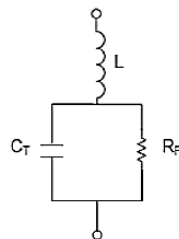
Figura 26. Polarización directa diodo pin, circuito equivalente. Tomado de [20]



e. MODELO DE POLARIZACION INVERSA

En polarización inversa el diodo PIN se comporta como un circuito formado por una inductancia en serie con el paralelo de una capacitancia y una resistencia como se observa a continuación.

Figura 27. Polarización inversa diodo pin, circuito equivalente. Tomado de [20]



Existen algunos trabajos realizados a partir de esta clase de diodos.

El filtro diseñado en [21], realiza una conmutación entre una respuesta rechaza banda y una pasa banda haciendo uso de líneas periódicas tipo EBG (Electromagnetic Band Gap), que son unas estructuras artificiales y generalmente periódicas que sirven para eliminar la propagación de ondas electromagnéticas en una banda de frecuencias específica, además, este diseño utiliza 6 diodos PIN en un sustrato Taconic, con una frecuencia central de 7.3 GHz. En [22] se tiene un filtro pasa banda con un resonador dual reconfigurable en ancho de banda, utilizando resonadores cuadrados.

El filtro pasa banda que hace uso de un resonador dual en [23] presenta resonadores triangulares tipo parche para así poder obtener dos estados reconfigurables en ancho de banda, utilizando un solo diodo PIN únicamente para una frecuencia central de 10 GHz.

1.7.1.2 FILTROS RECONFIGURABLES UTILIZANDO INTERRUPTORES MEMS

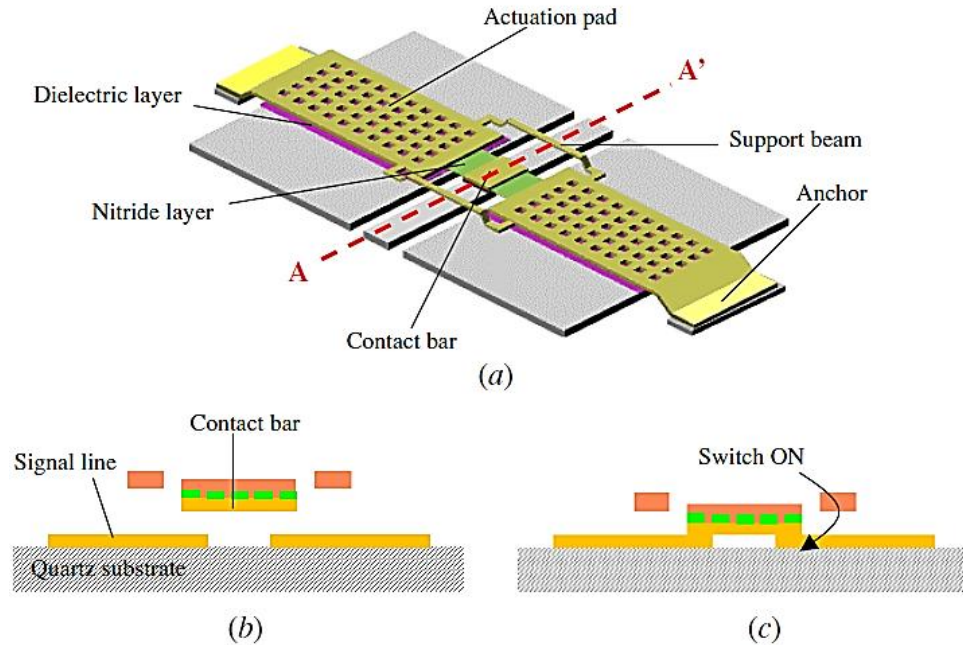
Los interruptores MEMS son dispositivos utilizados con el fin de transmitir o no señales de radiofrecuencia, los cuales utilizan un movimiento mecánico para cambiar de estado.

Este movimiento es causado por la acción de una fuerza generada por una energía externa, para lo cual existen algunos mecanismos de activación como el electrostático, electrotérmico y electromagnético.

Un interruptor RF MEMS típico consiste en una delgada membrana, la cual está suspendida sobre un electrodo fijo aislado por una capa de material dieléctrico. Cuando el interruptor no está encendido existe una baja capacitancia entre la membrana y la parte inferior del electrodo, por lo tanto, el dispositivo está apagado (estado OFF) [24].

Cuando un voltaje es aplicado entre la estructura móvil (membrana) y el electrodo fijo en la parte inferior, las cargas electrostáticas son inducidas en la estructura móvil y en el electrodo fijo. Estas cargas provocan una fuerza electrostática, la cual deforma la estructura móvil. La deformación provoca una reorganización de todas las cargas superficiales en el dispositivo, lo cual sumado al incremento de la capacitancia de éste generan el encendido del interruptor (estado ON).

Figura 28. Esquema de un interruptor MEM (a) Estado OFF, (b) Estado ON. Tomado de [24]



Además de esto existen dos familias de conmutadores RF-MEMS: los de contacto capacitivo y los de contacto resistivo. El contacto de tipo resistivo (DC-contact) se basa en el contacto entre dos metales (contacto metal-metal) definiendo un camino resistivo. El contacto de tipo capacitivo está basado en un contacto metal-dieléctrico-metal en el que los dos estados del conmutador se definen a partir del valor alto o bajo de la capacidad de contacto a la frecuencia de diseño. La característica más importante en los conmutadores de tipo resistivo es el propio contacto que depende del material utilizado, y la característica más importante en los conmutadores de tipo resistivo es el ratio entre la capacidad en estado *ON* y la capacidad en estado *OFF*.

Algunos trabajos realizados para filtros reconfigurables utilizando este tipo de interruptores son:

Se diseña un filtro pasa banda en tecnología microstrip usando resonadores hairpin y 10 interruptores MEMS cantiléver DC-contact al final de los resonadores como se indica en [25], los interruptores alargan los resonadores cuando están en estado cerrado, con lo cual se sintoniza la frecuencia central en dos posibles estados de 5.58 y 6.2 GHz, el filtro está diseñado en silica de alta resistividad. En [26] se usan 24 interruptores MEMS capacitivos tipo puente para cargar resonadores coplanares de un filtro pasa banda, con lo cual se obtienen 16 diferentes estados de frecuencia central en el rango de 12.2 a 17.8 GHz, el filtro está fabricado en vidrio.

1.7.2 FILTROS CON SINTONIA CONTINUA

1.7.2.1 FILTROS RECONFIGURABLES UTILIZANDO DIODOS VARACTORES

Los diodos varactores o varicap han sido diseñados de manera que su funcionamiento sea similar al de un capacitor y tengan una característica capacitancia-tensión, cuando se los utiliza en un circuito resonante, el varactor actúa como una capacitancia variable permitiendo ajustar la frecuencia de resonancia mediante un nivel de tensión variable [27].

Su modo de operación depende de la capacitancia que existe en la unión PN cuando el elemento está polarizado inversamente. En polarización inversa, hay una región sin carga en cualquiera de los lados de la unión que en conjunto forman la región de agotamiento y definen su ancho Wd . La capacitancia de transición (CT) establecida por la región sin carga está dada por:

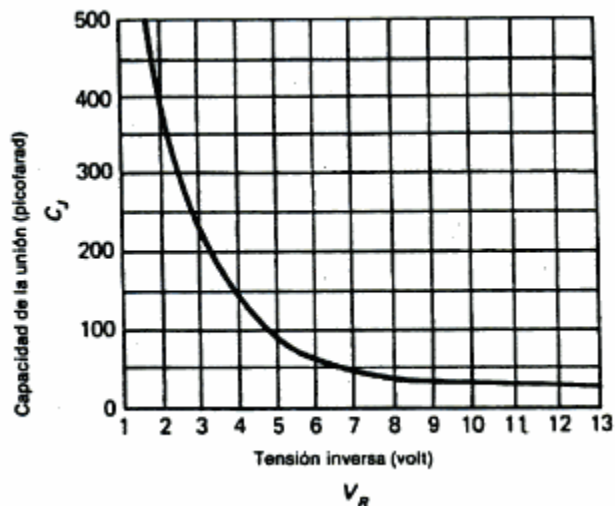
Ecuación 40

$$CT = E (A/Wd)$$

En donde E es la permitibilidad de los materiales semiconductores, A es el área de la unión PN y Wd el ancho de la región de agotamiento.

En la figura 29, se observa la capacitancia de transición sensible al potencial de polarización inverso aplicado, máximo en 0 (cero) voltios que disminuye exponencialmente ante el incremento del potencial de polarización inversa.

Figura 29. Polarización inversa aplicada al diodo varactor. Tomado de [27]



A medida que aumenta el potencial de polarización inversa, se incrementa el ancho de la región de agotamiento, lo que a su vez reduce la capacitancia de transición. El pico inicial declina en CT con el aumento de la polarización inversa. El intervalo normal de VR para diodos varicap se limita aproximadamente en 20 V. En términos de la polarización inversa aplicada, la capacitancia de transición se determina en forma aproximada mediante:

Ecuación 41

$$CT = K / (VT + VR)^n$$

En donde:

K = constante determinada por el material semiconductor y la técnica de construcción.

VT = potencial en la curva según se definió en la sección

VR = magnitud del potencial de polarización inversa aplicado

$n = 1/2$ para uniones de aleación y $1/3$ para uniones de difusión

Los diodos varicap a diferencia de los condensadores variables, no necesitan ejes de mando ni articulaciones mecánicas, además de ser pequeños, robustos y baratos.

Algunos trabajos realizados son:

El acoplamiento de diodos varactores entre elementos lineales en [28] es utilizado para controlar el ancho de banda de la banda de paso, de manera que éste se puede mantener constante dentro del rango de sintonización. A 1.7 GHz. se construye un filtro pasabanda con dos polos y un ancho de banda de 4.5%. La impedancia de modo par e impar y la posición, así como la capacitancia equivalente requerida del acoplamiento del diodo varactor ha sido determinada por el óptimo rendimiento.

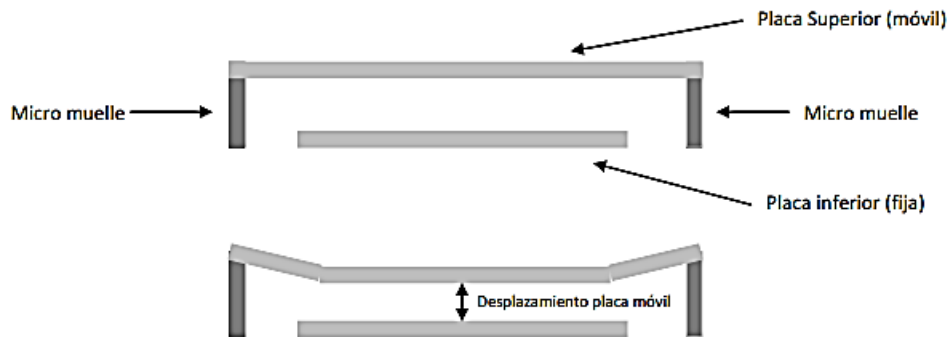
El diseño de un filtro reconfigurable en frecuencia central, ancho de banda para aplicaciones de fino ajuste se explica en [29]. La topología del filtro reconfigurable tiene cuatro polos y una respuesta quasi-elíptica para un filtro pasa banda. El dispositivo es sintonizado por diodos varactores ubicados en diferentes locaciones, estos varactores son controlados por voltaje en pares debido a la simetría del filtro para el control de frecuencia central y ancho de banda. Un varactor adicional es colocado en una línea de cruce para pasar un par de ceros de transmisión, más cerca o más lejos de la frecuencia central del filtro, que sintoniza la selectividad del mismo.

1.7.2.2 FILTROS RECONFIGURABLES UTILIZANDO VARACTORES MEMS

Los varactores MEMS son también conocidos como capacitores sintonizables o condensadores variables debido a su capacidad para proporcionar un ancho de banda sintonizable dentro de las frecuencias de microondas. Estos elementos cambian su propiedad característica (capacitancia) tras la aplicación de una señal de control externa.

El varactor RF MEMS consiste en un condensador de placas paralelas cuya capacitancia se determina por la separación entre una placa inferior fija y una placa superior móvil suspendida [30]

Figura 30. Esquema de un varactor MEM de placas paralelas. Tomado de [30]



Los movimientos mecánicos se pueden obtener de forma electrostática, electotérmica o electromagnética. La forma electrostática en este caso es la técnica más utilizada debido a que su consumo de energía es mínimo al igual que el tiempo de conmutación, el cual se produce cuando una fuerza electrostática se crea mediante la aplicación de un voltaje de CC entre las placas del condensador, desplazando así la placa móvil hacia la placa fija.

Los varactores MEMS presentan una serie de ventajas como son: el bajo consumo de energía, alto factor de calidad, amplia gama de sintonización, baja distorsión armónica.

Algunos de los trabajos realizados utilizando este tipo de dispositivos son:

Se presentan dos filtros pasa banda reconfigurables de elementos concentrados haciendo uso de seis varactores MEMS tipo puente para sintonizar la frecuencia central de forma continua, como se puntualiza en [31] el primer filtro controla la frecuencia central en un rango de 47.5 a 51.5 GHz. El segundo filtro en el rango de 59 a 65.5 GHz.

El diseño de un filtro de elementos concentrados en cuarzo, en donde se utiliza inductores en espiral y capacitores metal-aire-metal se especifica en [32], además dos varactores MEMS son usados para sintonizar la frecuencia central de forma continua en la banda K.

El filtro banda eliminada que usa estructuras periódicas tipo EBG de [33], utiliza 16 varactores MEMS tipo puente están colocados entre las celdas de la estructura para sintonizar su frecuencia central en el rango de 17 a 19 GHz.

2. DISEÑO DE PROTOTIPOS

A continuación se exhiben algunos apartados que se deben considerar en los diseños de filtros de microondas presentados en esta sección:

I. Todos los diseños planteados en este documento utilizaron el sustrato RO3003, que es un laminado especial para circuitos microondas con revestimiento de cobre de $17 \mu\text{m}$ ($\frac{1}{2}$ oz.) en sus dos caras, dieléctrico de 1.52 mm ($0.060''$) de espesor, y una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 3.00$.

El diodo PIN que se utilizó en los diseños de este trabajo, fue el BAP65-02, que viene en una empaquetadura plástica SOD523 cuyas dimensiones son 0.65mm de ancho y 1.65mm de largo. Para su simulación, éste se tomó como un resistor de $R_s = 1\Omega$ en estado conductivo, y como un capacitor de $C_T = 0.35\text{pF}$ en estado de aislamiento no conductivo. El resto de valores mencionados en la sección 1.7.1.1 para polarización inversa y directa, se consideraron despreciables por ser muy pequeños.

II. Como consideración general en el diseño del filtro, es indispensable garantizar la máxima transferencia de potencia hacia el interior del mismo, por ello la impedancia de las líneas de entrada y salida, debe coincidir con la impedancia de los conectores SMA que los alimentan (50Ω).

Conociendo el espesor del dieléctrico $d = 1.52 \text{ mm}$, y la constante dieléctrica $\epsilon_r = 3$ (sustrato RO3003). Se calculó la relación W / d de la cual fue posible deducir el ancho W de la línea:

Ecuación 42

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right]$$

B depende de la impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$ y de $\epsilon_r = 3$:

Ecuación 43

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Con los recursos suficientes calculados, se reemplazó la ecuación 43, en la ecuación 42, los resultados obtenidos fueron:

$$B = 6.8380$$

$$\frac{w}{d} = 2.51378$$

Entonces, se pudo calcular w a partir de la fórmula, y conociendo el espesor del dieléctrico $d = 1.52mm$:

$$w = 2.51378 * d$$

$$w = 3.87mm \quad (\text{Corresponde al ancho de la línea de } 50 \Omega)$$

La longitud de las líneas de entrada y salida se debe considerar en cada caso, la teoría dice que deben ser de un cuarto de onda a la frecuencia en respuesta deseada. Si dicha longitud cambia, se tendrá un cambio de fase. Lo que no es significativo para la mayoría de los sistemas.

III. Para el cálculo de la longitud de las líneas de entrada y salida. Se debe tener en cuenta que la onda electromagnética viaja tanto en el dieléctrico como en el aire, por lo que es necesario homogenizar el medio en donde se propaga. A partir de la constante dieléctrica del substrato se calcula la constante efectiva ϵ_{ff} , que permite realizar cálculos asumiendo que el sistema está dentro de un medio homogéneo. La ecuación que permite encontrar ϵ_{ff} , es:

Ecuación 44

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{w}}}$$

Con el valor de la constante efectiva del dieléctrico, se puede calcular la longitud de onda a una frecuencia determinada f , la ecuación es la siguiente:

Ecuación 45

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}} f}$$

De donde c es la velocidad de la luz en el vacío ($3 \times 10^8 \frac{m}{s}$).

IV. Para los prototipos diseñados con tecnología DBR, se considera que los brazos del filtro tienen longitud igual a un cuarto de onda en la frecuencia donde se ubica un cero de transmisión. Pero el filtro por ser de segundo orden, no tiene una pendiente suficientemente alta que haga coincidir la frecuencia de corte de la

banda, con el cero de transmisión. Por ello, esta diferencia se consideró en los filtros de segundo orden tratados en este documento.

Para encontrar el valor de atenuación a una frecuencia determinada ω se utiliza la siguiente ecuación:

Ecuación 46

$$\kappa = \frac{1}{W} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]$$

En donde:

Ecuación 47

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

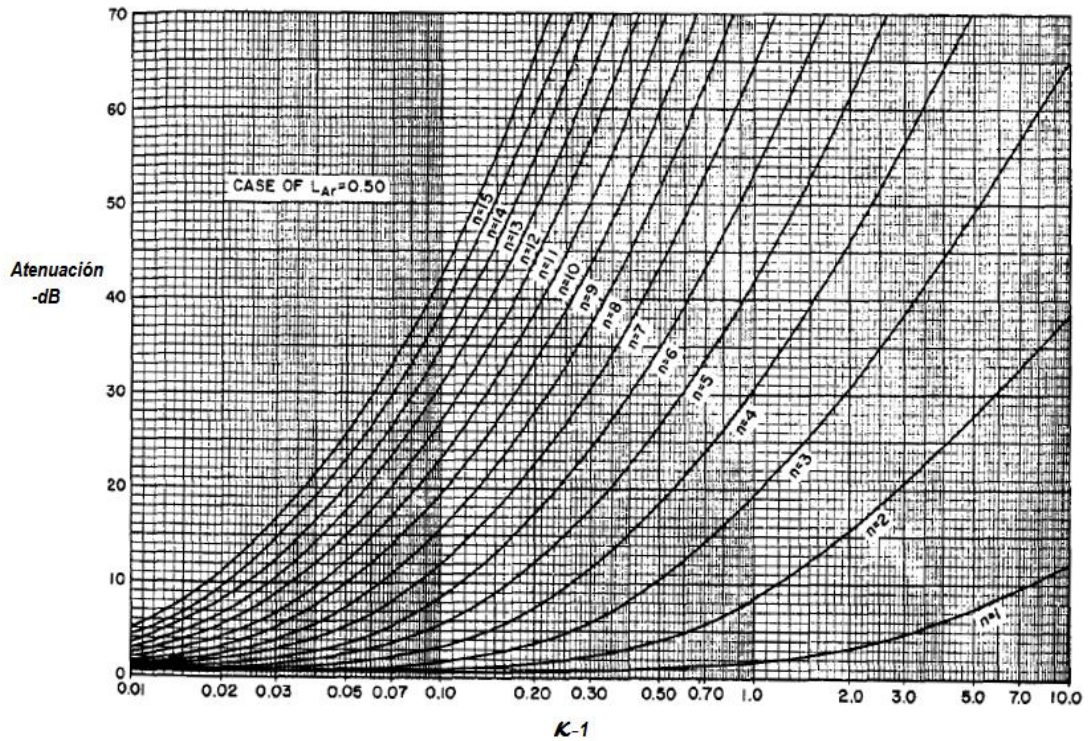
Ecuación 48

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

En donde ω_1 y ω_2 son las frecuencias de corte del filtro, medido a -3dB de la frecuencia central (potencia máxima).

El coeficiente κ está relacionado con la atenuación del filtro, la figura 31 muestra el nivel de atenuación en función de dicho coeficiente [34].

Figura 31. Características filtro Chebyshev 0.5dB de Ripple. Tomado de [34]



Si se tiene una frecuencia ω cercana a la frecuencia de corte ω_1 o ω_2 y alejada de la banda, es posible calcular el valor del coeficiente κ que permite visualizar en la gráfica el valor de atenuación en dicha frecuencia. Al conocer el valor de potencia inicial (cero para la frecuencia de corte) y de potencia final (atenuación en la frecuencia escogida), se permite realizar un cálculo de pendiente de atenuación en un rango pequeño de frecuencias.

En los diseños presentados en este documento se trabajó con frecuencias y anchos de banda específicos, a los que se calculó la pendiente de atenuación de manera conveniente para simplificar procesos futuros, se tuvo en cuenta que los ceros de transmisión se ubican por lo menos a -15 dB debajo de la frecuencia de corte. Los cálculos se realizaron tabulando en la ecuación 46 hasta encontrar los valores deseados:

Tabla 2. Pendiente de Atenuación

| Frecuencia Central [MHz] | <i>i</i> | | Frecuencias de Corte [MHz] | Cero de Transmisión [MHz] | Pendiente de Atenuación [dB/100 MHz] |
|--|----------|--------------------|----------------------------|---------------------------|--------------------------------------|
| 2450 | 1 | Banda Ancha 20% | 2205.0 | 1805.0 | 3.75 |
| | 2 | | 2695.0 | 3295.0 | 2.50 |
| | 1 | Banda Estrecha 10% | 2327.5 | 2097.5 | 6.52 |
| | 2 | | 2572.5 | 2842.5 | 5.55 |
| 2100 | 1 | Banda Estrecha 9% | 2005.5 | 1805.5 | 7.89 |
| | 2 | | 2194.5 | 2434.5 | 6.52 |
| 1900 | 1 | Banda Ancha 20% | 1710.0 | 1410.0 | 5.00 |
| | 2 | | 2090.0 | 2540.0 | 3.33 |
| | 1 | Banda Ancha 15% | 1757.5 | 1517.5 | 6.25 |
| | 2 | | 2042.5 | 2362.5 | 4.68 |
| | 1 | Banda Estrecha 10% | 1805.0 | 1635.0 | 8.82 |
| | 2 | | 1995.0 | 2195.0 | 7.50 |
| | 1 | Banda Estrecha 9% | 1814.5 | 1634.5 | 9.37 |
| | 2 | | 1985.5 | 2185.5 | 7.89 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | | | |

Según la tabla 2, entre más estrecha y más baja sea la frecuencia, la pendiente tiene una tendencia a ser mayor, por lo tanto se espera que la respuesta del filtro sea mejor en dichas situaciones.

En trabajos anteriores, se realizó filtros de radiofrecuencia utilizando diseños DBR [35] que fueron las bases para la realización de este proyecto.

En este documento se propone el diseño de filtros pasa banda reconfigurables con diodos PIN por el método de pérdida de inserción en microcinta, con las tecnologías DBR y Líneas acopladas.

2.1 FILTRO RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA CENTRAL

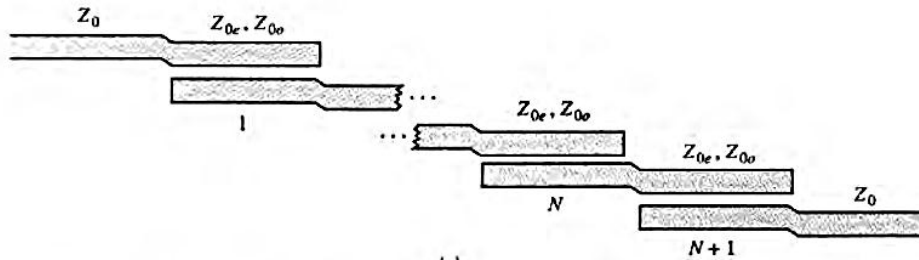
2.1.1 FILTRO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS

El filtro reconfigurable con líneas de transmisión acopladas se diseñó con el fin de conseguir dos estados de frecuencia central, que son intercambiables dependiendo de la polarización de los diodos PIN y la longitud de los resonadores.

Se planteó un filtro de segundo orden de líneas acopladas reconfigurable en frecuencia central, y su diseño es útil para aplicaciones de telefonía móvil 1900 MHz y para aplicaciones de internet inalámbrico 2450 MHz.

Se calcularon las dimensiones para dos filtros por separado de acuerdo a la frecuencia de resonancia deseada para cada uno. En este diseño, las líneas de transmisión se ubicaron como se observa en la figura 32. Se debe tener en cuenta que las uniones entre pares de líneas pueden o no tener acoples diagonales, y su implementación no supone una optimización considerable.

Figura 32. Filtro de líneas Acopladas. Tomado de [10]

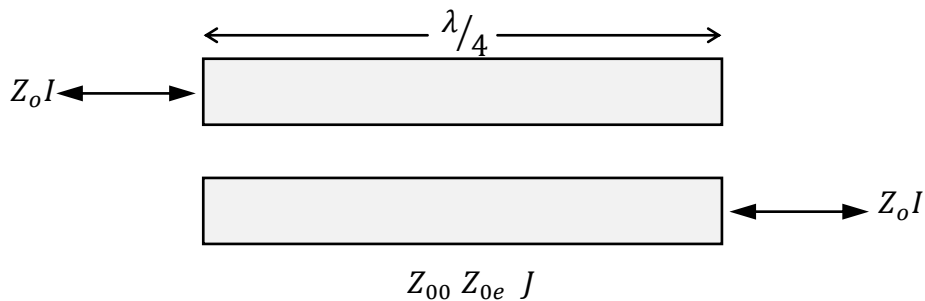


Como se observa en la figura 32, por cada valor de N , hasta $N + 1$, se tiene un arreglo de dos líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ separadas por una distancia S . Al tener en el diseño dos de estos arreglos consecutivos, se obtiene una línea de transmisión de longitud $\lambda/2$, que se constituye como un inversor de admitancia (1:-1) que provee un desplazamiento de fase de 180° . Cada arreglo es equivalente a un resonador LC en paralelo.

Los pares de líneas de transmisión tienen un análisis diferente con respecto a la línea de microcinta única, debido a que se trata de dos líneas metálicas de longitud $\lambda/4$ ubicadas en paralelo. Se presentan dos tipos de excitaciones, la

excitación en modo impar, en donde las corrientes son de la misma magnitud y en la misma dirección, y la excitación de modo par, en donde las corrientes son de igual magnitud pero en dirección opuesta. A causa de que existen estos dos tipos de excitaciones, se tienen dos tipos de impedancias, la impedancia par Z_{0e} y la impedancia impar Z_{0o} . La unión de estas dos y el factor de acoplamiento J , permite ver una sola impedancia característica Z_0 en la entrada o salida de las líneas [15].

Figura 33. Líneas Acopladas



Para el diseño del filtro pasa banda de líneas acopladas, se tuvo en cuenta los parámetros g_i para filtros pasa bajo normalizados a $W_c = 1$. Estos parámetros se obtuvieron a partir de la tabla 8.4 de [10], son los valores para filtros de distintos órdenes N de tipo Chebyshev (Equal Ripple). El diseño se basó en estos elementos. A continuación se pueden observar estos valores recopilados en la tabla 3 para $N=5$.

Tabla 3. Valores para el diseño de filtros pasa bajo Chebyshev con 0.5 db de Ripple

| N | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | g_5 | g_6 |
|-----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1 | 0.6986 | 1.0000 | | | | |
| 2 | 1.4029 | 0.7071 | 1.9841 | | | |
| 3 | 1.5963 | 1.0967 | 1.5963 | 1.0000 | | |
| 4 | 1.6703 | 1.1926 | 2.3661 | 0.8419 | 1.9841 | |
| 5 | 1.7058 | 1.2296 | 2.5408 | 1.2296 | 1.7058 | 1.0000 |

Los datos de la tabla fueron tomados de la página 396 de [10]

Haciendo uso de la tabla 3 se calcularon los valores de Z_0J_N mencionados en las ecuaciones 33, 34 y 35 de la sección 1.6.1.1, siendo Δ el ancho de banda fraccional del filtro pasa banda, calculado mediante la siguiente formula:

Ecuación 49

$$\Delta = \frac{W_2 - W_1}{W_0}$$

Donde W_0 es la frecuencia angular central del filtro, calculado para simplificar ecuaciones, como la media geométrica de W_1 y W_2 , que son las frecuencias angulares de corte en la respuesta frecuencial de dicho filtro. Así:

Ecuación 50

$$W_0 = \sqrt{W_2 W_1}$$

Una vez calculados los valores de Z_0J_N para cada N , se reemplazaron en las ecuación 36 y 37 para encontrar los valores de Z_{0e} y Z_{00} que son las impedancias de línea de transmisión en circuito abierto y en circuito cerrado respectivamente.

En la tabla 4 se encuentran los resultados obtenidos para los dos filtros. El primero, un filtro de líneas acopladas de segundo orden centrado en 2450 MHz con un ancho de banda fraccional ($\Delta * 100$) de 5,71% (2380 - 2520 MHz) y el segundo igualmente de segundo orden, centrado en 1900 MHz con un ancho de banda fraccional ($\Delta * 100$) de 5.71% (1846 - 1954 MHz).

Tabla 4. Valores de impedancias Z_{00} y Z_{0e}

| Frecuencia [MHz] | n | g_n | Z_0J_n | Z_{0e} [Ω] | Z_{00} [Ω] |
|--|-----|--------|----------|-----------------------|-----------------------|
| 2450 | 1 | 1.4029 | 0.252851 | 65.8391 | 40.5541 |
| | 2 | 0.7071 | 0.090053 | 54.9079 | 45.9029 |
| | 3 | 1.9841 | 0.252845 | 65,8391 | 40.5541 |
| 1900 | 1 | 1.4029 | 0.25285 | 65.8391 | 40.5541 |
| | 2 | 0.7071 | 0.09005 | 54.9079 | 45.9029 |
| | 3 | 1.9841 | 0.252852 | 65,8391 | 40.5541 |
| Datos obtenidos a partir de las ecuaciones 33, 34, 35, 36 y 37 | | | | | |

Se notó que los valores de impedancias par e impar, resultan ser simétricos con respecto al punto medio, lo que supone que el filtro resultante tendrá 3 acoples de líneas de transmisión, cuyas dimensiones coinciden exactamente para el primero y el último. Por ello el filtro simple es completamente simétrico y se puede conectar la entrada y salida equitativamente.

Las impedancias de las líneas de transmisión acopladas dependen de los parámetros g_i respectivos y del ancho de banda fraccional (ecuaciones 33, 34 y 35). Si se tiene en cuenta que los valores g_i están preestablecidos en la tabla 3 y son comunes para los dos filtros, entonces, dichas impedancias dependen únicamente del ancho de banda fraccional. Por esto se espera que las dimensiones de las líneas coincidan para las dos frecuencias.

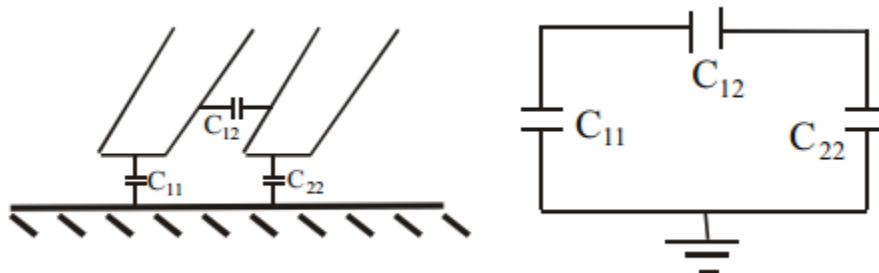
Una vez obtenidos los valores de las impedancias par e impar, se calcularon los valores de ancho W y separación S de cada acople en el filtro, para lo cual existen básicamente tres métodos listados a continuación:

I. MÉTODO COMPUTACIONAL

Teniendo los valores de Z_{00} y Z_{0e} , se procede a encontrarlos nuevamente, esta vez mediante expresiones matemáticas dependientes de los parámetros físicos de la microcinta, para posteriormente igualar la ecuación y calcular mediante métodos numéricos.

Por la disposición de las líneas acopladas, se tienen tres capacitancias esenciales, dos entre cada placa y el plano de tierra, C_{11} y C_{22} , y una entre las dos líneas C_{12} . Formando un circuito equivalente como se muestra en la figura 34.

Figura 34. Diagrama eléctrico de líneas acopladas, circuito equivalente. Tomado de [15]



Siendo las dos líneas del mismo ancho, las capacitancias C_{11} y C_{22} son iguales y según la ecuación 51, dependen de las dimensiones de la microcinta en líneas acopladas (s, t, w) y de la permitividad relativa del sustrato.

Ecuación 51

$$C_e = C_{11} = C_{22} = \frac{0,67(\epsilon_r + 1,41)}{\log \left[\frac{(5,98 h)}{0,8 w + t} \right]}$$

La impedancia par, depende de la capacitancia entre placas (C_{12}), mientras que la impedancia impar es función de la capacitancia entre placa y tierra (C_{11} y C_{22}). Además de c que corresponde a la velocidad de la luz en el vacío y la ϵ_r ya mencionada.

Ecuación 52

$$Z_{oo} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c (C_{11} + 2C_{12})}$$

Ecuación 53

$$Z_{oe} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c C_e}$$

El problema fundamental de este método consiste en encontrar el valor de C_{12} , que es según [15]:

Ecuación 54

$$C_{12} = \epsilon \frac{\int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{s}{w+s}\right)^2\right) \sin^2 \varphi}}}{\int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(\frac{s}{w+s}\right)^2 \sin^2 \varphi}}}$$

Entonces los valores de impedancias par e impar se encuentran reemplazando las ecuaciones 51 y 54 en las ecuaciones 52 y 53 respectivamente.

Ecuación 55

$$Z_{0o} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c \left[\frac{0,67(\epsilon_r + 1,41)}{\log \left[\frac{(5,98 h)}{0,8 w + t} \right]} + \epsilon \frac{\int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{s}{w+s}\right)^2\right) \sin^2 \varphi}}}{\int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(\frac{s}{w+s}\right)^2 \sin^2 \varphi}}} \right]}$$

Ecuación 56

$$Z_{oe} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \log \left[\frac{(5,98 h)}{0,8 w + t} \right]}{c 0,67(\epsilon_r + 1,41)}$$

Por último se igualan las ecuaciones 36 y 37 con las ecuaciones 54 y 55 respectivamente:

Ecuación 57

$$Z_0 [1 - J_N Z_0 + (J_N Z_0)^2] = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c \left[\frac{0,67(\epsilon_r + 1,41)}{\log \left[\frac{(5,98 h)}{0,8 w + t} \right]} + \epsilon \frac{\int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{s}{w+s}\right)^2\right) \sin^2 \varphi}}}{\int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(\frac{s}{w+s}\right)^2 \sin^2 \varphi}}} \right]}$$

Ecuación 58

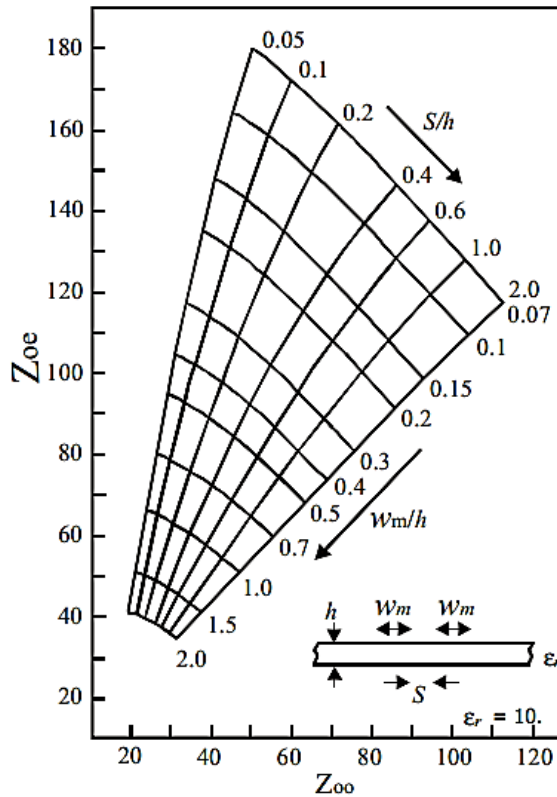
$$Z_0 [1 + J_N Z_0 + (J_N Z_0)^2] = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \log \left[\frac{(5,98 h)}{0,8 w + t} \right]}{c 0,67(\epsilon_r + 1,41)}$$

De esta manera se obtiene igualdades dependientes de las dimensiones de las líneas acopladas. Pero la ecuación que corresponde a la impedancia impar contiene una integral elíptica, que no tiene solución aritmética. Por ello es necesario el uso de métodos numéricos para su solución.

II. MÉTODO GRAFICO

Existen muchas tablas que contienen los datos ya calculados para materiales específicos, que permiten obtener muy fácilmente las dimensiones de las líneas acopladas diseñadas. Solo se requiere conocer los valores de: h , Z_{oe} y Z_{oo} . Un ejemplo es la figura 35, que contiene los valores para la alúmina que tiene una $\epsilon_r = 10$.

Figura 35. Gráfico de valores Z_{oe} vs. Z_{oo} para la alúmina. Tomado de [15]



Su desventaja es que no existen tablas para todas las permitividades dieléctricas existentes, además de que su resolución suele no ser tan alta, impidiendo que haya gran precisión en los datos.

III. CALCULADORA DE LÍNEAS ACOPLADAS

Es la opción más viable, permite calcular las dimensiones de las líneas acopladas a partir de las impedancias par e impar, y de las características del sustrato, en ella están incluidas las fórmulas necesarias para su cálculo, y despliega los

resultados de manera rápida y precisa. En línea se encuentran muchos tipos de calculadoras como son: *COUPLED MICROSTRIP LINE CALCULATIONS* [36] y *COUPLED MICROSTRIP ANALYSIS/SYNTHESIS CALCULATOR* [37]. También hay variedad de software especializado, que permite su cálculo junto con otros datos importantes.

Para el cálculo del ancho de las líneas y las separaciones respectivas W y S , se utilizó la calculadora en línea [36]. El filtro de líneas acopladas mencionado, se configuró para 2450 y 1900 MHz, con un sustrato RO3003 de [38], $\epsilon_r = 3 \pm 0.04$ con un ancho de banda fraccional de 5.7% en ambos casos, el cálculo de longitud de onda junto con los datos arrojados por la calculadora en línea se encuentran consignados en la tabla 5.

Tabla 5. Dimensiones de arreglos de líneas acopladas para el diseño de filtro pasa banda

| n | Frecuencia [MHz] | Z_{0e} [Ω] | Z_{00} [Ω] | W_n [mm] | s_n [mm] | $\lambda/4$ [mm] |
|--|------------------|-----------------------|-----------------------|------------|------------|------------------|
| 1 | 2450 | 65.8391 | 40.5541 | 3.4 | 0.5 | 19.9 |
| 2 | | 54.9079 | 45.9029 | 3.9 | 2.2 | 19.6 |
| 3 | | 65,8391 | 40.5541 | 3.4 | 0.5 | 19.9 |
| 1 | 1900 | 65.8391 | 40.5541 | 3.4 | 0.5 | 25.7 |
| 2 | | 54.9079 | 45.9029 | 3.9 | 2.2 | 25.3 |
| 3 | | 65,8391 | 40.5541 | 3.4 | 0.5 | 25.7 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | | | | |

La única diferencia entre los dos diseños de filtros (1900 y 2450 MHz) es la longitud de los resonadores, es allí donde la reconfiguración en frecuencia es posible, mediante el uso de diodos PIN. En la figura 36, se muestra en donde fueron ubicados los diodos y su correspondiente polarización, junto con sus dimensiones.

En la figura 37 se muestra el comportamiento del filtro cuando los diodos PIN se encuentran apagados (estado *OFF*), es decir, cuando los parches externos están aislados, esta conexión corresponde a una respuesta en frecuencia alta.

En la figura 38, se muestra el comportamiento del filtro cuando los diodos se encuentran encendidos (estado *ON*), es decir los parches externos están conectados al sistema, de esta manera el filtro tiene una mayor longitud, de esta forma la conexión corresponde a una frecuencia baja.

Figura 36. Esquema del filtro de líneas acopladas

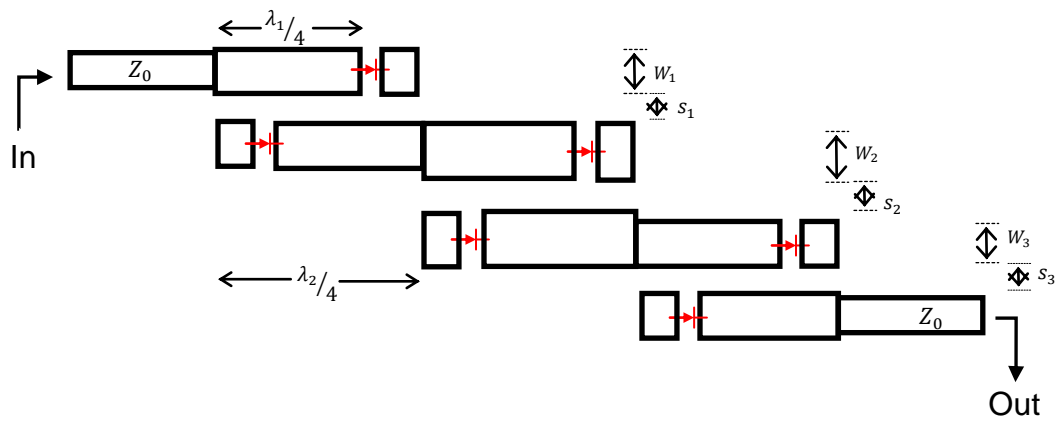


Figura 37. Filtro de líneas acopladas, estado Off diodos PIN apagados

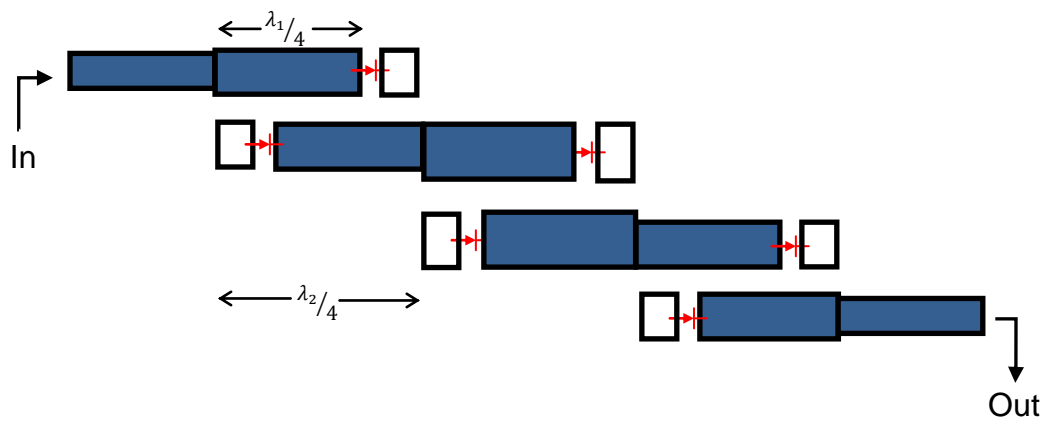
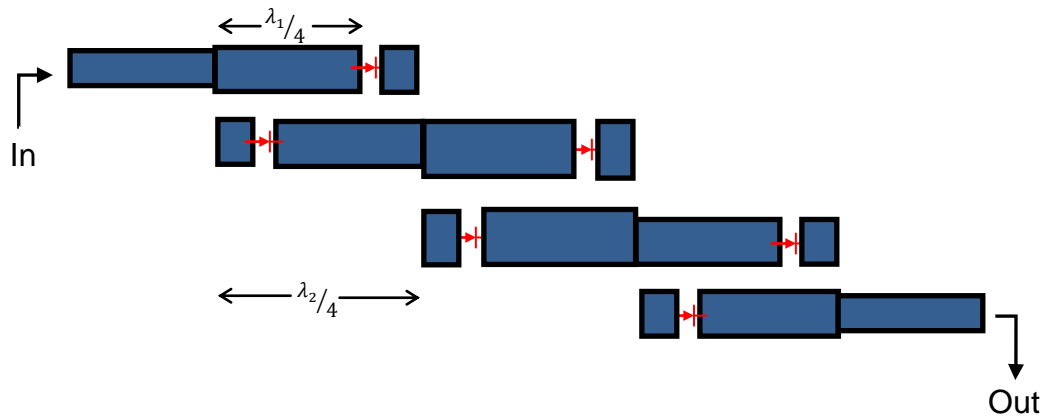


Figura 38. Filtro de líneas acopladas, estado ON diodos PIN en polarización directa



Con estos datos y configuraciones se realizó la simulación electromagnética correspondiente, y posterior afinación de los resultados. Los diodos PIN fueron simulados como resistencias de 1Ω para el estado *ON*, y como un capacitor de 0.35 pF para el estado *OFF*, datos suministrados por su respectiva hoja de datos (Datasheet) [39]. Como se puede observar, los diodos PIN se ubicaron de manera que, en estado conductivo (resistivo), pudieran conducir en dirección a la salida del filtro. El filtro entonces deja de ser indiferente a las conexiones de entrada y salida, para ser específico en una dirección determinada.

Como consideración general, se notó que la respuesta en frecuencia para el estado *OFF*, estaba muy por debajo de 2450 MHz , esto es debido a que el diodo PIN se comporta como un capacitor alterando los resultados. En este caso la corrección necesaria es más amplia que en el otro estado.

Para obtener unos resultados óptimos, se hicieron pequeñas variaciones en las dimensiones del filtro, observando los cambios en la respuesta en frecuencia hasta lograr la mejor respuesta posible. Las dimensiones del filtro reconfigurable, luego de dicha corrección se muestran en la tabla 6.

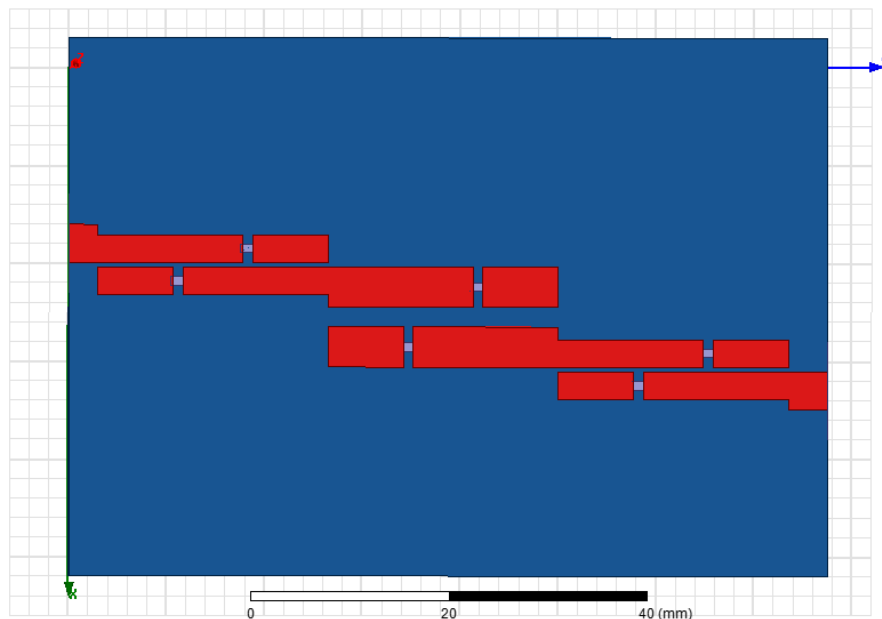
Tabla 6. Valores corregidos para el diseño de filtro pasa banda con líneas acopladas

| n | Frecuencia [MHz] | Dimensiones Calculadas | | | Dimensiones corregidas | | |
|-----|------------------|------------------------|------------|------------------|------------------------|------------|------------------|
| | | W_n [mm] | s_n [mm] | $\lambda/4$ [mm] | W_n [mm] | s_n [mm] | $\lambda/4$ [mm] |
| 1 | 1900 | 3.4 | 0.5 | 25.7 | 2.8 | 0.5 | 23.5 |
| 2 | | 3.9 | 2.2 | 25.3 | 4.1 | 2.2 | 23.3 |
| 3 | | 3.4 | 0.5 | 25.7 | 2.8 | 0.5 | 23.5 |
| 1 | 2450 | 3.4 | 0.5 | 19.9 | 2.8 | 0.5 | 14.8 |
| 2 | | 3.9 | 2.2 | 19.6 | 4.1 | 2.2 | 14.6 |
| 3 | | 3.4 | 0.5 | 19.9 | 2.8 | 0.5 | 14.8 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

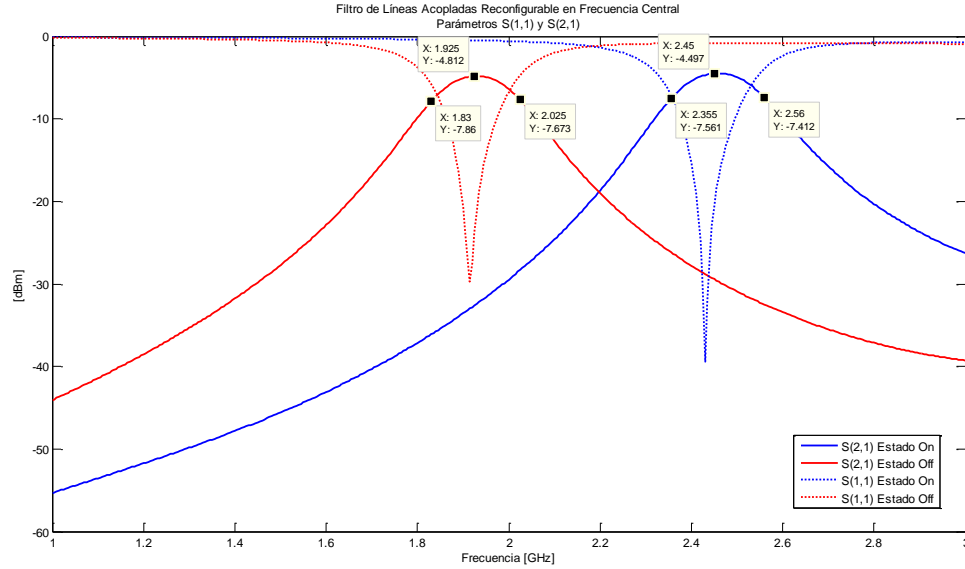
El filtro diseñado con las dimensiones corregidas de la tabla 6, se observa desde el simulador electromagnético de la siguiente forma:

Figura 39. Filtro de líneas acopladas visto desde el simulador electromagnético



Al realizar la simulación correspondiente se obtuvieron los siguientes resultados:

Figura 40. Parámetros S_{11} y S_{21} del filtro de líneas acopladas reconfigurable en frecuencia central.



Según la figura 40, se puede observar el parámetro S_{11} representado con línea punteada y el parámetro S_{21} representado con línea continua para los dos estados de diodos PIN, estado *ON* con diodos energizados color azul, y estado *OFF* con diodos apagados en color rojo.

En el estado *OFF*, el filtro estuvo centrado en 2450 MHz, con un ancho de banda medido a -3 dBm del pico de transmisión, entre 2355 a 2560 MHz que corresponde a un ancho de banda fraccional de 8.3%. Mientras que en el estado *ON*, el filtro se centró en 1900 MHz con ancho de banda entre 1830 y 2025MHz, que corresponde a 10.2%. Resultados que están fuera del ancho de banda deseado inicialmente (5.71%), que se supone se debe a que la pérdida de inserción es alta.

Los correspondientes factores de calidad de dicho filtro fueron:

Para el estado *OFF*:

Ecuación 59

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{2450 \times 10^6}{2560 \times 10^6 - 2355 \times 10^6} = 11.95$$

Para el estado ON:

Ecuación 60

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{1900 \times 10^6}{2025 \times 10^6 - 1830 \times 10^6} = 9.74$$

Resultados que indican que el filtro centrado en 2450 MHz es de banda estrecha mientras que el filtro centrado en 1900 MHz es de banda ancha.

El filtro reconfigurable en frecuencia central diseñado con líneas de transmisión acopladas, presenta grandes ventajas, como la presencia de un polo dentro de un amplio margen, motivo por el cual puede ser aplicado dentro de un espectro más amplio. En el punto de máxima transmisión, se obtuvo a la salida una potencia atenuada a razón de -4.4 a -4.8 dBm, que es una alta pérdida de inserción. Mientras que la potencia que regresa a la fuente es mínima del orden de -30 a -35 dBm. Que quiere decir que gran parte de la potencia se irradió en la extensión del filtro. Esto se debe a que no hubo ningún acople eléctrico directo entre entrada y salida, esto hace que el filtro pierda potencia y su afinamiento sea complicado. Sin embargo puede ser aplicable en sistemas con gran amplificación.

2.1.2 FILTRO DBR

Se desarrolló el diseño de un filtro DBR de segundo orden reconfigurable en frecuencia central, que permite dos estados de frecuencia, la primera de 2.1 GHz (2380 MHz – 2520 MHz) usado en España para estándar 3G, y la segunda de 1.8 GHz (1850 MHz – 1950 MHz) estándar 4G para el mismo país.

Similar al procedimiento anterior, se diseñaron dos filtros que responden independientemente a las frecuencias planteadas, que se unieron convenientemente y se afinaron para óptimos resultados.

El filtro es de segundo orden, de manera que las frecuencias de corte no son totalmente verticales y tienen una pendiente significativa. Dicha pendiente se consideró en el diseño, diferenciando entre el ancho de banda fraccional real del filtro, y el ancho que proporciona la ubicación de los ceros de transmisión. Puesto que para el primero, las mediciones se tomaron a -3 dB por debajo de la potencia máxima obtenida en la salida del filtro (a cada lado de la frecuencia central), mientras que para el segundo, las mediciones se realizaron en los valores mínimos de transmisión en la salida de dicho filtro.

Como se detalla en el apartado IV de la sección 2, para el diseño de filtros con un ancho de banda fraccional de 9%, la separación en frecuencia para los ceros de transmisión se diseña mucho mayor que dicho ancho de banda, es decir, que para

el filtro centrado en $f_0 = 2100 \text{ MHz}$, se tiene unos ceros de transmisión ubicados entre $f_1 = 1805.5 \text{ MHz}$ y $f_2 = 2424.5 \text{ MHz}$, su ancho de banda correspondiente es de $B_1 = 639 \text{ MHz}$. Para la frecuencia de $f_0 = 1900 \text{ MHz}$, los ceros de transmisión estarían distanciados $B_1 = 541 \text{ MHz}$, ubicados en $f_1 = 1634.5 \text{ MHz}$ y en $f_2 = 2185.5 \text{ MHz}$ respectivamente, estos datos se calcularon previamente y se consignaron en la tabla 2.

La longitud de los resonadores, son de un cuarto de la longitud de onda de las frecuencias de corte escogidas (f_1 y f_2). Este valor se calculó mediante la ecuación 45. Así que para el filtro completo se obtendrán cuatro longitudes distintas de resonadores. Los datos se consignaron en la siguiente tabla:

Tabla 7. Valores de longitud de resonadores para filtro DBR reconfigurable en frecuencia

| i | Frecuencia Central [MHz] | Frecuencias Ceros de T. [MHz] | λ_i [mm] | $l_i = \frac{\lambda_i}{4}$ [mm] |
|-----|--------------------------|-------------------------------|------------------|----------------------------------|
| 1 | 2100 | 1805.5 | 106.84 | 26.7 |
| 0 | | | 91.76 | 22.9 |
| 2 | | 2434.5 | 79.08 | 19.7 |
| 1 | 1900 | 1634.5 | 118.07 | 29.5 |
| 0 | | | 101.50 | 25.4 |
| 2 | | 2185.5 | 88.17 | 22.0 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

Además de lo anterior, el ancho de la línea de cada resonador, se calculó mediante las impedancias (Z_{c1} y Z_{c2}), que dependen de la relación entre un cuarto de la longitud de onda en los ceros de transmisión (longitud o stubs l), y la longitud de onda del polo en su respectiva frecuencia central, de la siguiente manera [16].

Ecuación 61

$$R = \frac{l_2}{\lambda_0} \left[1 + \tan^2 \left(2\pi \frac{l_2}{\lambda_0} \right) \right]$$

Ecuación 62

$$S = \frac{l_1}{\lambda_0} \left[1 + \tan^2 \left(2\pi \frac{l_1}{\lambda_0} \right) \right] \left[\frac{\tan \left(2\pi \frac{l_2}{\lambda_0} \right)}{\tan \left(2\pi \frac{l_1}{\lambda_0} \right)} \right]$$

Ecuación 63

$$Z_{c1} = -Z_{c2} \frac{\tan \left(2\pi \frac{l_1}{\lambda_0} \right)}{\tan \left(2\pi \frac{l_2}{\lambda_0} \right)}$$

Ecuación 64

$$Z_{c2} = Z_0 \frac{\pi}{b} (R - S)$$

Debido a que el ancho de banda en los dos casos es constante, entonces los valores de impedancia resultaron ser exactamente los mismos para los dos casos. Esto es debido a que las relaciones que permiten encontrar los valores de impedancias, son valores normalizados de frecuencias de corte.

Para el cálculo de impedancias se tomó un parámetro de diseño de valor $b = 15$. Una vez encontradas dichas impedancias se calculó el ancho de los resonadores mediante la ecuación 42 para cada una de las frecuencias en donde se ubican los ceros de transmisión:

Tabla 8. Valores de impedancia y ancho de resonadores

| i | Frecuencia Central [MHz] | Frecuencias Ceros de T. [MHz] | $\frac{l_i}{\lambda_0}$ | Z_{ci} [Ω] | w_{ri} [mm] |
|--|--------------------------|-------------------------------|-------------------------|-----------------------|---------------|
| 1 | 2100 | 1815.5 | 0.2909 | 87.741 | 1.3 |
| 2 | | 2424.5 | 0.2154 | 104.752 | 0.9 |
| 1 | 1900 | 1654.5 | 0.2906 | 90.559 | 1.3 |
| 2 | | 2175.5 | 0.2167 | 107.402 | 0.9 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | | | |

Además de esto, se diseñaron unos inversores cuya finalidad es adaptar las impedancias entre cada sistema de resonadores, y entre las entradas y salidas del filtro, el proceso utilizando coeficientes de Chebyshev (tabla 3) es el siguiente [16].

Ecuación 65

$$Z_{i,i+1} = \frac{Z_0}{J_{i,i+1}}$$

En donde se reemplazan las siguientes ecuaciones, se debe tener en cuenta que para este caso, el orden del filtro es $n = 2$:

Ecuación 66

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_A \cdot b \cdot \Delta}{g_0 g_1 \omega_1}}$$

Ecuación 67

$$J_{j,j+1} = \frac{b \cdot \Delta}{\omega_1 \sqrt{g_j g_{j+1}}}$$

Ecuación 68

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_B \cdot b \cdot \Delta}{g_n g_{n+1} \omega_1}}$$

Para un sistema de segundo orden se diseñan $3(n + 1)$ inversores, cuyos coeficientes de Chebyshev para filtro pasa bajo se encuentran en la tabla 3, el parámetro b usado es el mismo que en el anterior proceso ($b = 15$) y el valor Δ se tomó como el ancho de banda fraccional en las frecuencias de corte (9%), esto es debido a que las fórmulas no dependen de los valores asignados a los ceros de transmisión.

Se asumió que las impedancias están adaptadas con respecto a la entrada y salida, por esto los valores de conductancia normalizada de entrada y salida G_A y G_B se tomaron con el valor de 1. Así mismo la frecuencia de corte normalizada para un filtro pasa bajo ese tomó como $\omega_1 = 1$. Los datos encontrados se encuentran consignados en la tabla 9.

Tabla 9. Impedancia y ancho de inversores de admitancia

| i | J_i | Z_i [Ω] | W_i [mm] |
|-----|--------|-----------------------|---------------|
| 01 | 0.9809 | 50.97 | 3.7 |
| 12 | 1.3554 | 36.88 | 6.0 |
| 23 | 0.9809 | 50.97 | 3.7 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

El filtro DBR reconfigurable en frecuencia central se hace posible cuando se tienen dos filtros DBR centrados en frecuencias distintas con un ancho de banda fraccional igual en los dos casos. Los diodos PIN se ubicaron de tal forma que al polarizarlos, estos aumenten las longitudes de los resonadores del filtro, de esta manera se reduce la frecuencia en la respuesta.

Los diodos PIN se ubicaron como se muestra en la figura 41.

Cuando los diodos están apagados (estado 1) figura 42, se obtiene un filtro de menores dimensiones, centrado en una frecuencia mayor (2100 MHz), cuando los diodos están encendidos o en polarización directa (estado 2) figura 43, se obtiene un filtro de mayores dimensiones por tanto, centrado en una frecuencia inferior (1900 MHz).

Figura 41. Esquema filtro DBR reconfigurable en frecuencia central

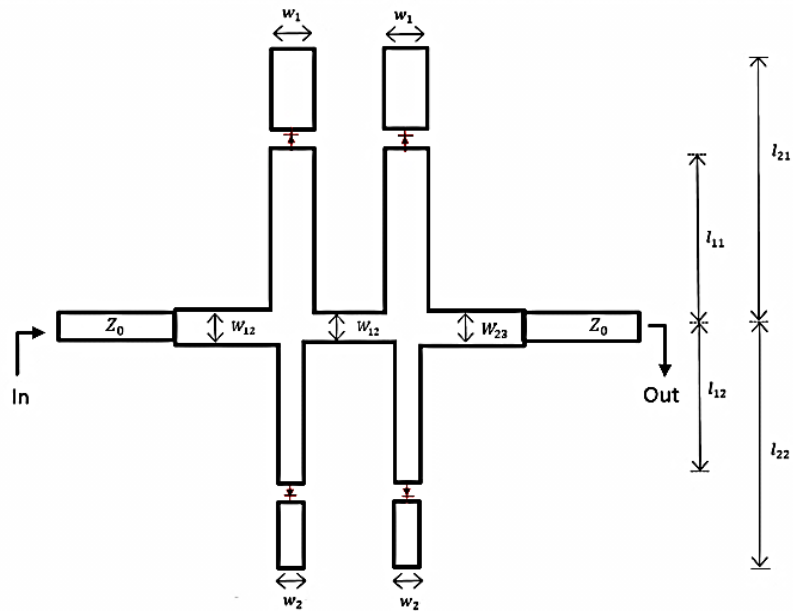


Figura 42. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central en Estado 1, Diodos PIN no conductivos.

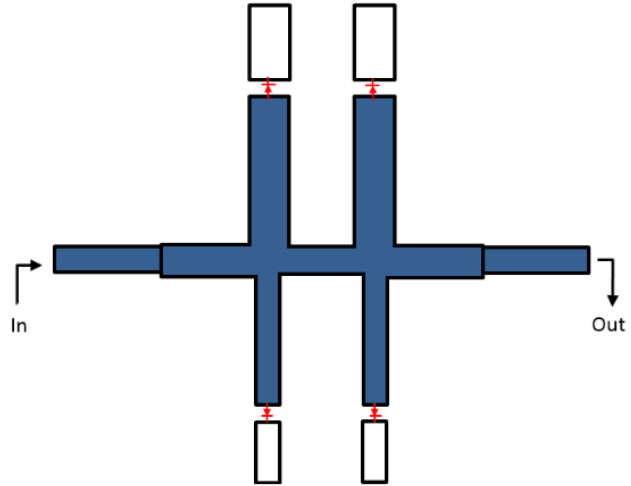
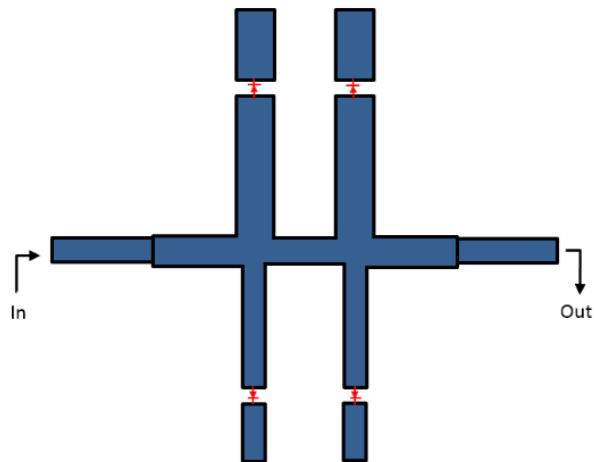


Figura 43. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central en Estado 2. Diodos PIN conductivos



Los diodos PIN se comportan como capacitancias cuando el filtro se encuentra configurado para altas frecuencias, dicho efecto produce resultados que se desean reducir al máximo. Por ello los inversores de admitancia fueron la pieza clave para permitir la máxima transferencia de potencia en esta frecuencia. Para este caso los inversores de admitancia se diseñaron con una longitud igual a un cuarto de la longitud de onda para 2100 MHz (22.9 mm).

Después de realizar las simulaciones correspondientes se notó que las frecuencias centrales no coincidían exactamente con las deseadas teóricamente, por lo cual se realizó correcciones en las variables de ancho de línea de los inversores, y en la longitud de los resonadores, los resultados obtenidos junto con los obtenidos teóricamente se relacionan en la siguiente tabla:

Tabla 10. Longitud y ancho de resonadores corregidas de filtro DBR reconfigurable en frecuencia central

| <i>i</i> | Frecuencia Central [MHz] | Frecuencias Ceros de T. [MHz] | Dimensiones Calculadas | | Dimensiones Corregidas | |
|----------|--------------------------|-------------------------------|------------------------------------|------------------------------|------------------------------------|------------------------------|
| | | | Longitud de Resonadores l_i [mm] | Ancho de Línea w_{ri} [mm] | Longitud de Resonadores l_i [mm] | Ancho de Línea w_{ri} [mm] |
| 1 | 2100 | 1815.5 | 26.7 | 1.3 | 24.9 | 2.3 |
| 2 | | 2424.5 | 19.7 | 0.9 | 15.9 | 1.1 |
| 1 | 1900 | 1654.5 | 29.5 | 1.3 | 29.6 | 2.3 |
| 2 | | 2175.5 | 22.0 | 0.9 | 22.5 | 1.1 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

Como se aprecia en la tabla 10, las correcciones realizadas con un mayor margen fueron en la frecuencia superior, que es más crítica debido al aislamiento producido por los diodos PIN. Con respecto al ancho de resonadores, se notó que si la dimensión es muy pequeña, el stub se inutiliza parcialmente, motivo por el cual se aumentó significativamente el ancho de los resonadores hasta lograr una buena respuesta.

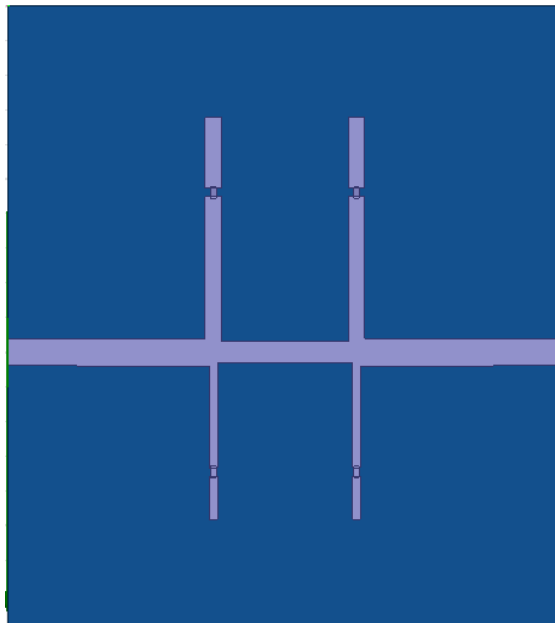
Tabla 11. Dimensiones corregidas para inversores de admitancia

| i | Dimensión Calculada | | Dimensión Corregida | |
|-----|---------------------|-----------------------|---------------------|-----------------------|
| | W_i [mm] | $\lambda_i/4$ [mm] | W_i [mm] | $\lambda_i/4$ [mm] |
| 01 | 3.7 | 22.9 | 4.0 | 23 |
| 12 | 6.0 | 22.9 | 3.4 | 24 |
| 23 | 3.7 | 22.9 | 4.0 | 23 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

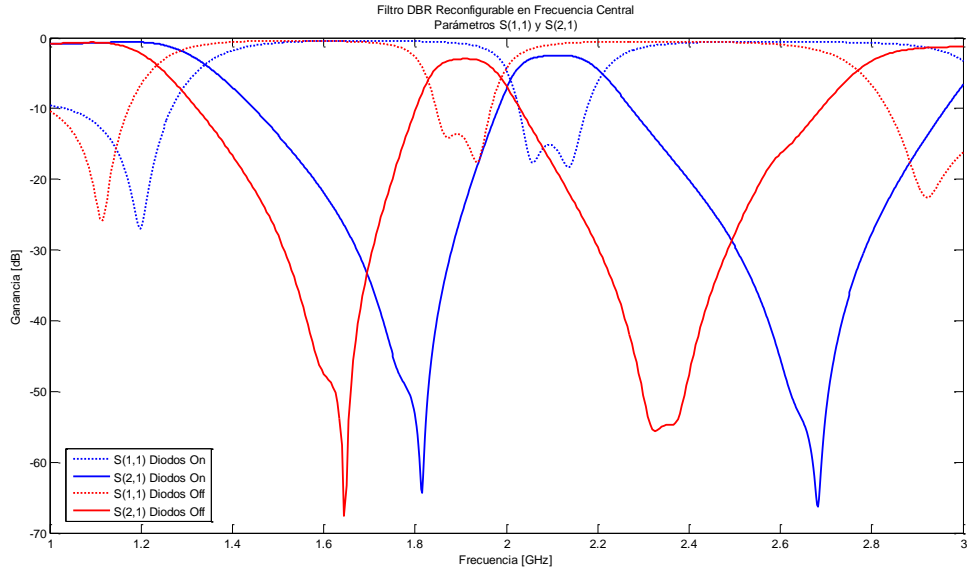
En la figura 44, se puede observar el modelo del filtro DBR construido en el simulador electromagnético a partir de las dimensiones finalmente corregidas de la tabla 11.

Figura 44. Diseño de filtro visto desde el simulador electromagnético



Al realizar las simulaciones correspondientes se lograron los siguientes resultados:

Figura 45. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$, filtro DBR reconfigurable en frecuencia central Estado 1 y Estado 2



En la figura 45, se muestra el parámetro S_{11} representado en línea punteada y el parámetro S_{21} representado en línea continua para los dos estados de diodos PIN, estado 2 con diodos energizados color azul, y estado 1 con diodos apagados en color rojo.

En el estado 1 (figura 46), el filtro está centrado en 2100 MHz con un ancho de banda medido a -3 dBm del pico de transmisión, entre 2014 MHz a 2216 MHz que corresponde a un ancho de banda fraccional de 9.61%.

Mientras que en el estado 2 (figura 47), el filtro se centra en 1900 MHz con ancho de banda entre 1830 MHz y 1990 MHz, que corresponde a 8.42%.

Figura 46. Parámetros S(1,1) y S(2,1), filtro DBR reconfigurable en frecuencia central Estado 1.

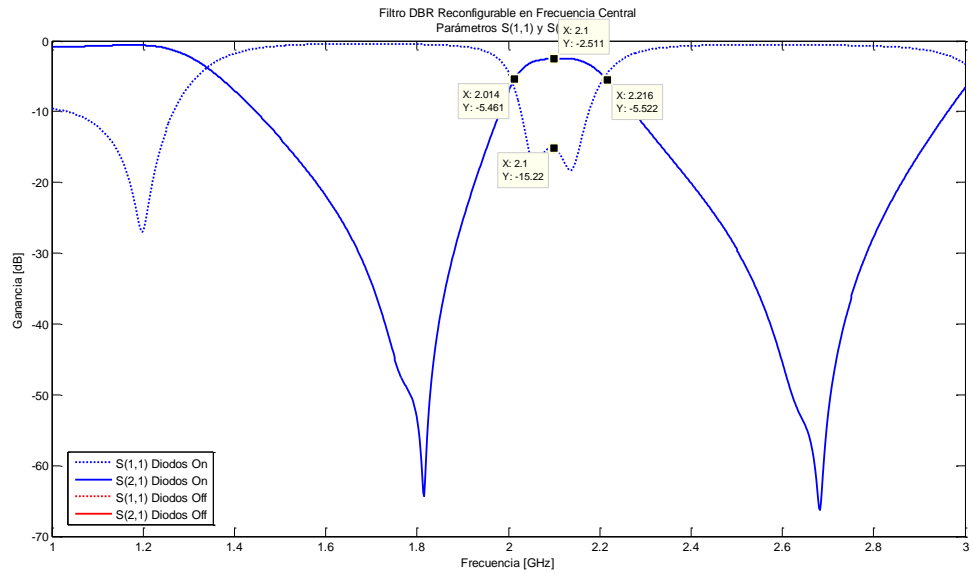
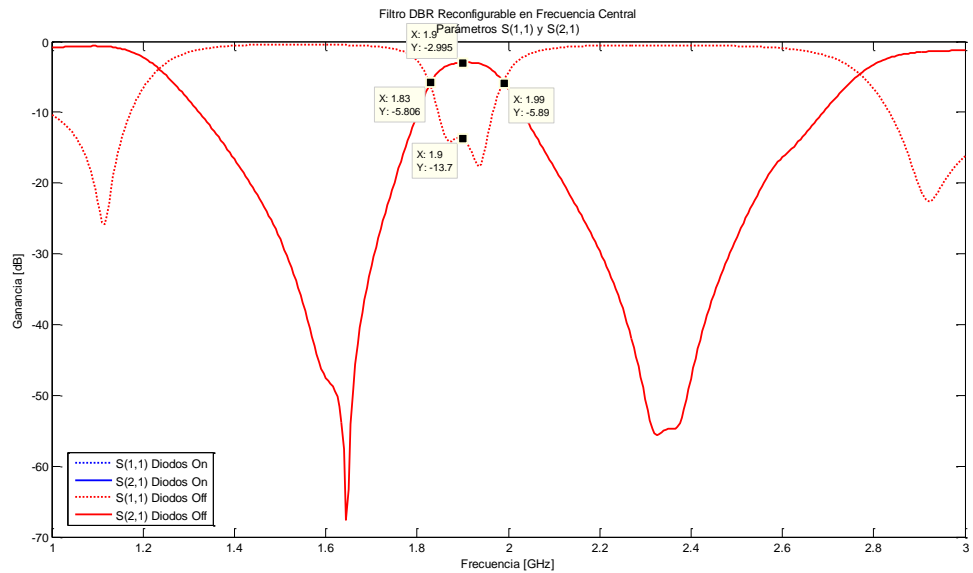


Figura 47. Parámetros S(1,1) y S(2,1), filtro DBR reconfigurable en frecuencia central Estado 2.



Los correspondientes factores de calidad de dicho filtro fueron:

Para el estado 1:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{2100 \times 10^6}{2216 \times 10^6 - 2014 \times 10^6} = 10.39$$

Para el estado 2:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{1900 \times 10^6}{1990 \times 10^6 - 1830 \times 10^6} = 11.87$$

Lo cual significa que los filtros diseñados son de banda estrecha.

El filtro DBR reconfigurable en frecuencia central tiene conexión física entre la entrada y la salida, razón por la que tiende a generar una pérdida de inserción menor. Este filtro presenta polos de transmisión de manera periódica, de este modo su aplicación se reduce a un rango de espectro más pequeño. En el punto de máxima transmisión se tiene en la salida una potencia atenuada a razón de -2.5 y -2.9 dB, que es una pérdida de inserción considerable. Mientras que la potencia que regresa a la fuente es del orden de -13.7 y -15.22 dB. Que es una buena respuesta para aplicaciones que cuenten con terminales fijas que dispongan de alta amplificación, en las que una atenuación de este nivel no sea considerable, como por ejemplo una repetidora de corta distancia.

2.2 DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS RECONFIGURABLES EN ANCHO DE BANDA

2.2.1 FILTRO DBR

Para su diseño se utilizó el mismo procedimiento de la sección 2.1.2., este filtro está centrado en una frecuencia de 1.9 GHz y por medio de la conmutación de los diodos PIN se amplía o reduce el ancho de banda fraccional. Como se concluye en dicha sección, el ancho de banda fraccional depende de la impedancia de los stubs correspondientes y de la ubicación en frecuencia de los ceros de transmisión, de esta manera el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda es el resultado de combinar dos filtros con diferentes anchos y longitudes de los stubs.

Se diseñó un filtro centrado en todo momento en $f_0 = 1900 \text{ MHz}$ y con dos estados de ancho de banda fraccional, uno para banda ancha y otro para banda estrecha.

El filtro se diseñó con un ancho de banda fraccional de 15% y otro de 10%. Como se ha planteado en el apartado IV de la sección 2, los ceros de transmisión estuvieron realmente ubicados en $f_1 = 1517.5$ y $f_2 = 2362.5$ MHz y entre $f_1 = 1635$ y $f_2 = 2195$ MHz, datos calculados con anterioridad, consignados en la tabla 2. Al realizar el cálculo de la longitud de resonadores se obtuvieron los datos consignados en la siguiente tabla.

Tabla 12. Longitud de resonadores del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda

| | i | Cero de Transmisión [MHz] | λ_i [mm] | $l_i = \frac{\lambda_i}{4}$ [mm] |
|------------------------------|-----|---------------------------|------------------|----------------------------------|
| <i>Banda Estrecha</i> 10% | 1 | 1635.0 | 118.03 | 29.5 |
| | 2 | 2195.0 | 87.76 | 21.9 |
| <i>Banda Ancha</i> 15% | 1 | 1517.5 | 127.21 | 31.8 |
| | 2 | 2362.5 | 81.52 | 20.4 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

Conociendo las longitudes de los resonadores calculados en la tabla 12, se calculó su impedancia reemplazando en las ecuaciones 63 y 64. Y junto con la ecuación 42 se calculó el ancho correspondiente a cada resonador para cada uno de los filtros.

Se tuvo en cuenta que para este caso cambiaron las relaciones entre ceros de transmisión y longitud de onda central mencionadas en la Sección 2.1.2., y el valor de longitud de onda para $f_0 = 1900$ MHz fue tomado como 101.5mm. Los datos calculados se encuentran consignados en la siguiente tabla.

Tabla 13. Valores de impedancia y ancho de resonadores del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda

| | j | Frecuencias de Corte [MHz] | $\frac{l_i}{\lambda_0}$ | Z_i [Ω] | w_i [mm] |
|-----------------------|-----|----------------------------|-------------------------|--------------------|------------|
| <i>Banda Estrecha</i> | 1 | 1635.0 | 0.2906 | 83.634 | 1.5 |
| | 2 | 2195.0 | 0.2157 | 99.923 | 1.0 |
| <i>Banda Ancha</i> | 1 | 1517.5 | 0.3133 | 36.761 | 6.1 |
| | 2 | 2362.5 | 0.2009 | 48.553 | 4.0 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

Los inversores de admitancia se diseñaron con una longitud de un cuarto de onda a la frecuencia central, para este caso de 25.33 mm (1900 MHz). Y para el cálculo del ancho de cada inversor se utilizó la banda más crítica, en este caso de 10% debido a que es más propensa a tener mayor pérdida de inserción. Se utilizaron las ecuaciones 65, 66, 67 y 68. Los datos calculados se encuentran consignados en la siguiente tabla:

Tabla 14. Impedancia y ancho de inversores de admitancia para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda

| i | J_i | Z_i [Ω] | W_i [mm] |
|--|-------|-----------------------|---------------|
| 01 | 1.034 | 48.35 | 4.1 |
| 12 | 1.506 | 33.19 | 7.0 |
| 23 | 1.034 | 48.35 | 4.1 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | |

Como se puede apreciar en la figura 48, las dimensiones para el filtro de banda estrecha se dejaron intactas, mientras que solo se mantuvo la parte del filtro de banda ancha que no se superpone. Esto es debido a que, en el filtro DBR diseñado para una respuesta con un ancho de banda estrecho, los ceros de transmisión se encuentran muy cercanos el uno del otro, y por ello se produce una disminución considerable de potencia en la frecuencia central. Esta tendencia debe ser considerada en el momento de escoger el ancho de banda fraccional del filtro DBR a diseñar, ya que si dicha banda es muy pequeña, la pérdida de inserción será muy alta.

Para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda, los diodos PIN se ubicaron de manera que el cátodo quede en la sección más alejada de la fuente, es decir que su conducción se realice hacia el exterior del filtro.

Con respecto a la reconfiguración, en el primer estado (figura 49) correspondiente al filtro de banda estrecha, se polarizan únicamente los diodos PIN inferiores con lo que se obtienen las dimensiones calculadas para dicha respuesta en frecuencia. En el segundo estado (figura 50), los diodos PIN superiores son los que se encuentran en estado conductivo, debido a esto el filtro obtiene dimensiones correspondientes a un filtro de banda ancha.

Figura 48. Esquema del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda

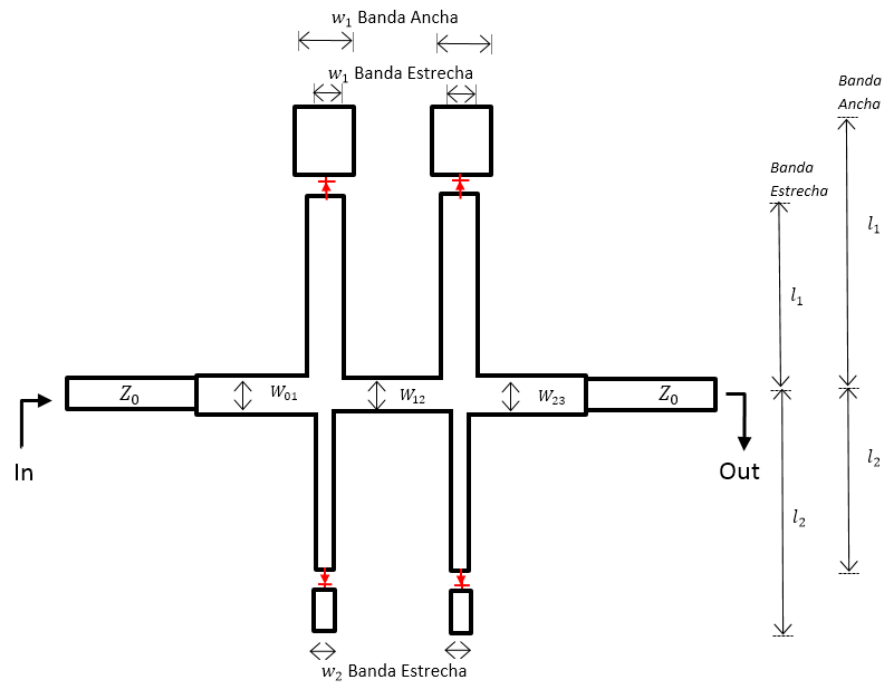


Figura 49. Filtro DBR reconfigurable en ancho de banda, Estado 1

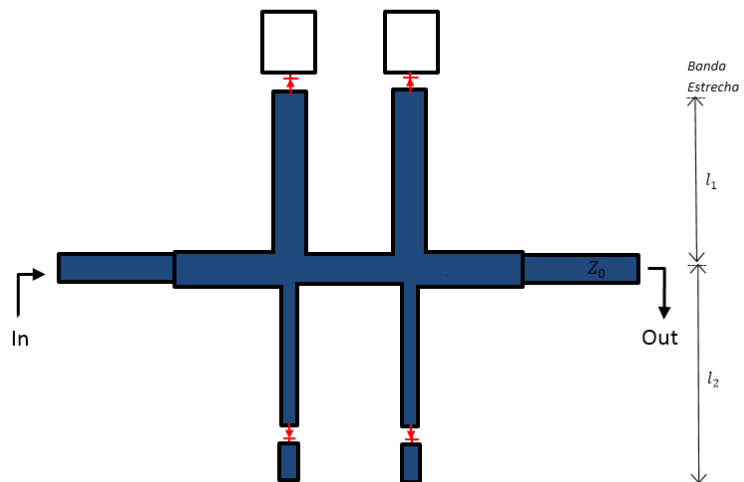
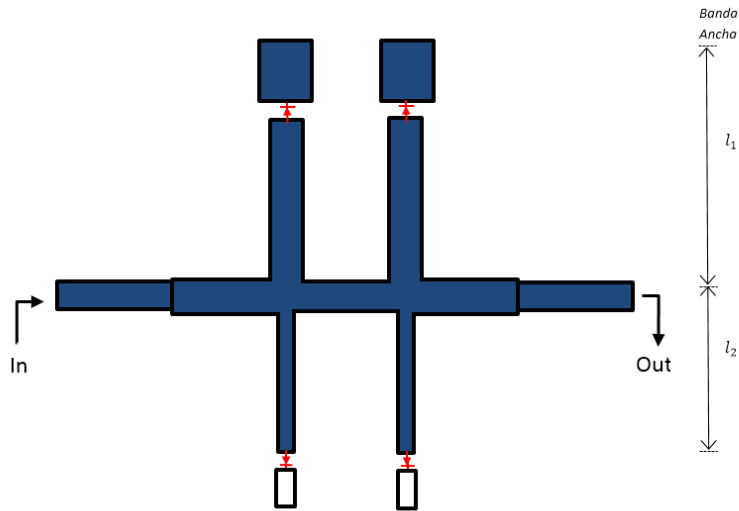


Figura 50. Filtro DBR reconfigurable en ancho de banda, Estado 2



Luego de realizar las simulaciones correspondientes, fue necesario corregir algunas de las dimensiones calculadas, con el objetivo de optimizar la respuesta en frecuencia del filtro.

Tabla 15. Longitud y ancho de resonadores corregidas para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda

| | i | Frecuencias de Corte [MHz] | Dimensiones Calculadas | | Dimensiones Corregidas | |
|-----------------------|-----|----------------------------|------------------------|----------------------------------|------------------------|----------------------------------|
| | | | Ancho de línea [mm] | Longitud de Resonador l_i [mm] | Ancho de línea [mm] | Longitud de Resonador l_i [mm] |
| <i>Banda Estrecha</i> | 1 | 1635.0 | 1.5 | 29.5 | 2.2 | 27.6 |
| | 2 | 2195.0 | 1.0 | 21.9 | 1.2 | 21.7 |
| <i>Banda Ancha</i> | 3 | 1517.5 | 6.1 | 31.8 | 2.5 | 32.1 |
| | 4 | 2362.5 | 4.0 | 20.4 | 1.2 | 17.6 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

Como se puede observar en la tabla 15, las dimensiones que necesitaron más correcciones son las que quedan previas a un diodo PIN en estado no conductivo (capacitivo). Con respecto al ancho de las líneas, se realizó la corrección con el fin de mejorar la respuesta y de no sobredimensionar al filtro.

Para los inversores de admitancia, se nota que el ancho del inversor central tiene mejor respuesta si es más pequeño que los dos exteriores aunque los resultados expuestos en [16] dicen lo contrario. Estas dimensiones calculadas y corregidas se pueden apreciar en la tabla 16.

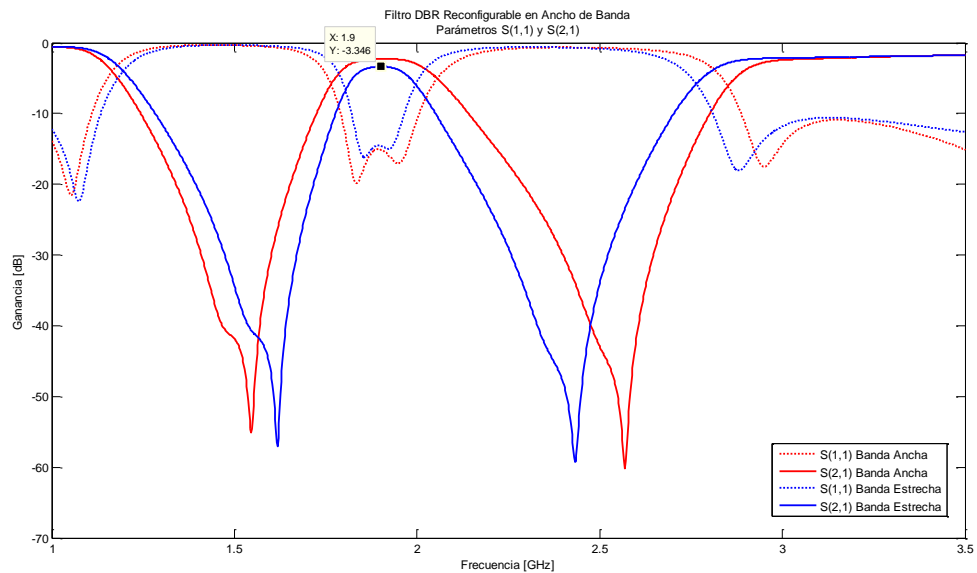
Tabla 16. Dimensiones para inversores de admitancia corregidas para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda

| i | Dimensión Calculada | | Dimensión Corregida | |
|-----|---------------------|-----------------------|---------------------|-----------------------|
| | W_i [mm] | $\lambda_i/4$ [mm] | W_i [mm] | $\lambda_i/4$ [mm] |
| 01 | 4.1 | 25.33 | 4.0 | 25 |
| 12 | 7.0 | 25.33 | 3.1 | 26 |
| 23 | 4.1 | 25.33 | 4.0 | 25 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

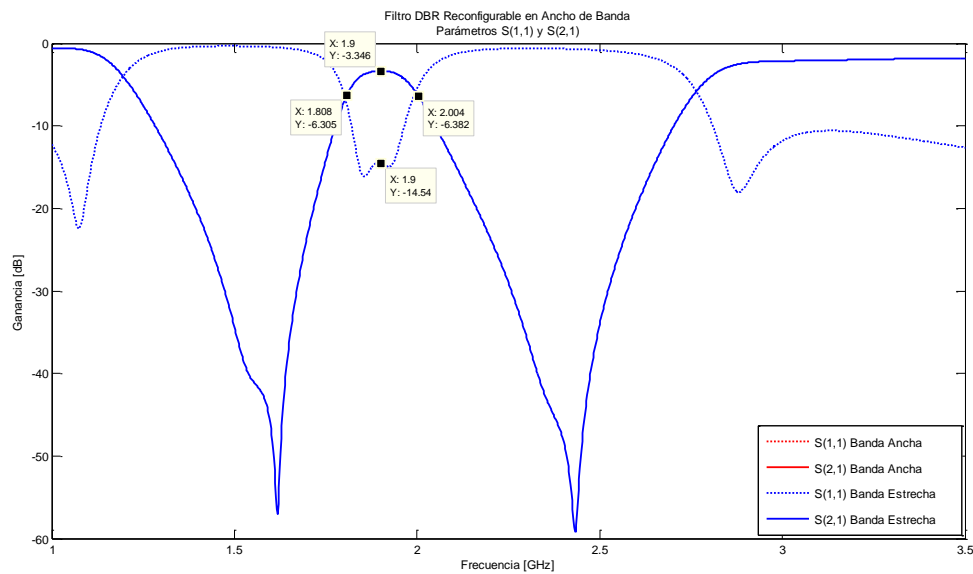
Los resultados de la simulación se muestran a continuación:

Figura 51. Parámetros S(1,1) y S(2,1) para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda. Estado 1 y Estado 2



Según los resultados de la simulación, para el estado 1 configuración de banda estrecha (figura 52), se tiene que el parámetro S(1,1) tiene un valor de -14.54 dB, mientras que el S(2,1) es de -3.346 dB. La banda, medida a -3dB, está entre 1808 a 2004 MHz, separación de 196 MHz que corresponde a un ancho de banda fraccional de 10.31%.

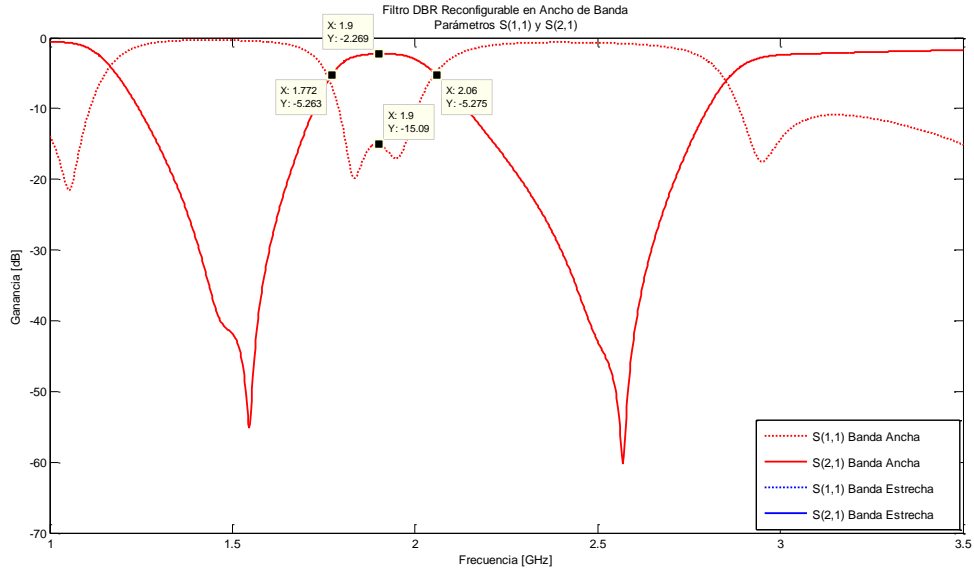
Figura 52. Parámetros S(1,1) y S(2,1) para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda. Estado 1



El filtro reconfigurable en estado 2 de banda ancha (figura 53), tiene un valor de ganancia de -2.269 dB en la frecuencia central medido en el parámetro S(2,1), en el parámetro S(1,1) se tiene -15,09 dB en la misma frecuencia central.

La banda está delimitada entre 1772 y 2060 MHz, que da una separación en frecuencia de 288 MHz, correspondiente a un ancho de banda fraccional de 15.15%.

Figura 53. Parámetros S(1,1) y S(2,1) para el filtro DBR reconfigurable en ancho de banda. Estado 2



Según los resultados, el factor de calidad del filtro fue:

De banda ancha para el estado 2:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{1900 \times 10^6 \text{ Hz}}{2060 \times 10^6 - 1772 \times 10^6 \text{ Hz}} = 6.59$$

De banda estrecha para el estado 1:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{1900 \times 10^6 \text{ Hz}}{2004 \times 10^6 - 1808 \times 10^6 \text{ Hz}} = 9.69$$

Se concluye que el primer filtro se aproximó a banda ancha, mientras que el segundo filtro estuvo cerca del límite entre configuraciones de banda.

2.3 DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS RECONFIGURABLES EN FRECUENCIA CENTRAL Y ANCHO DE BANDA

2.3.1 FILTRO DBR

Como se demostró en secciones anteriores, es posible realizar la reconfiguración en ancho de banda así como en frecuencia central mediante la variación en las dimensiones del filtro planar. El filtro diseñado, utilizó las técnicas necesarias para que en conjunto, se logre un filtro que reconfigure su respuesta en ancho de banda y en frecuencia central.

Se diseñó un filtro DBR reconfigurable en ancho de banda y frecuencia central, de segundo orden y cuatro estados, definidos por la polarización de los diodos PIN, que corresponden a dos frecuencias centrales, y dos estados de ancho de banda en cada una de ellas.

Las frecuencias escogidas en este caso fueron: 2450 MHz que corresponde al estándar IEEE 802.11n, y la frecuencia utilizada en telefonía móvil 1900 MHz.

El ancho de banda de cada filtro diseñado es de 10% y 20% en cada caso.

Se elaboraron cuatro filtros cada uno con su respuesta en frecuencia específica. Como se explicó anteriormente (apartado IV sección 2), el filtro diseñado es de segundo orden, por lo tanto se tuvo especial cuidado al momento de escoger los ceros de transmisión.

Para la frecuencia de 2450 MHz, el filtro de banda ancha 20% está comprendido entre 2205 y 2695 MHz, el filtro de banda estrecha 10% está entre 2327.5 y 2572.5 MHz. De la misma manera para la frecuencia de 1900 MHz, en banda ancha 20% se tiene frecuencias de corte en 1710 y 2090 MHz y para banda estrecha 10% en 1805 y 1995 MHz.

Tomando los datos calculados en la tabla 2, las frecuencias en las cuales se ubicaron los ceros de transmisión en cada caso fueron: para la frecuencia central de 2450 MHz, en banda ancha 1805MHz y 3295 MHz, para banda estrecha 2097.5 MHz y 2842.5 MHz en el caso de la frecuencia de 1900 MHz, en banda ancha 1410 y 2540 MHz, y por último en banda estrecha los ceros de transmisión se ubicaron en 1635 y 2195 MHz.

Una vez definidas las frecuencias de corte y las frecuencias donde se ubicaron los ceros de transmisión, se procedió a calcular las dimensiones de los brazos de cada filtro, cuyas longitudes corresponden a un cuarto de onda en la frecuencia seleccionada. Los datos obtenidos se encuentran en la siguiente tabla:

Tabla 17. Longitud de resonadores para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda

| Frecuencia Central [MHz] | i | | Cero de Transmisión [MHz] | λ_i [mm] | $l_i = \frac{\lambda_i}{4}$ [mm] |
|--|-----|--------------------|---------------------------|------------------|----------------------------------|
| 2450 | 1 | Banda Ancha 20% | 1805.0 | 106.87 | 26.7 |
| | 0 | | | 78.58 | 19.6 |
| | 2 | | 3295.0 | 58.26 | 14.5 |
| | 1 | Banda Estrecha 10% | 2097.5 | 91.89 | 23.0 |
| | 0 | | | 78.58 | 19.6 |
| | 2 | | 2842.5 | 67.63 | 16.9 |
| 1900 | 1 | Banda Ancha 20% | 1410.0 | 136.94 | 34.2 |
| | 0 | | | 101.50 | 25.4 |
| | 2 | | 2540.0 | 75.77 | 18.9 |
| | 1 | Banda Estrecha 10% | 1635.0 | 118.03 | 29.5 |
| | 0 | | | 101.50 | 25.4 |
| | 2 | | 2195.0 | 87.76 | 21.9 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | | | |

En base a las longitudes obtenidas en el paso anterior se calcularon los valores de impedancia de los respectivos resonadores con las ecuaciones 63 y 64. Por ultimo, con la ecuacion 42 se calculó el correspondiente ancho de cada resonador. Los datos obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 18. Impedancia y ancho de resonadores para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda

| Frecuencia Central [MHz] | | j | F. de Ceros de Transmisión [MHz] | $\frac{l_i}{\lambda_0}$ | Z_{ci} [Ω] | w_i [mm] |
|--------------------------|--------------------|-----|----------------------------------|-------------------------|-----------------------|------------|
| 2450 | Banda Ancha 20% | 1 | 1805.0 | 0.4174 | 20.7799 | 12.7 |
| | | 2 | 3295.0 | 0.1781 | 30.1346 | 7.9 |
| | Banda Estrecha 10% | 1 | 2097.5 | 0.3130 | 82.1826 | 1.6 |
| | | 2 | 2842.5 | 0.2074 | 101.2682 | 1.0 |

| Frecuencia Central [MHz] | | j | F. de Ceros de Transmisión [MHz] | $\frac{l_i}{\lambda_0}$ | Z_{ci} [Ω] | w_i [mm] |
|--|--------------------|-----|----------------------------------|-------------------------|-----------------------|------------|
| 1900 | Banda Ancha 20% | 1 | 1140.0 | 0.4177 | 22.0001 | 11.8 |
| | | 2 | 2660.0 | 0.1773 | 31.5657 | 7.5 |
| | Banda Estrecha 10% | 1 | 1520.0 | 0.3133 | 89.2101 | 1.3 |
| | | 2 | 2280.0 | 0.2078 | 106.5852 | 0.9 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | | | | |

Para el cálculo de las dimensiones correspondientes a los inversores de admitancia, se tuvo en cuenta que el filtro más crítico dentro de las configuraciones que permiten los diodos PIN, es el de frecuencia alta y banda estrecha. Por esta razón a los inversores de admitancia se les asignó una longitud de un cuarto de onda a 2450 MHz (19.6mm), además el ancho de cada inversor se calculó teniendo en cuenta un ancho de banda de 10%.

Tabla 19. Impedancia y ancho de inversores de admitancia para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda

| i | J_i | Z_i [Ω] | W_i [mm] |
|--|-------|--------------------|------------|
| 01 | 1.034 | 48.35 | 4.1 |
| 12 | 1.506 | 33.19 | 7.0 |
| 23 | 1.034 | 48.35 | 4.1 |
| Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación. | | | |

Con el cálculo de todas las dimensiones de los filtros, se procedió a sobreponer todos ellos para así obtener un solo filtro seccionado, de manera de que los diodos PIN permitan escoger entre cada configuración según su polarización.

El filtro reconfigurable en frecuencia y ancho de banda resultante (figura 54), tiene 12 diodos PIN que se ubicaron en medio de las separaciones de los parches de microcinta de 1mm, de manera que permiten la conducción hacia los lugares más alejados de la fuente. Es decir el cátodo de cada diodo PIN está ubicado en el lado más extremo del filtro.

Nótese que en los resonadores inferiores, se tiene únicamente dos dimensiones, que corresponden al ancho del resonador de frecuencia alta y banda estrecha, y al ancho del resonador en frecuencia baja y banda estrecha. Esto es debido a que se tiene prioridad en respuestas de banda estrecha al momento de sobreponer los filtros.

En el estado 1 (figura 55), se tiene únicamente encendidos los primeros diodos PIN inferiores, así que el filtro tiene respuesta en frecuencia alta y en banda estrecha. Para el estado 2 (figura 56), se polarizan los primeros diodos superiores, por lo cual el filtro tiene respuesta en frecuencia alta y en banda ancha. Para el estado 3 (figura 57), se polarizan directamente todos los diodos inferiores y superiores exceptuando la última pareja de diodos superiores, así se obtiene un filtro con respuesta a frecuencia baja y con banda estrecha. El estado 4 (figura 58), se obtiene polarizando todos los diodos superiores, y en la parte inferior se deja en estado de aislamiento la última pareja de diodos, la respuesta es de baja frecuencia y de banda ancha.

Figura 54. Esquema filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda

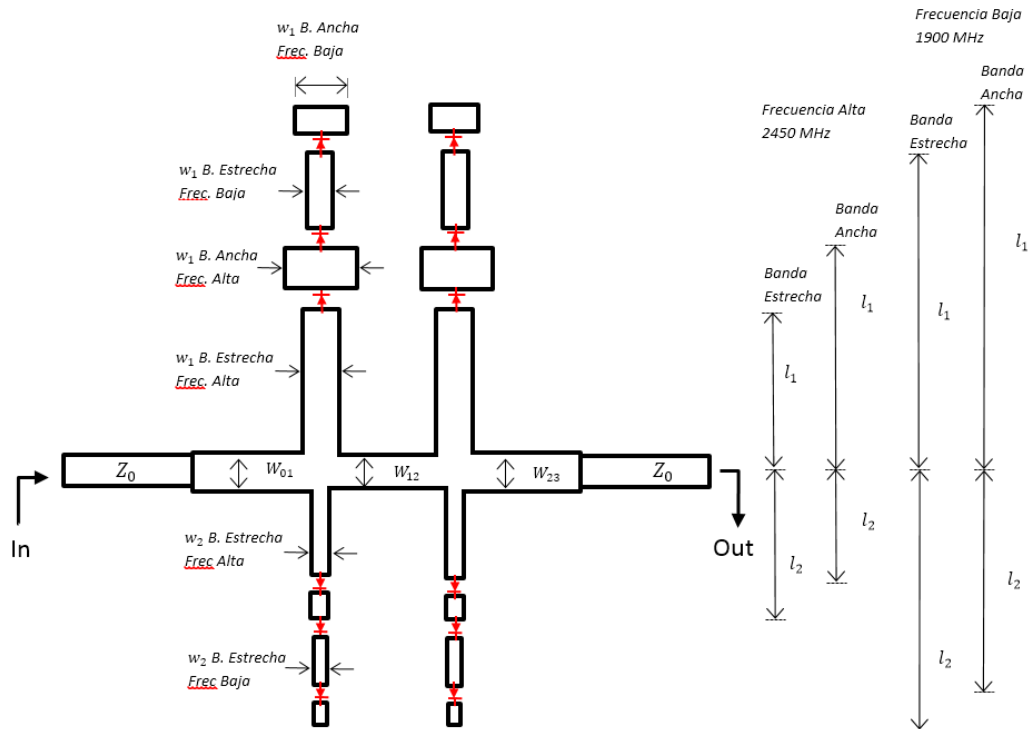


Figura 55. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda. Estado 1

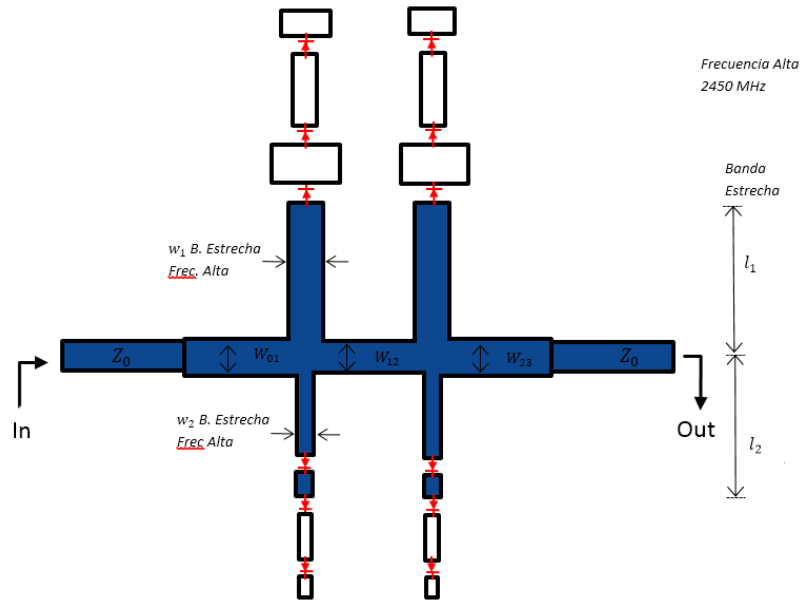


Figura 56. Filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda. Estado 2

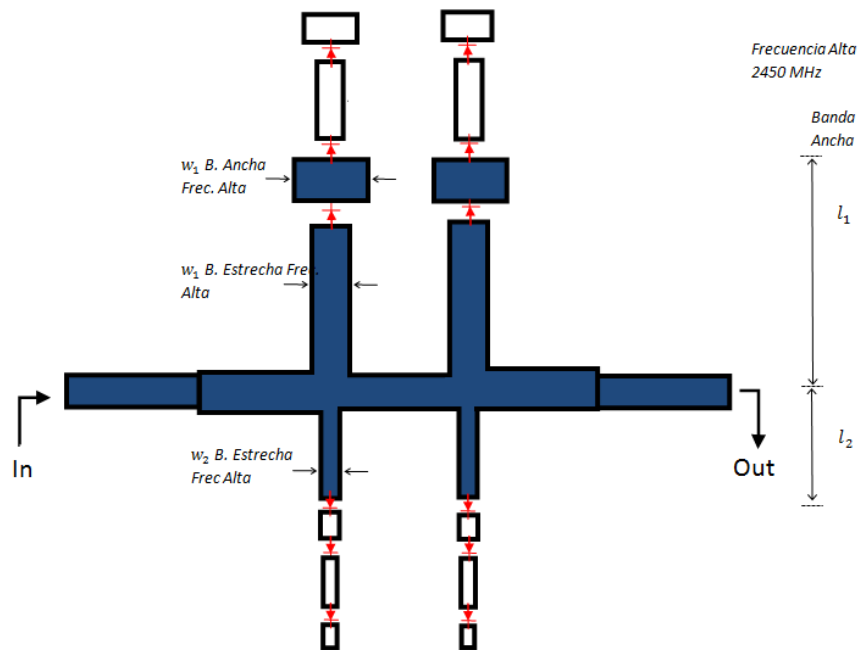


Figura 57. Filtro DBR reconfigurable frecuencia central y ancho de banda en Estado 3

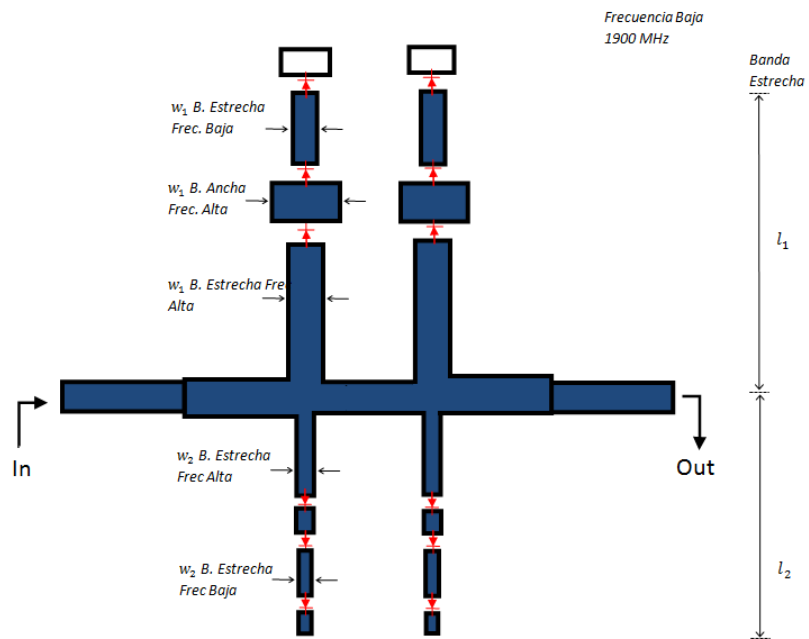
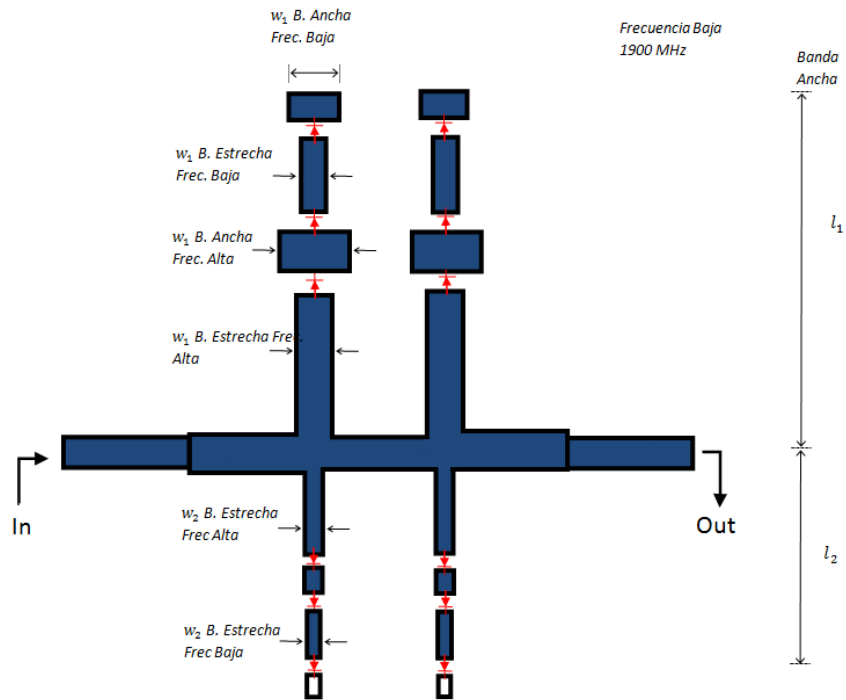


Figura 58. Filtro DBR reconfigurable frecuencia central y ancho de banda en Estado 4



Luego de simular el filtro con las dimensiones y configuraciones indicadas, se deben realizar correcciones con el fin de mejorar la respuesta del filtro en cada caso. Los resultados obtenidos se encuentran en la siguiente tabla:

Tabla 20. Longitud y ancho de resonadores corregidos para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda

| Frecuencia Central [MHz] | i | | Cero de Transmisión [MHz] | Dimensión Calculada | | Dimensión Corregida | |
|--------------------------|-----|--------------------|---------------------------|----------------------------------|---------------------------|----------------------------------|---------------------------|
| | | | | Longitud de Resonador l_i [mm] | Ancho de Línea W_i [mm] | Longitud de Resonador l_i [mm] | Ancho de Línea W_i [mm] |
| 2450 | 1 | Banda Ancha 20% | 1805.0 | 26.7 | 12.7 | 23.6 | 4.3 |
| | 2 | | 3295.0 | 14.5 | 7.9 | 9.7 | 1.5 |
| | 1 | Banda Estrecha 10% | 2097.5 | 23.0 | 1.6 | 21.6 | 2.4 |
| | 2 | | 2842.5 | 16.9 | 1.0 | 11.7 | 1.5 |
| 1900 | 1 | Banda Ancha 20% | 1410.0 | 34.2 | 11.8 | 32.7 | 4.0 |
| | 2 | | 2540.0 | 18.9 | 7.5 | 17.4 | 1.1 |
| | 1 | Banda Estrecha 10% | 1635.0 | 29.5 | 1.3 | 28.5 | 3.3 |
| | 2 | | 2195.0 | 21.9 | 0.9 | 22.1 | 1.1 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

Como se puede apreciar en la tabla 20, en este filtro fue necesario corregir las dimensiones de los resonadores con un mayor margen. Los resonadores que no requirieron correcciones mayores, son los diseñados para frecuencia baja, esto es debido a que hay un mayor número de diodos PIN en estado conductivo para dicha frecuencia.

Los inversores del filtro también demandaron correcciones significativas, los valores encontrados se depositan en la siguiente tabla:

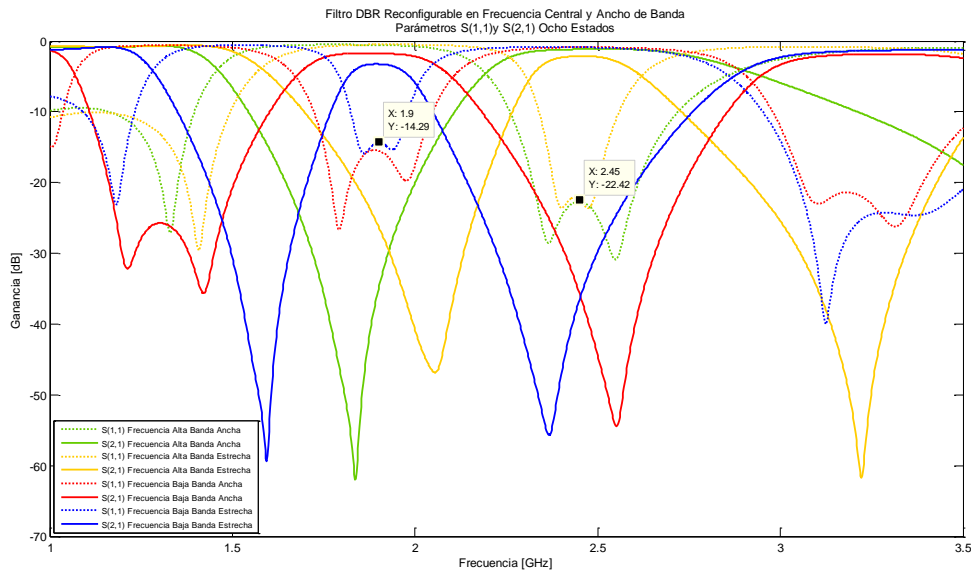
Tabla 21. Longitud y ancho de inversores de admitancia corregidos para el filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda

| i | Dimensión Calculada | | Dimensión Corregida | |
|-----|---------------------|-----------------------|---------------------|-----------------------|
| | W_i [mm] | $\lambda_i/4$ [mm] | W_i [mm] | $\lambda_i/4$ [mm] |
| 01 | 4.1 | 19.6 | 4.0 | 19.6 |
| 12 | 7.0 | 19.6 | 3.4 | 20.6 |
| 23 | 4.1 | 19.6 | 4.0 | 19.6 |

Se han reducido números decimales, para tener dimensiones acordes a la resolución de la fabricación.

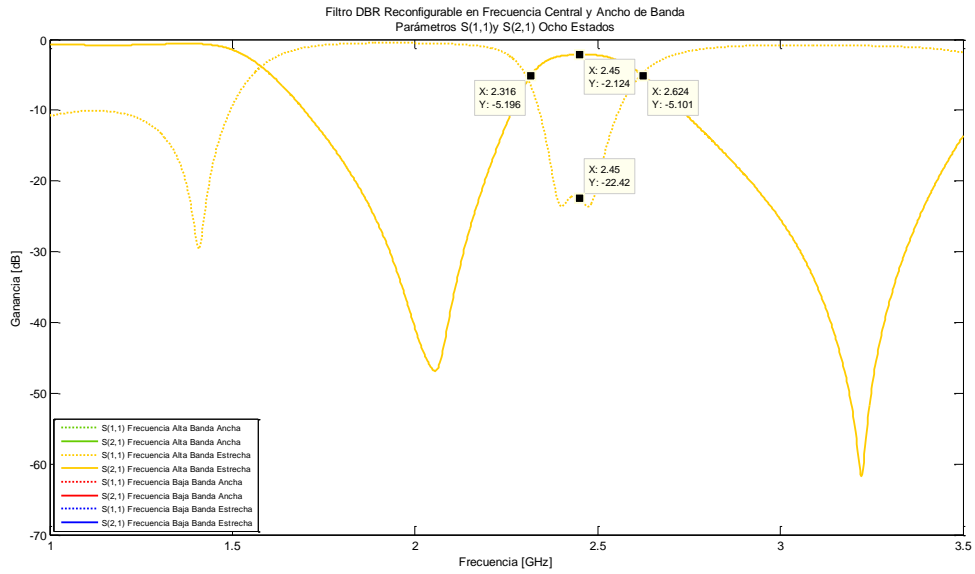
Los resultados de respuesta en frecuencia del filtro se muestran en la gráfica de ganancia vs. frecuencia (figura 59), con los datos correspondientes a los parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ para cada uno de los estados del filtro.

Figura 59. Parámetros $S(1,1)$ y $S(2,1)$ filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para los Estados 1, 2, 3 y 4.



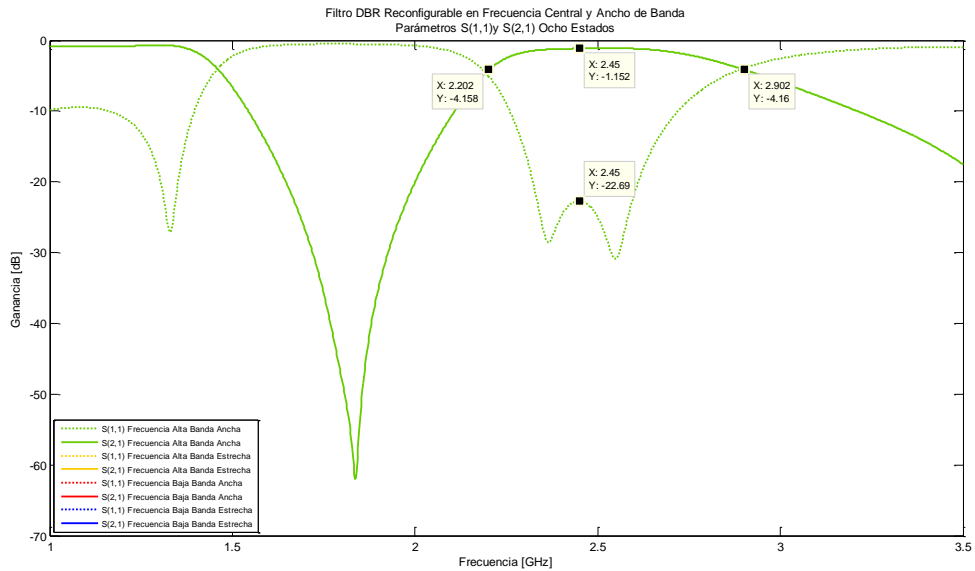
La gráfica de parámetros S_{11} y S_{21} muestra que el filtro en el estado 1 (figura 60) frecuencia alta y banda estrecha, tiene sus frecuencias de corte entre 2316 y 2624 MHz es decir un ancho de banda de 308 MHz que es el 12.57% de la frecuencia central, en el punto de máxima transferencia de potencia se tiene -2.45 dB y en el mismo punto la potencia que regresa a la fuente esta atenuada a razón de -22.42 dB.

Figura 60. Parámetros S(1,1) y S(2,1) filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 1



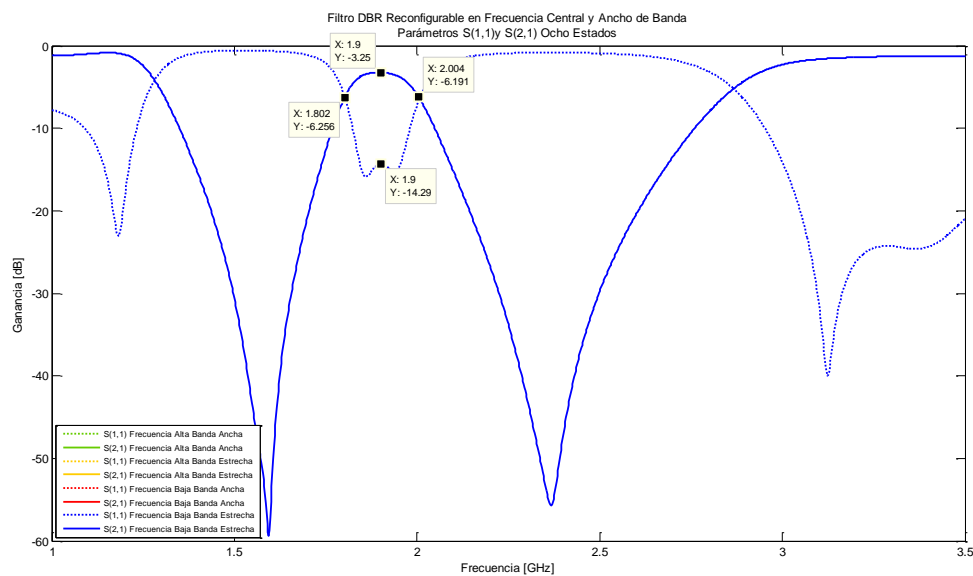
En el estado 2 (figura 61), frecuencia alta con banda ancha, se tiene unas frecuencias de corte de 2202 MHz y de 2902 MHz, que indica que hay una banda de 700 MHz o de 28.57% fraccional, en la frecuencia central se tiene una atenuación de -1.152 dB para la potencia que llega a la salida del filtro, y para la que regresa a la fuente se tiene -22.69 dB de atenuación.

Figura 61. Parámetros S(1,1) y S(2,1) filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 2



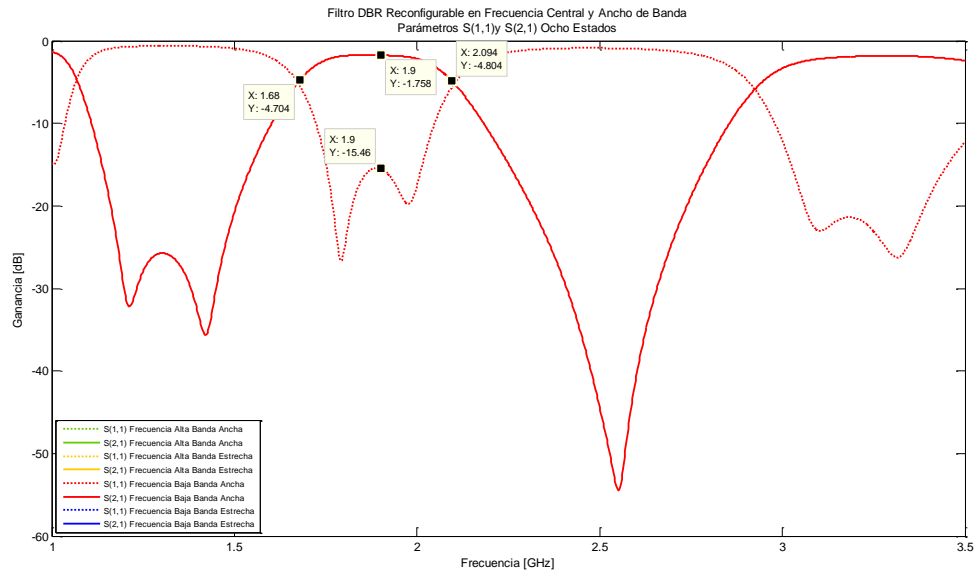
El estado 3 (figura 62) corresponde a una respuesta en frecuencia baja y banda estrecha con frecuencias de corte en 1802 MHz y en 2004 MHz, la amplitud resultante es de 202 MHz con un ancho de banda fraccional de 10.63%. En la frecuencia central la gráfica muestra atenuación en -14.29 dB para la potencia que regresa a la fuente (S(1,1)), mientras que para la potencia que llega a la salida (S(2,1)) muestra atenuación en -3.25 dB.

Figura 62. Parámetros S(1,1) y S(2,1) filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 3



El estado 4 (figura 63) es de banda ancha en la misma frecuencia baja, en el que se tiene una banda de 414 MHz con frecuencias de corte entre 1680 MHz y 2094 MHz, que es un ancho de banda fraccional de 16.89%. Con respecto a la potencia que llega a la salida del filtro (S(2,1)), se tiene una atenuación de -1.758 dB en la frecuencia central, y para la potencia que regresa a la fuente (S(1,1)) se disminuye a razón de -15.46 dB.

Figura 63. Parámetros S(1,1) y S(2,1) filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda para el Estado 4



3. IMPLEMENTACION DE FILTROS

Todos los diseños planteados en este documento utilizaron el substrato RO3003, con revestimiento de cobre de $17\ \mu\text{m}$ ($\frac{1}{2}$ oz.) en sus dos caras, dieléctrico de 1.52 mm (0.060") de espesor, y una constante $\epsilon_r = 3.00$.

El grabado en la superficie del substrato se realizó con el método de revelado con luz ultravioleta. Este consiste en revelar el diagrama del circuito en la superficie del substrato, con la ayuda de luz ultravioleta (UV) y una laca fotosensible positiva o negativa. El primer paso de este proceso, es aplicar una capa homogénea de laca fotosensible a la superficie de cobre, luego se cubre esta superficie por el lado del acetato transparente en el cual se ha impreso el circuito de manera exacta (impresión láser o impresión a chorro de tinta), así se deja expuestas ciertas partes de cobre a la luz UV. En algunos casos según la laca fotosensible utilizada, basta con utilizar luz actínica como la de los LED o como las lámparas de luz negra. Que no presentan ningún peligro al usarlos.

Luego de la exposición, se procede a revelar la placa con líquido revelador (carbonato de sodio, carbonato de potasio) o con agua, según lo que el fabricante de la laca fotosensible disponga. En este punto quedara impreso el circuito en el cobre con una capa de laca que no ha reaccionado con la luz UV. Luego se procede a realizar ataque químico al cobre para tener el circuito terminado.

Se debe tener en cuenta el tipo de laca que se utiliza (positiva o negativa) y así imprimir en el acetato de manera correcta. También hay otros métodos para utilizar revelado por luz UV, como los laminados fotosensibles que son láminas delgadas que se pegan en la superficie de cobre para lograr una superficie homogénea de material fotosensible. Lo que se utilice será según la disponibilidad de productos.

La fabricación se realizó con el método de revelado con luz UV cuya resolución puede variar, pero un método bien aplicado logrará resoluciones de ± 0.05 mm, por esta razón para los diseños del documento las dimensiones de los filtros deben plantearse únicamente con una cifra decimal.

La conexión de los diodos PIN se hizo con soldadura de estaño aplicada con un cautín muy fino con la ayuda de una lupa y pinzas para la manipulación de los diodos. Aunque existen muchos métodos para soldar circuitos de tamaños milimétricos, la soldadura con cautín presenta buenos resultados si se hace con máximo cuidado.

Se debe considerar que el estaño en la superficie de la línea de transmisión puede afectar en la respuesta del filtro, debido a esto se debe limitar al máximo su utilización.

La alimentación de los diodos se realizó con cables de cobre de calibre AWG 30 de diámetro 0.2546 mm anclados en los mismos puntos de soldadura de los diodos PIN. Se debe considerar al momento de soldar que el cable está recubierto por barniz, que se debe retirar en las puntas para la soldadura correspondiente.

Las conexiones de entrada y salida se realizaron con conectores SMA hembra, soldados totalmente en la parte inferior (no mostrada en las figuras), de tal manera que la parte externa del conector quede conectada al plano de tierra del filtro. El pin central del conector se soldó en la línea de 50 Ohm del filtro (entrada o salida) en su parte más externa. fue necesario recortar los conectores para que encajen de la mejor manera en cada filtro.

Para la alimentación central de los diodos PIN, ésta se conectó en la soldadura de los conectores SMA hembra (no visible en las figuras 64 a 67).

Figura 64. Imagen del filtro de líneas acopladas reconfigurable en frecuencia central construido.

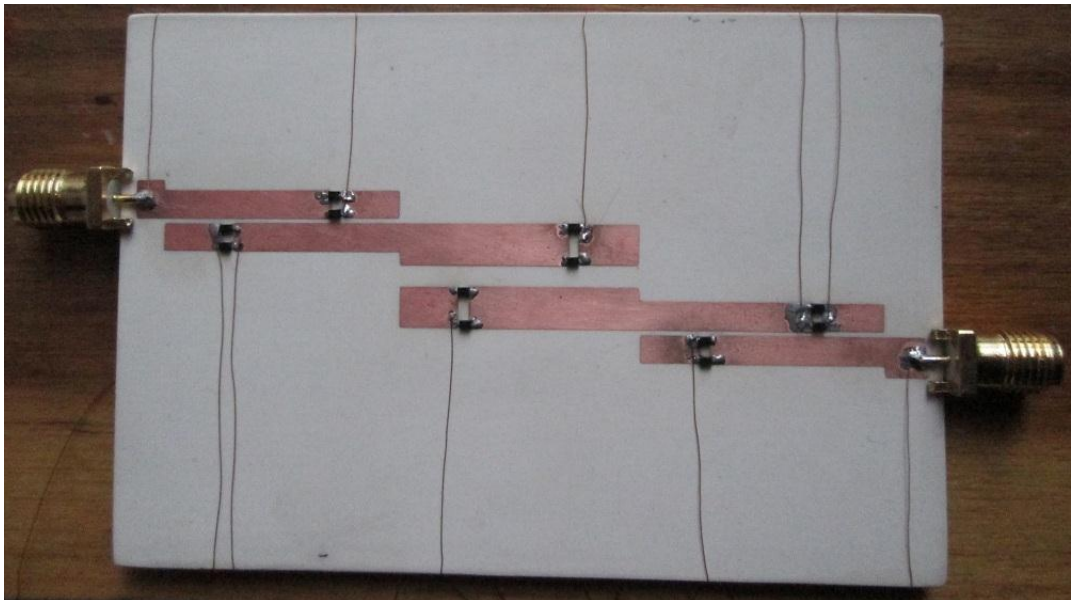


Figura 65. Imagen del filtro DBR reconfigurable en frecuencia central construido.

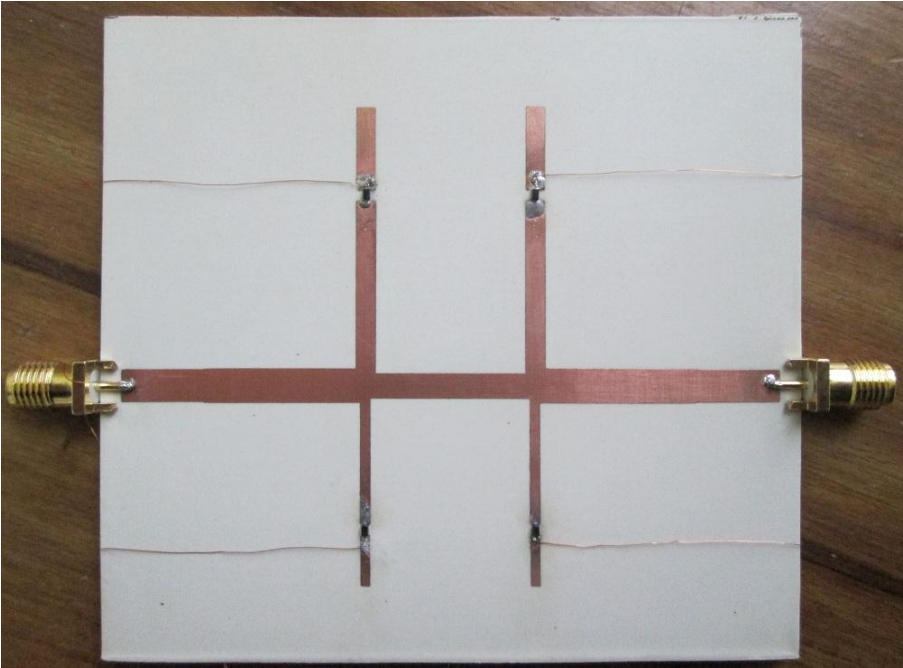


Figura 66. Imagen del filtro DBR reconfigurable en ancho de banda construido.

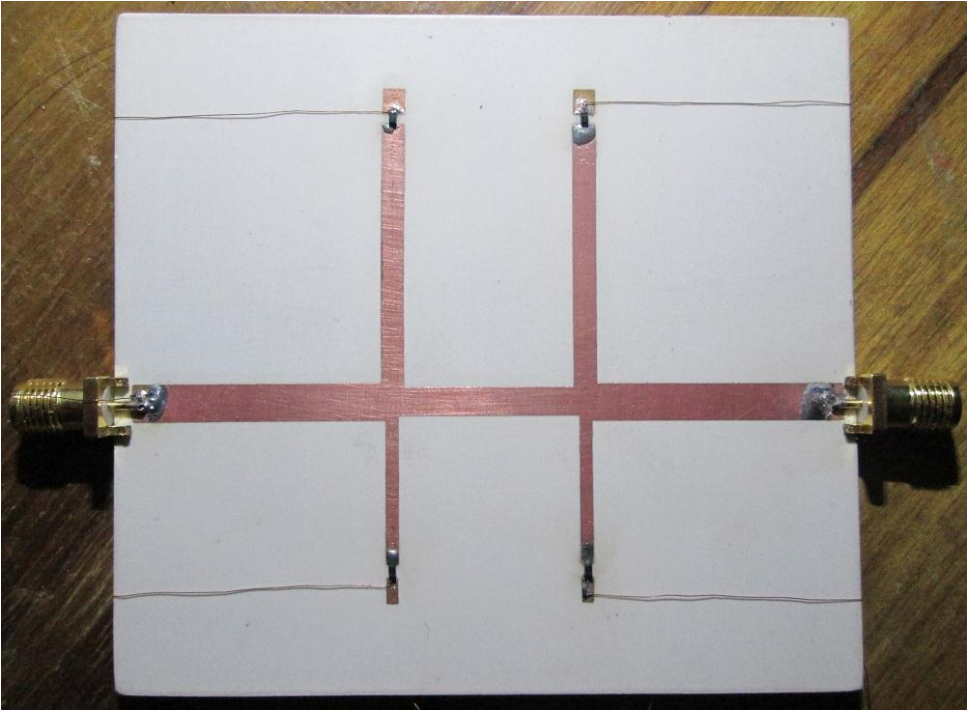
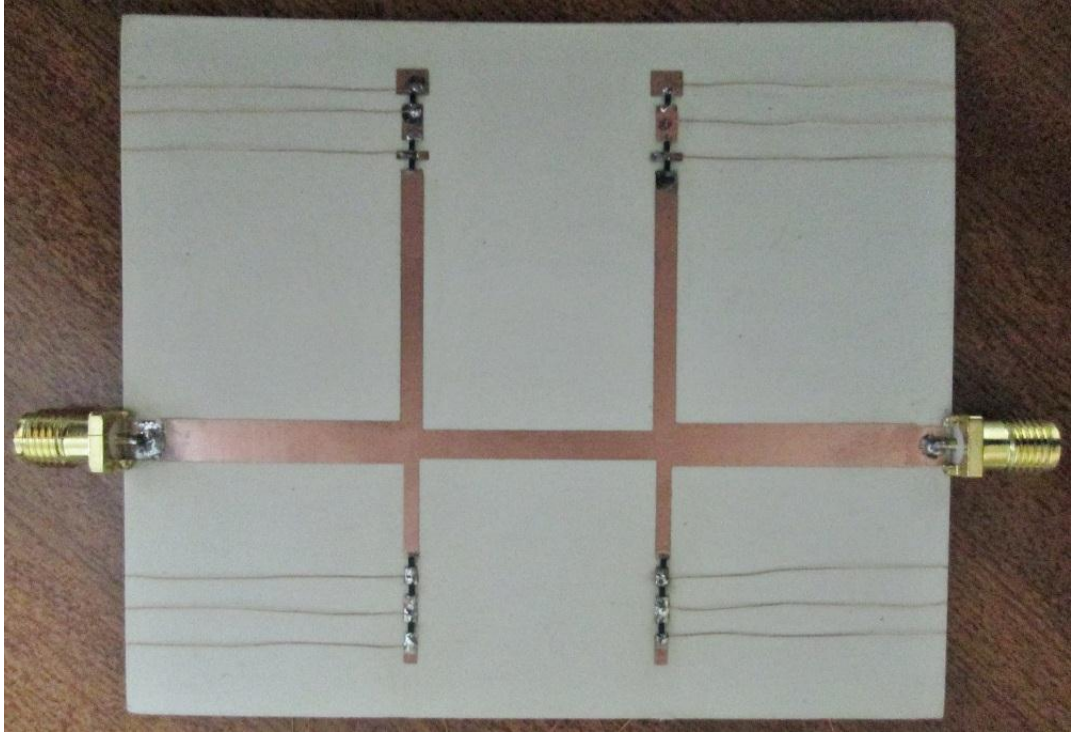


Figura 67. Imagen del filtro DBR reconfigurable en frecuencia central y ancho de banda construido.



Teniendo en cuenta que la fabricación fue con métodos manuales se tuvo gran cantidad de inconvenientes en el momento de construir los filtros, debido a la dimensión tanto de los filtros como de los diodos PIN. Además de la dificultad en adquirir los elementos necesarios para su implementación.

CONCLUSIONES

- Las topologías de líneas acopladas y DBR se implementan mediante arreglos convenientes de líneas de transmisión, esta simplicidad los hace los métodos más comunes para el diseño de filtros de microondas.
- En comparación con otros elementos, los diodos PIN, son económicos y presentan características que permiten la reconfiguración por sintonía discreta de filtros para microondas.
- Para las tecnologías DBR y Líneas Acopladas, la respuesta en frecuencia depende de la longitud de las líneas, mientras que el ancho de banda depende del ancho de las mismas.
- La tecnología de líneas acopladas tiene un solo máximo de transmisión dentro de un amplio rango, mientras que la tecnología DBR tiene respuesta periódica en frecuencia y su utilización se reduce a un rango más pequeño en el espectro.
- En la tecnología DBR para filtros Chebyshev de órdenes inferiores, se diferencia las frecuencias de corte de los ceros de transmisión. Para su diseño se debe considerar la pendiente de atenuación en los límites de la banda.
- Las dimensiones que se calculan teóricamente deben ser afinadas realizándoles pequeñas variaciones, con el objetivo de optimizar la respuesta en frecuencia del filtro diseñado.
- Los filtros DBR de órdenes inferiores presentan mayor pérdida de inserción en anchos de banda menores. El diseño debe considerar la utilización del ancho de banda adecuado para la aplicación.
- El diodo PIN aporta su impedancia al sistema modificando la respuesta en frecuencia del mismo. En estado no conductivo la impedancia capacitiva del diodo PIN disminuye la frecuencia en la respuesta espectral de la línea de transmisión, mientras que en estado resistivo o conductivo se tiene la respuesta esperada en base a su longitud. El diodo PIN no es un aislante perfecto.
- Los filtros de líneas acopladas no unen entrada y salida eléctricamente, así su respuesta depende del correcto acople de las líneas de transmisión.

RECOMENDACIONES

Se recomienda el diseño e implementación de filtros de líneas acopladas y DBR de cuarto orden y superiores, y de esta manera comprobar si es necesario para estos sistemas la consideración de pendiente de atenuación mencionada en el presente trabajo.

Es posible, con los argumentos presentados en este documento, la implementación de tres o más estados de frecuencias, y anchos de banda. Se recomienda su análisis y documentación.

Para la simulación electromagnética de los diseños se hace necesario realizarla con la mayor cantidad de resultados frecuenciales posibles, y de esta manera realizar gráficos con una resolución mayor. Del mismo modo es importante configurar el simulador para que realice sus cálculos con gran extensión sin importar el tiempo que esto conlleve.

Se recomienda reconfigurar con diodos PIN en frecuencias inferiores a 2.5GHz, debido a que dicho elemento en su estado de aislamiento, presenta mayores complicaciones para frecuencias elevadas.

El diodo PIN no aísla circuitos de manera muy efectiva, así que es necesario implementar filtros reconfigurables con otros elementos como los RF MEMS, que podrían mejorar los resultados en reconfiguración y evitar la necesidad de realizar correcciones considerables.

Existen muchos substratos en el mercado, y muchos de ellos se fabrican con materiales para aplicaciones específicas (cerámica, fibra de vidrio, polímeros, etc.) y con dimensiones variadas, sería de gran interés utilizar distintos substratos en el diseño de filtros y de esta manera obtener filtros de menores dimensiones y con mejores resultados, siempre utilizando óptimos materiales de empresas especializadas en el área.

En la fabricación de los filtros es muy confiable el método de revelado por luz ultravioleta UV, de tal manera que se recomienda su utilización con los mejores materiales posibles, en este caso de impresoras láser de alta resolución, laminados fotosensibles, agentes corrosivos especiales y demás elementos diseñados para este tipo de fabricación.

La manipulación y soldadura de diodos PIN es compleja, se recomienda el uso de lentes de aumento, pinzas especiales y cautín con punta fina. Si es posible se recomienda utilizar soldadura líquida en pequeñas cantidades, y elementos para soldaduras de estas dimensiones.

Por último se recomienda continuar con la investigación en esta área, debido a que, para las comunicaciones es necesario contar con bases de funcionamiento de sistemas básicos, para continuar con la implementación de procedimientos más complejos. Así como el avance progresivo de la investigación académica y el desarrollo científico en general.

BIBLIOGRAFIA

- [1] POZO IDE, Cristian Andrés. Wimax: Banda Ancha Móvil Y Comparación Con HSDPA. Santiago de Chile, 2007, 140p. Trabajo de Grado (Ingeniero Civil Electrónico con Especialización en Telecomunicaciones). Universidad Mayor. Facultad de Ingeniería. Documento en línea disponible en:
<<http://es.scribd.com/doc/52714246/40/Bandas-de-frecuencia-2G-y-3G>>
- [2] REYES VÁSQUEZ, Virgilio Ernesto. Desarrollo De Las Tecnologías De Cuarta Generación En Las Comunicaciones Móviles 4G. 2011. Documento en línea disponible en:
<http://www.ieee.org.sv/concapan/descargas/memoria_secciones/Viernes_11/c_hinchontepec/P05.pdf>
- [3] THORNYCROFT, Peter. Concebida Para La Velocidad: Infraestructura De Red Para Un Mundo 802.11n [en línea].
<<http://es.scribd.com/doc/44316946/26/Uso-de-802-11n-en-la-banda-de-5-GHz>> [Citado en Octubre de 2007]
- [4] IRWING, Robin. Introduction to IEEE 802.11ac Manufacturing Test Requirements [en línea].
<http://m.eet.com/media/1166980/26363-tmw_1206_f3_80211ac.pdf> [Citado el 24 de Abril de 2012]
- [5] WILDPACKETS. 802.11ac y 802.11ad: ¿Qué son y cómo van a afectar a su red? [en línea].
<<http://blog.wildpackets.com/2012/04/05/802-11ac-and-802-11ad-what-they-are-and-how-they-will-impact-your-network.html>> [Citado el 5 de Abril de 2012]
- [6] DUNGAN, Frank R. Sistemas Electrónicos De Telecomunicación. 2 ed. Madrid: Paraninfo, 1996. 672p.
- [7] YAÑEZ, Blanca. Diseño y Construcción de un Filtro Pasa Bajas Con una Estructura con 2 Defectos En el Plano de Retorno de Señal. México D.F., 2008, 80p. Trabajo de grado (Ingeniera en Electrónica y Comunicaciones). Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

- [8] MALVINO, Albert Paul. Principios de Electrónica. 6ta Edición. Madrid, España: Editorial McGraw-Hill, 2007. 960 p.
- [9] ZAPATA, Cristina Monsalve. Diseño de un filtro en la banda de Frecuencias de Microondas Milimétricas para sistemas de comunicaciones. Madrid, 2008, 196p. Proyecto Fin de carrera (Ingeniera Informática). Universidad Autónoma de Madrid. Documento en línea disponible en: <<http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20080724CristinaMonsalve.pdf>>
- [10] POZAR, David M. Microwave Engineering. 3 ed. University of Massachusetts at Amherst: Wiley, 2004, 720p. John Wiley & Sons.
- [11] ABAD GONZALES, Ferrán. Diseño, Fabricación Y Caracterización De Una Red Reconfigurable De Alimentación De Antenas Tipo Slotline, Cataluña, 2009, 131p. Trabajo de investigación fin de master (Ingeniera Superior de Telecomunicaciones). Universidad Politécnica de Cataluña. Departamento de Teoría de la señal y Comunicaciones. Documento en línea disponible en: <http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/6669/1/Memoria_PFC_Ferran_FINAL.pdf>
- [12] BORJA ESBERT, Vicente E. PEÑARROCHA Vicent M. SOTO PACHECO Pablo. SAN BLAS OLTRA, Angel. BACHILLER MARTÍN, Carmen. Líneas De Transmisión. Edición Ilustrada. Universidad Politécnica de Valencia, 2002. p.264.
- [13] NAVARRO, D. CARRERA, F. BAQUERO, M. Guías De Onda Integradas En Sustrato Para Aplicaciones En Las Bandas De Microondas Y Ondas Milimétricas. [en línea] <<http://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/3727/1/2010AJIEE-47.pdf>>, 2010.
- [14] HONG, Jia-Sheng. Lancaster, M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. 2 ed. New York: Wiley, 2001. 488p. Documento en línea disponible en: <<http://es.scribd.com/doc/94382004/Micro-Strip-Filters-for-Rf-Microwave-Application-Lancaster>>
- [15] LOYOLA ROMAN, Elizabeth. Diseño Y Construcción De Un Filtro Pasa Banda Chebyshev a 2.5 Ghz con Microcinta Bajo La Topología De Líneas Acopladas. Huajuapán de León Oaxaca, 2003, 65p. Trabajo de grado (Ingeniero en

- Electrónica). Universidad Tecnológica de la Mixteca. Documento en línea disponible en: <http://jupiter.utm.mx/~tesis_dig/8481.pdf>
- [16] VITERI, Carlos Andres. BOHÓRQUEZ, Juan Carlos, Design and Simulation of a Multilayer Dual Behavior Resonator Microwave Filter. Bogotá, 2010. Universidad de los Andes. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- [17] MANCHEC, Alexandre. RIUS, Eric. QUENDO, Cedric. PERSON, Christian. FAVENNEC, Jean Francois. MORINI, Pascal. CAYROU, Jean Christophe. CAZAUX, Jean Louis. Ku Band Microstrip Diplexer Based On Dual Behavior Resonator Filter. Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International. Documento en línea disponible en: <http://www-ee.uta.edu/online/adavis/ee5349/we1f-4_diplexer.pdf>
- [18] WANG, Sheng-Jie. SU, Tao. ZHANG, Li-Juan. LI, Zhi-Peng. ZHANG, Yong-Liang. Compact Interdigital Capacitor Coupled Dual-Behavior Resonator (ICDBR) Filter with Suppression of Spurious Responses. Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 40, 25 - 35, 2013. Documento en línea disponible en: <<http://www.jpier.org/PIERC/pierc40/03.13041008.pdf>>
- [19] SILVA, A. GUILHERME, J. NEVES, R. F. HORTA, N. Designing Reconfigurable Multi-Standard Analog Baseband Front-End for 4G Mobile Terminals: System Level Design. CONFTELE 2007. [en línea] <https://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&ved=0CCwQFjAA&url=http%3A%2F%2Fwww.researchgate.net%2Fpublication%2F228926941_Designing_Reconfigurable_Multi-Standard_Analog_Baseband_Front-End_for_4G_Mobile_Terminals_System_Level_Design%2Ffile%2F3deec524c1e6785933.pdf&ei=tO7CUsfxM8mrkAeQkoCwDw&usg=AFQjCNG_6QuRMRqJzBika1IX2fTNXlq5YQ>
- [20] ITURRI HINOJOSA, Luis Alejandro. Comparación De Parámetros De Dispositivos Diodos PIN De Diferentes Materiales Para Aplicaciones En Antenas De Arreglos De Fase Y Sistemas Radares. México D. F., 2010. 83p. Trabajo de grado (Maestro en ciencias en tecnología avanzada). Instituto Politécnico Nacional. Unidad Profesional Interdisciplinaria En Ingeniería y Tecnologías Avanzadas Sección De Estudios De Posgrado E Investigación. Documento en línea disponible en: <<http://itzamna.bnct.ipn.mx/dspace/bitstream/123456789/7936/1/67.pdf>>

- [21] KARIM, M. F. LIU, A. Q. ALPHONES, A. YU, A. B. A Novel Reconfigurable Filter Using Periodic Structures. Singapore: Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International. [en línea]
<http://nocweba.ntu.edu.sg/laq_mems/conference/IEEE-MTT-S/A%20novel%20reconfigurable%20filter%20using%20periodic%20structures.pdf>
- [22] LUGO, Cesar. HADRICK, Jocelyn. PAPAPOLYMEROU, John. Dual Mode Reconfigurable Filter for 3-D System on Package (SOP) Integration. School of ECE, Georgia Institute of Technology Atlanta, 2005. [en línea]
<http://ecadigitalibrary.com/pdf/55thECTC/55ECTC125_weo.pdf>
- [23] LUGO, César. PAPAPOLYMEROU, John. Single Switch Reconfigurable Bandpass Filter with Variable Bandwidth Using a Dual Mode Triangular Patch Resonator. Atlanta, Georgia: School of electrical and computer engineering Georgia institute of technology, 2005. [en línea]
<http://www-ee.uta.edu/online/adavis/ee5349/we3c-3_triangle.pdf>
- [24] JOUNG-MAN, Kim. SANGHYO, Lee. JAE-HYOUNG, Park. JUNG-MU, Kim. CHANG-WOOK, Baek, YOUNGWOO, Kwon. YOUNG-Kweon, Kim. MEMS-Based Compact Dual-Band Bandpass Filter With Applications to Wireless Local Area Network. [en línea] < <http://iopscience.iop.org/0960-1317/16/7/005/>> [citado el 28 de abril de 2006]
- [25] OCERA, A. FARINELLI, P. MEZZANOTTE, P. SORRENTINO, R. MARGESIN, B. GIACOMOZZI, F. A Novel MEMS-Tunable Hairpin Line Filter on Silicon Substrate, Proceeding of 36th European Microwave Conference, 2006. Documento en Línea disponible en:
<https://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=2&cad=rja&uact=8&ved=0CDkQFjAB&url=http%3A%2F%2Fwww.researchgate.net%2Fpublication%2F224684682_A_Novel_MEMS-Tunable_Hairpin_Line_Filter_on_Silicon_Substrate%2Ffile%2Fd912f50ceec562fb7f.pdf&ei=Ac4kU7WYNdGtAfcu4CYAg&usg=AFQjCNHkpXCqBlxUBxTqT8goCR1C5iH1-w&sig2=9Oy63eS9J-KHiySpv0zK3A>
- [26] ENTESARI, K. REBEIZ, Gabriel. A 12-18 GHz. Three-Pole RF MEMS Tunable Filter, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, No. 8, Agosto de 2005. Documento en Línea disponible en:
< <http://www.ece.tamu.edu/~kentesar/papers/J2.pdf>>

- [27] SCHULER, Charles A. Electrónica, Principios y Aplicaciones. España: Editorial Reverté, 2002. 350p.
- [28] KIM, Byung Wook. BACK, Hyung. YUN, Sang Won. A Design of Varactor – Tuned Combline Bandpass Filter Using Coupling Varactor Diode. Journal of the Korea Electromagnetic Engineering Society. Vol. 5, No.2. Jun 2005. Documento en línea disponible en: <http://www.jees.kr/PublishedPaper/year_abstract.asp?idx=932>
- [29] MUSOLL ANGUIANO, Carles. LLAMAS GARRO, Ignacio. BRITO, Zabdiel. PRADELL, Lluís. CORONA CHAVEZ, Alonso. Fully Adaptable Band-Stop Filter Using Varactor Diodes. Microwave and Optical Technology Letters, Wiley, Vol. 52, No. 3, Marzo de 2010, pp. 554-558. Documento en línea disponible en: <<http://ebookbrowse.net/fully-adaptable-band-stop-filter-using-varactor-diodes-pdf-d55942605>>
- [30] BENITEZ, Ignacio. Capacitor Variable MEMS para la banda X. México D.F., 2012. 136p. Trabajo de grado (Ingeniero Eléctrico Electrónico). Universidad Nacional Autónoma de México. Facultad de Ingeniería. Documento en línea disponible en: <<http://132.248.52.100:8080/xmlui/bitstream/handle/132.248.52.100/2849/Tesis.pdf?sequence=1>>
- [31] KIM, Hong-Teuk. PARK, Jae-Hyoung. KIM, Yong-Kweon. KWON, Youngwoo. Low-Loss and Compact V-Band MEMS-Based Analog Tunable Bandpass Filters. IEEE Microwave Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 11, Noviembre de 2002. Documento en línea disponible en: <http://www.ctsystemes.com/zeland/publi/ht_1128.pdf>
- [32] KIM, J-M. LEE, S. PARK, J-H. BAEK, Ch-W. KWON, Y. KIM, Y-K. Low-Loss K- Band Tunable Bandpass Filter Using Micromachined Variable Capacitors. [en línea] <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1496641&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1496641> [citado el 5 de Junio de 2005]
- [33] KARIM, M. F. LIU, A. Q. YU, A. B. ALPHONES, A. Mems Based Tunable Bandstop Filter Using Electromagnetic Bandgap (EBG) Structures. [en línea] <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1606719&url=http%3A>

%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fexpls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1606719> [citado el 4 de Diciembre de 2005]

- [34] MATTHAEI, George. YOUNG, Leo. JONES, E.M.T. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. McGraw-Hill. Universidad de Michigan: 1980. p. 91.
- [35] MARTINEZ, Carolina. NARVAEZ, Eduardo. Diseño e Implementación de un Filtro DBR con una Antena Parche en Microcinta. San Juan de Pasto, Universidad de Nariño, 2012.
- [36] COUPLED MICROSTRIP LINE CALCULATIONS, [en línea]
<http://epsrv.astro.uni.torun.pl/cgi-bin/calculations/c_micro.cgi>
- [37] COUPLED MICROSTRIP ANALYSIS/SYNTHESIS CALCULATOR, [en línea]
<http://wcalc.sourceforge.net/cgi-bin/coupled_microstrip.cgi>
- [38] ROGERS CORPORATION, Data Sheet RO3000 Series Circuit Materials, [en línea] <<http://www.prototron.com/documents/materials/RO3000.pdf>>
- [39] NXP B.V. Data Sheet diodo PIN BAP65 – 02 100mA 50V, [en línea]
<http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAP65-02.pdf>

ANEXOS

ANEXO A. Especificaciones Técnicas Substrato Rogers RO3003



RO3000® Series Circuit Materials RO3003™, RO3006™ and RO3010™ High Frequency Laminates

RO3000® high frequency circuit materials are ceramic-filled PTFE composites intended for use in commercial microwave and RF applications. This family of products was designed to offer exceptional electrical and mechanical stability at competitive prices.

RO3000 series laminates are circuit materials with mechanical properties that are consistent regardless of the dielectric constant selected. This allows the designer to develop multi-layer board designs that use different dielectric constant materials for individual layers, without encountering warpage or reliability problems.

The dielectric constant versus temperature of RO3000 series materials is very stable (Charts 1 and 2). These materials exhibit a coefficient of thermal expansion (CTE) in the X and Y axis of 17 ppm/°C. This expansion coefficient is matched to that of copper, which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, with typical etch shrinkage (after etch and bake) of less than 0.5 mills per inch. The Z-axis CTE is 24 ppm/°C, which provides exceptional plated through-hole reliability, even in severe thermal environments.

RO3000 series laminates can be fabricated into printed circuit boards using standard PTFE circuit board processing techniques, with minor modifications as described in the application note "Fabrication Guidelines for RO3000 Series High Frequency Circuit Materials."

RO3000 laminates are manufactured under an ISO 9002 certified system.



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Data Sheet



FEATURES AND BENEFITS: Low dielectric loss (RO3003™ laminates)

- Laminates can be used in applications up to 77 GHz.

Excellent mechanical properties versus temperature

- Reliable stripline and multi-layer board constructions.

Uniform mechanical properties for a range of dielectric constants

- Ideal for multi-layer board designs with a range of dielectric constants
- Suitable for use with epoxy glass multi-layer board hybrid designs

Stable dielectric constant versus temperature and frequency (RO3003 laminates)

- Ideal for band pass filters, microstrip patch antennas, and voltage controlled oscillators.

Low in-plane expansion coefficient (match to copper)

- Allows for more reliable surface mounted assemblies
- Ideal for applications sensitive to temperature change
- Excellent dimensional stability

Volume manufacturing process

- Economical laminate pricing

SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Automotive radar applications
- Global positioning satellite antennas
- Cellular telecommunications systems - power amplifiers and antennas
- Patch antenna for wireless communications
- Direct broadcast satellites
- DataLink on cable systems
- Remote meter readers
- Power backplanes

The world runs better with Rogers.®

Chart 1: RO3003 Laminate Dielectric Constant vs. Temperature

The data in Chart 1 demonstrates the excellent stability of dielectric constant over temperature for RO3003 laminates, including the elimination of the step change in dielectric constant, which occurs near room temperature with PTFE glass materials.

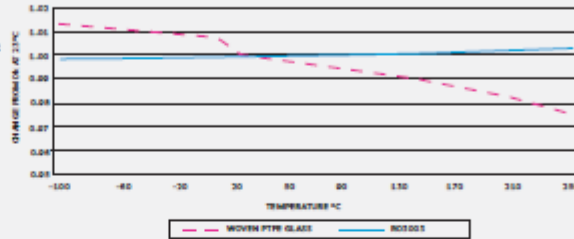


Chart 2: RO3006 and RO3010 Laminate Dielectric Constant vs. Temperature

The data in Chart 2 shows the change in dielectric constant vs. temperature for RO3006* and RO3010* laminates. These materials exhibit significant improvement in temperature stability of dielectric constant when compared to other high dielectric constant PTFE laminates.

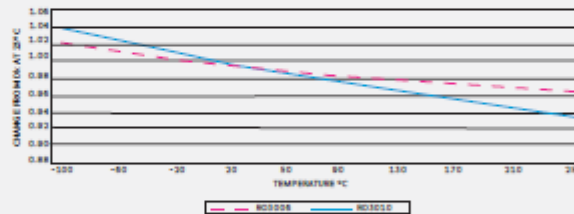
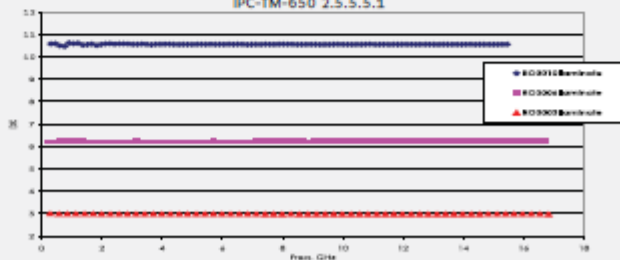


Chart 3: RO3000 Series Laminates Dielectric Constant vs. Frequency
IPC-TM-650 2.5.5.5.1

Chart 3 demonstrates the stability of dielectric constant for RO3000 series products over frequency. This stability simplifies the design of broadband components as well as allowing the materials to be used in a wide range of applications over a very broad range of frequencies.



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

The world runs better with Rogers.®

| Property | Typical Value ⁽¹⁾ | | | Direction | Unit | Condition | Test Method |
|---|------------------------------|-----------------|-----------------|-------------|--------------------|------------------------------|---|
| | RO3003 | RO3006 | RO3010 | | | | |
| Dielectric Constant, ϵ_r , Process | 3.00 ± 0.04 | 6.15 ± 0.15 | 10.2 ± 0.30 | Z | - | 10 GHz 23°C | IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline |
| ⁽²⁾ Dielectric Constant, ϵ_r , Design | 3.00 | 6.50 | 11.20 | Z | - | 8 GHz - 40 GHz | Differential Phase Length Method |
| Dissipation Factor, tan δ | 0.0013 | 0.0020 | 0.0022 | Z | - | 10 GHz 23°C | IPC-TM-650 2.5.5.5 |
| Thermal Coefficient of ϵ_r | 13 | -160 | -280 | Z | ppm/°C | 10 GHz 0-100°C | IPC-TM-650 2.5.5.5 |
| Dimensional Stability | 0.01 | 0.5 | 0.5 | X,Y | mm/m | COND A | ASTM D257 |
| Volume Resistivity | 10 ⁷ | 10 ⁶ | 10 ⁶ | | MΩ•cm | COND A | IPC 2.5.17.1 |
| Surface Resistivity | 10 ⁷ | 10 ⁶ | 10 ⁶ | | MΩ | COND A | IPC 2.5.17.1 |
| Tensile Modulus | 900 | 2068 | 1500 | X, Y | MPa | 23°C | ASTM D638 |
| Water Absorption | <0.1 | <0.1 | <0.1 | - | % | D24/23 | IPC-TM-650 2.6.2.1 |
| Specific Heat | 0.9 | 0.86 | 0.8 | | J/gK | | Calculated |
| Thermal Conductivity | 0.50 | 0.79 | 0.95 | - | W/m/K | 80°C | ASTM C518 |
| Coefficient of Thermal Expansion | 17 16 25 | 17 17 24 | 13 11 16 | X Y Z | ppm/°C | -55 to 288°C | ASTM D5386-94 |
| Td | 500 | 500 | 500 | | °C TGA | | ASTM D3850 |
| Density | 2.1 | 2.6 | 2.8 | | gm/cm ³ | | |
| Copper Peel Strength | 12.7 | 7.1 | 9.4 | | lb/in | 1 oz. EDC After Solder Float | IPC-TM-2.4.8 |
| Flammability | V-0 | V-0 | V-0 | | | | UL 94 |
| Lead Free Process Compatible | YES | YES | YES | | | | |



NOTES:

- (1) Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.
- (2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness's. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Roger Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com/wcm/technology>.

Advanced Circuit Materials Division
 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
 Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

The world runs better with Rogers.®


| Standard Thickness | Standard Panel Size | Standard Copper Cladding |
|---|--|--|
| RO3003: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.020" (0.50mm) 0.030" (0.75mm) 0.060" (1.52mm) | RO3003/RO3006/RO3010: 12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm) | ½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED) 1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED) 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED) Other claddings may be available. Contact customer service. |
| RO3006/RO3010: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.025" (0.64mm) 0.050" (1.28mm) | | |

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

The world runs better with Rogers, and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation.
 RO3000, RO3003, RO3006, RO3010 are licensed trademarks of Rogers Corporation.
 © 1993, 2002, 2004, 2005, 2010, 2011 Rogers Corporation, Printed in U.S.A., All rights reserved.
 Revised 11/2011, 0952-1111-CC Publication #92-130 REV2

ANEXO B. Especificaciones Técnicas Diodo PIN BAP65-02



BAP65-02

Silicon PIN diode

Rev. 5 — 28 September 2010

Product data sheet

1. Product profile

1.1 General description

Planar PIN diode in a SOD523 ultra small SMD plastic package.



1.2 Features and benefits

- High voltage, current controlled
- Low diode forward resistance (low loss)
- RF resistor for RF switches
- Very low series inductance
- Low diode capacitance

1.3 Applications

- RF attenuators and switches
- Series diode for mobile communication transmit/receive switch
- Bandwidth for TV tuners

2. Pinning information


| Pin | Description | Simplified outline | Graphic symbol |
|-----|-------------|---|---|
| 1 | cathode |  |  |
| 2 | anode | | |

3. Ordering information

| Type number | Package | | |
|-------------|---------|--|---------|
| | Name | Description | Version |
| BAP65-02 | - | plastic surface-mounted package; 2 leads | SOD523 |

4. Marking

| Type number | Marking code |
|-------------|--------------|
| BAP65-02 | K6 |



5. Limiting values

Table 4. Limiting values
in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Max | Unit |
|-----------|----------------------------|-------------------------------------|-----|------|------------------|
| V_{R2} | continuous reverse voltage | | - | 30 | V |
| I_F | continuous forward current | | - | 100 | mA |
| P_{tot} | total power dissipation | $T_a \leq 90\text{ }^\circ\text{C}$ | - | 715 | mW |
| T_{stg} | storage temperature | | -65 | +150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_J | junction temperature | | -65 | +150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{amb} | ambient temperature | | -40 | +85 | $^\circ\text{C}$ |

6. Thermal characteristics

Table 5. Thermal characteristics

| Symbol | Parameter | Conditions | Typ | Unit |
|---------------|---|------------|-----|------|
| $R_{th(j-c)}$ | thermal resistance from junction to soldering point | | 85 | KW |

7. Characteristics

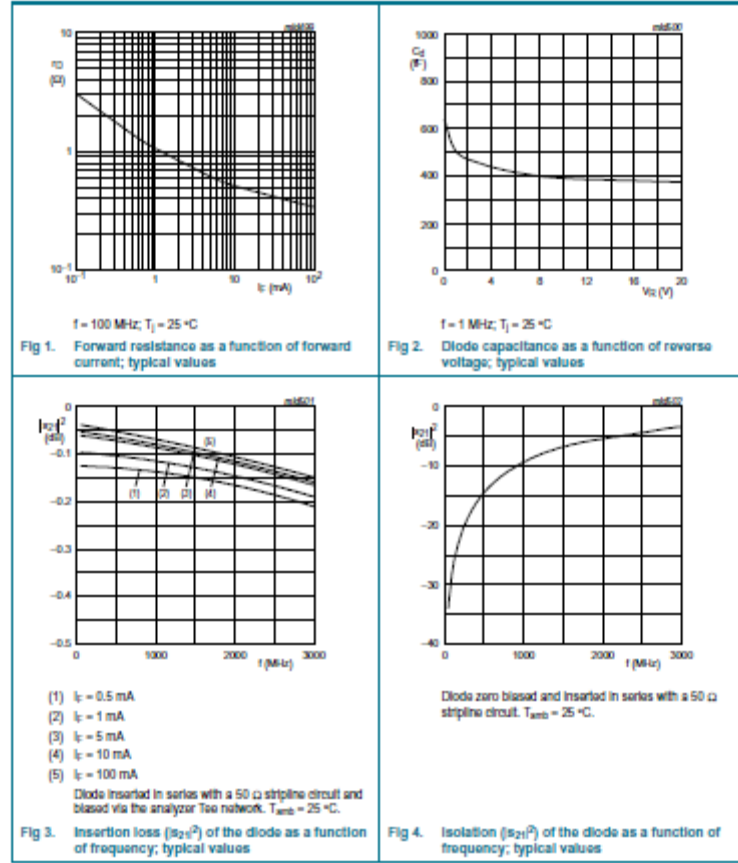
Table 6. Characteristics
 $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Unit |
|--------------|--------------------------|---|-----|-------|------|----------|
| V_F | forward voltage | $I_F = 50\text{ mA}$ | - | 0.9 | 1.1 | V |
| I_R | reverse leakage current | $V_R = 20\text{ V}$ | - | - | 20 | nA |
| C_d | diode capacitance | $V_R = 0\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$ | - | 0.65 | - | pF |
| | | $V_R = 1\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$ | - | 0.55 | 0.9 | pF |
| | | $V_R = 3\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$ | - | 0.5 | 0.8 | pF |
| | | $V_R = 20\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$ | - | 0.375 | - | pF |
| r_D | diode forward resistance | $I_F = 1\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$ | - | 1 | - | Ω |
| | | $I_F = 5\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$ | III | 0.65 | 0.95 | Ω |
| | | $I_F = 10\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$ | III | 0.56 | 0.9 | Ω |
| | | $I_F = 100\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$ | - | 0.35 | - | Ω |
| $ S_{21} ^2$ | isolation | $V_R = 0; f = 900\text{ MHz}$ | - | 10 | - | dB |
| | | $V_R = 0; f = 1800\text{ MHz}$ | - | 5.8 | - | dB |
| | | $V_R = 0; f = 2450\text{ MHz}$ | - | 4.4 | - | dB |
| $ S_{21} ^2$ | insertion loss | $I_F = 1\text{ mA}; f = 900\text{ MHz}$ | - | 0.11 | - | dB |
| | | $I_F = 1\text{ mA}; f = 1800\text{ MHz}$ | - | 0.13 | - | dB |
| | | $I_F = 1\text{ mA}; f = 2450\text{ MHz}$ | - | 0.16 | - | dB |
| $ S_{21} ^2$ | insertion loss | $I_F = 5\text{ mA}; f = 900\text{ MHz}$ | - | 0.08 | - | dB |
| | | $I_F = 5\text{ mA}; f = 1800\text{ MHz}$ | - | 0.11 | - | dB |
| | | $I_F = 5\text{ mA}; f = 2450\text{ MHz}$ | - | 0.13 | - | dB |

Table 6. Characteristics ...continued
 $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Unit |
|--------------|--------------------------|---|-----|-------|-----|---------------|
| $ S_{21} ^2$ | insertion loss | $I_F = 10\text{ mA}; f = 900\text{ MHz}$ | - | 0.07 | - | dB |
| | | $I_F = 10\text{ mA}; f = 1800\text{ MHz}$ | - | 0.1 | - | dB |
| | | $I_F = 10\text{ mA}; f = 2450\text{ MHz}$ | - | 0.13 | - | dB |
| $ R_{21} ^2$ | insertion loss | $I_F = 100\text{ mA}; f = 900\text{ MHz}$ | - | 0.07 | - | dB |
| | | $I_F = 100\text{ mA}; f = 1800\text{ MHz}$ | - | 0.1 | - | dB |
| | | $I_F = 100\text{ mA}; f = 2450\text{ MHz}$ | - | 0.128 | - | dB |
| τ_L | charge carrier life time | when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_Q = 6\text{ mA}$; $R_L = 100\text{ }\Omega$; measured at $I_Q = 3\text{ mA}$ | - | 0.17 | - | μs |
| L_S | series inductance | $I_F = 100\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$ | - | 0.6 | - | nH |

[1] Guaranteed on AQL basis: inspection level S4, AQL 1.0.



8. Package outline

Plastic surface-mounted package; 2 leads

SOD523

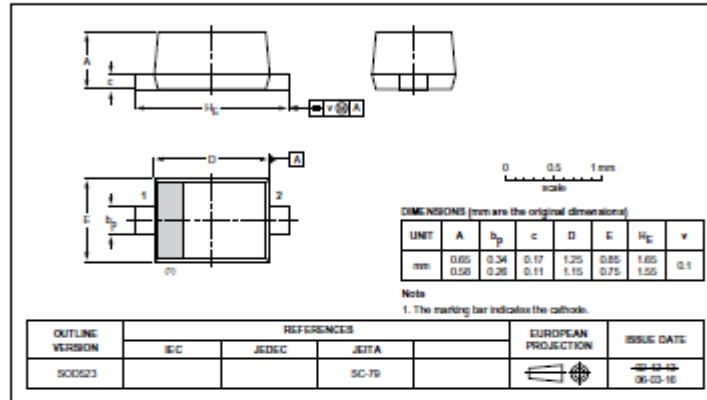


Fig 5. Package outline SOD523

9. Revision history

Table 7. Revision history

| Document ID | Release date | Data sheet status | Change notice | Supersedes |
|----------------------------------|--------------|---|---------------|----------------|
| BAP65-02 v.5 | 20100928 | Product data sheet | - | BAP65-02_N v.4 |
| Modifications: | | <ul style="list-style-type: none"> • The format of this data sheet has been redesigned to comply with the new identity guidelines of NXP Semiconductors. • Legal texts have been updated. • Table 4 "Limiting values": added T_{amb} (ambient temperature). | | |
| BAP65-02_N v.4 | 20080108 | Product data sheet | - | BAP65-02 v.3 |
| BAP65-02 v.3 (9397 750 08364) | 20010511 | Product specification | - | BAP65-02 v.2 |
| BAP65-02 v.2 (9397 750 08237) | 20010507 | Product specification | - | BAP65-02 v.1 |
| BAP65-02 v.1 (9397 750 07724) | 20001220 | Product specification | - | - |

10. Legal information

10.1 Data sheet status

| Document status ^[1] | Product status ^[2] | Definition |
|--------------------------------|-------------------------------|---|
| Objective [short] data sheet | Development | This document contains data from the objective specification for product development. |
| Preliminary [short] data sheet | Qualification | This document contains data from the preliminary specification. |
| Product [short] data sheet | Production | This document contains the product specification. |

[1] Please consult the most recently issued document before initiating or completing a design.

[2] The term 'short data sheet' is explained in section 'Definitions'.

[3] The product status of device(s) described in this document may have changed since this document was published and may differ in case of multiple devices. The latest product status information is available on the Internet at URL: <http://www.nxp.com>

10.2 Definitions

Draft — This document is a draft version only. The content is still under internal review and subject to formal approval, which may result in modifications or additions. NXP Semiconductors does not give any representations or warranties as to the accuracy or completeness of information included herein and shall have no liability for the consequences of use of such information.

Short data sheet — A short data sheet is an extract from a full data sheet with the same product type number(s) and title. A short data sheet is intended for quick reference only and should not be relied upon to contain detailed and full information. For detailed and full information see the relevant full data sheet, which is available on request via the local NXP Semiconductors sales office. In case of any inconsistency or conflict with the short data sheet, the full data sheet shall prevail.

Product specification — The information and data provided in a Product data sheet shall define the specification of the product as agreed between NXP Semiconductors and its customer, unless NXP Semiconductors and customer have explicitly agreed otherwise in writing. In no event however, shall an agreement be valid in which the NXP Semiconductors product is deemed to offer functions and qualities beyond those described in the Product data sheet.

10.3 Disclaimers

Limited warranty and liability — Information in this document is believed to be accurate and reliable. However, NXP Semiconductors does not give any representations or warranties, expressed or implied, as to the accuracy or completeness of such information and shall have no liability for the consequences of use of such information.

In no event shall NXP Semiconductors be liable for any indirect, incidental, punitive, special or consequential damages (including, without limitation, lost profits, lost savings, business interruption, costs related to the removal or replacement of any products or rework charges) whether or not such damages are based on tort (including negligence), warranty, breach of contract or any other legal theory.

Notwithstanding any damages that customer might incur for any reason whatsoever, NXP Semiconductors' aggregate and cumulative liability towards customer for the products described herein shall be limited in accordance with the Terms and conditions of commercial sale of NXP Semiconductors.

Right to make changes — NXP Semiconductors reserves the right to make changes to information published in this document, including without limitation specifications and product descriptions, at any time and without notice. This document supersedes and replaces all information supplied prior to the publication hereof.

Suitability for use — NXP Semiconductors products are not designed, authorized or warranted to be suitable for use in life support, life-critical or safety-critical systems or equipment, nor in applications where failure or

malfunction of an NXP Semiconductors product can reasonably be expected to result in personal injury, death or serious property or environmental damage. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of NXP Semiconductors products in such equipment or applications and therefore such inclusion and/or use is at the customer's own risk.

Applications — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. NXP Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Customers are responsible for the design and operation of their applications and products using NXP Semiconductors products, and NXP Semiconductors accepts no liability for any assistance with applications or customer product design. It is customer's sole responsibility to determine whether the NXP Semiconductors product is suitable and fit for the customer's applications and products planned, as well as for the planned application and use of customer's third party customer(s). Customers should provide appropriate design and operating safeguards to minimize the risks associated with their applications and products.

NXP Semiconductors does not accept any liability related to any default, damage, costs or problem which is based on any warranties or default in the customer's applications or products, or the application or use by customer's third party customer(s). Customer is responsible for doing all necessary testing for the customer's applications and products using NXP Semiconductors products in order to avoid a default of the applications and the products or of the application or use by customer's third party customer(s). NXP does not accept any liability in this respect.

Limiting values — Stress above one or more limiting values (as defined in the Absolute Maximum Ratings System of IEC 60134) will cause permanent damage to the device. Limiting values are stress ratings only and (proper) operation of the device at these or any other conditions above those given in the Recommended operating conditions section (if present) or the Characteristics sections of this document is not warranted. Constant or repeated exposure to limiting values will permanently and irreversibly affect the quality and reliability of the device.

Terms and conditions of commercial sale — NXP Semiconductors products are sold subject to the general terms and conditions of commercial sale, as published at <http://www.nxp.com/prod/terms>, unless otherwise agreed in a sold written individual agreement. In case an individual agreement is concluded only the terms and conditions of the respective agreement shall apply. NXP Semiconductors hereby expressly objects to applying the customer's general terms and conditions with regard to the purchase of NXP Semiconductors products by customer.

No offer to sell or license — Nothing in this document may be interpreted or construed as an offer to sell products that is open for acceptance or the grant, conveyance or implication of any license under any copyrights, patents or other industrial or intellectual property rights.

Export control — This document as well as the item(s) described herein may be subject to export control regulations. Export might require a prior authorization from national authorities.

Quick reference data — The Quick reference data is an extract of the product data given in the Limiting values and Characteristics sections of this document, and as such is not complete, exhaustive or legally binding.

Non-automotive qualified products — Unless this data sheet expressly states that this specific NXP Semiconductors product is automotive qualified, the product is not suitable for automotive use. It is neither qualified nor tested in accordance with automotive testing or application requirements. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of non-automotive qualified products in automotive equipment or applications.

In the event that customer uses the product for design-in and use in automotive applications to automotive specifications and standards, customer (a) shall use the product without NXP Semiconductors' warranty of the

product for such automotive applications, use and specifications, and (b) whenever customer uses the product for automotive applications beyond NXP Semiconductors' specifications such use shall be solely at customer's own risk, and (c) customer fully indemnifies NXP Semiconductors for any liability, damages or third product claims resulting from customer design and use of the product for automotive applications beyond NXP Semiconductors' standard warranty and NXP Semiconductors' product specifications.

10.4 Trademarks

Notice: All referenced brands, product names, service names and trademarks are the property of their respective owners.

11. Contact information

For more information, please visit: <http://www.nxp.com>

For sales office addresses, please send an email to: salesaddresses@nxp.com

12. Contents

| | | |
|------|-------------------------|---|
| 1 | Product profile | 1 |
| 1.1 | General description | 1 |
| 1.2 | Features and benefits | 1 |
| 1.3 | Applications | 1 |
| 2 | Pinning information | 1 |
| 3 | Ordering information | 1 |
| 4 | Marking | 1 |
| 5 | Limiting values | 2 |
| 6 | Thermal characteristics | 2 |
| 7 | Characteristics | 2 |
| 8 | Package outline | 5 |
| 9 | Revision history | 6 |
| 10 | Legal information | 7 |
| 10.1 | Data sheet status | 7 |
| 10.2 | Definitions | 7 |
| 10.3 | Disclaimers | 7 |
| 10.4 | Trademarks | 8 |
| 11 | Contact information | 8 |
| 12 | Contents | 9 |

Please be aware that important notices concerning this document and the product(s) described herein, have been included in section "Legal information".

© NXP B.V. 2010.

All rights reserved.

For more information, please visit <http://www.nxp.com>

For sales office addresses, please visit an email to: salesoffice@nxp.com

Date of release: 20 September 2010

Document identifier: BAP65-02