

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**ESTUDIO DE RECONFIGURABILIDAD DE LAS
CARACTERÍSTICAS CIRCUITALES/RADIANTES EN
ESTRUCTURAS DE ANTENAS**

RECONFIGURACIÓN EN FRECUENCIA

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
TELECOMUNICACIONES**

ALEXIS XAVIER CRIOLLO GUALLICHICO

alexis.criollo@epn.edu.ec

DIRECTOR: HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

hernan.barba@epn.edu.ec

DMQ, febrero 2023

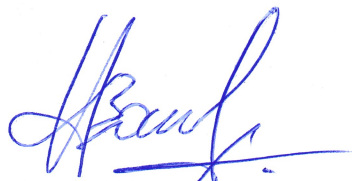
CERTIFICACIONES

Yo, Alexis Xavier Criollo Guallichico declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.



Alexis Xavier Criollo Guallichico

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Alexis Xavier Criollo Guallichico, bajo mi supervisión.



Hernán Vinicio Barba Molina

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

Alexis Xavier Criollo Guallichico

Hernán Vinicio Barba Molina

DEDICATORIA

A mi madre Nancy, mi padre Willian, mis hermanos Jonathan y Martin, mi razón de ser.

A mis tres pequeñitos Cody, Shaki y Chuck, por su cálida compañía.

AGRADECIMIENTO

A mis padres, Willian y Nancy, quienes han estado presentes en cada paso a lo largo de mi vida. Por su amor y apoyo incondicional, un ejemplo de esfuerzo y dedicación. Por creer en mí siempre.

A mis hermanos, Jonathan y Martin, quienes me han brindado compañía y muchas sonrisas, por quienes he sabido demostrar fortaleza ,y he compartido la dicha de crecer junto a ellos.

A mis abuelitos, mis tíos y mis primos, quienes han estado cerca de mí, desde pequeño, por su cariño.

A mi director de Tesis, Hernán, quien me ha dado la seguridad de hacer un buen trabajo, por sus enseñanzas y amistad en este trayecto.

A mis amigos, por los buenos momentos en esta travesía, por un apoyo mutuo constante.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVO GENERAL	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 ALCANCE	2
1.4 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS.....	3
1.4.1 PATRÓN DE RADIACIÓN	3
1.4.2 ANCHO DEL LÓBULO DE RADIACIÓN	3
1.4.3 DIRECTIVIDAD.....	4
1.4.4 GANANCIA	4
1.4.5 POLARIZACIÓN	4
1.4.6 IMPEDANCIA DE ENTRADA.....	4
1.4.7 ANCHO DE BANDA.....	4
1.5 RECONFIGURACIÓN.....	5
1.5.1 CATEGORÍAS DE RECONFIGURABILIDAD.....	5
1.6 BREVE DESCRIPCIÓN DE IMPLEMENTACIONES DE ANTENAS RECONFIGURABLES EN FRECUENCIA	6
1.6.1 ANTENA MONOPOLO RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA CON UNA ESTRUCTURA DE RANURAS CONMUTABLE A NIVEL DE TIERRA.....	6
1.6.2 ANTENA PATCH RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA CON UN PATRÓN DE RADIACIÓN UNIDIRECCIONAL ESTABLE.....	7

1.6.3	ANTENA RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA UTILIZANDO UNA ALIMENTACIÓN CON UN DESFASADOR DOBLE	9
1.7	ANTENA <i>SLOT</i>	10
1.8	FILTROS Y SEÑALES	11
1.8.1	FILTROS DE MICROONDAS.....	11
1.8.2	TIPOS BÁSICOS DE FILTROS.....	12
2	METODOLOGÍA.....	13
2.1	DISEÑO DE LA ANTENA RESONANTE.....	13
2.1.1	MODELAMIENTO DE LA ANTENA RESONANTE EN LA HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN.....	16
2.2	DISEÑO DE LOS FILTROS	17
2.2.1	FILTRO DE LA BANDA DE 2,4 GHz.....	20
2.2.2	FILTRO DE LA BANDA DE 5 GHz.....	24
2.2.3	FILTRO DE LA BANDA DE 6 GHz.....	27
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	31
3.1	RESULTADOS.....	31
3.1.1	<i>SLOT</i> MODIFICADO PARA UN GRAN ANCHO DE BANDA	31
3.1.2	OPTIMIZACIÓN DE LOS FILTROS REALES	35
3.1.3	INTEGRACIÓN DE LA ESTRUCTURA.....	36
3.1.4	CÁLCULO DE ERRORES.....	45
3.2	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	47
3.2.1	CONCLUSIONES	47
3.2.2	RECOMENDACIONES	48
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	49

RESUMEN

El presente trabajo contempla el diseño, modelamiento y simulación de una antena reconfigurable en términos de frecuencia que opera en cada una de las bandas del nuevo estándar de comunicaciones inalámbricas WiFi-7. Sin dejar de lado la teoría concerniente a la reconfigurabilidad de antenas y con un énfasis especial en la reconfigurabilidad en frecuencia.

El planteamiento inicia con el diseño de una antena de gran ancho de banda realizada en tecnología *microstrip*. Para alcanzar este objetivo se diseña previamente una antena tipo *slot* de anillo resonante y posteriormente se varía las dimensiones de ésta en conjunto con la geometría de la línea de alimentación. El análisis pertinente se realiza en la herramienta de simulación tridimensional electromagnética.

Con la antena de gran ancho de banda obtenida, se procede a diseñar un filtro pasa-banda para cada una de las bandas de frecuencia (2,4 GHz; 5 GHz y 6 GHz), con el uso de líneas *microstrip* acopladas. Se verifica el comportamiento de los mismos en el software Advanced Design System (ADS).

Finalmente se realiza la integración de ambas estructuras para conseguir la reconfigurabilidad en frecuencia y seleccionar con la ayuda del filtro cada una de las bandas mencionadas. Además, se evalúa el rendimiento de la estructura completa tras un proceso de optimización y análisis de resultados en ADS.

En el capítulo 1 se detalla brevemente el marco teórico del trabajo, así como la descripción de implementaciones realizadas apegadas al objetivo del mismo. Seguidamente, en el capítulo 2 se describe la metodología utilizada para el desarrollo del análisis de reconfiguración en frecuencia. Finalmente, el capítulo 3 presenta los resultados del análisis, las conclusiones y las recomendaciones derivadas del trabajo.

PALABRAS CLAVE: reconfigurabilidad, selectividad, parámetros de dispersión, filtrado, líneas acopladas, tecnología planar.

ABSTRACT

This work shows the design, modeling, and simulation of a reconfigurable antenna in terms of frequency that operates in each of the bands of the new wireless communications standard WiFi-7. This is realized considering the theory concerning the antennas reconfigurability and with a special emphasis on frequency reconfigurability.

The approach starts with the design of a wideband antenna made using microstrip technology. To achieve this objective, a resonant ring slot antenna is previously designed and later its dimensions are varied together with the geometry of the feeding line. The relevant analysis is performed in an electromagnetic simulation software.

With the obtained wideband antenna, the design of a band-pass filter for each of the frequency bands (2,4 GHz; 5 GHz and 6 GHz) by using microstrip coupled lines is realized. The behavior of these filters is verified in the software Advanced Design System (ADS).

Finally, the integration of both structures is performed in order to achieve frequency reconfigurability and to select each of the mentioned bands with the help of the adequate filter. In addition, the performance of the complete structure is evaluated after the optimization process and analysis results in ADS.

Chapter 1 briefly describes the theory related to the work as well as the description of similar implementations. Afterwards, Chapter 2 describes the methodology used for the analysis of frequency reconfiguration in antennas. Finally, Chapter 3 shows the analysis results, conclusions and recommendations derived by the work.

KEYWORDS: reconfigurability, selectivity, scattering parameters, filtering, coupled lines, planar technology.

1 INTRODUCCIÓN

La comunicación entre los seres humanos comenzó a través del sonido proveniente de la voz. Sin embargo, el deseo de comunicarse a través de largas distancias fue siempre un desafío. Para afrontar este hecho, en un inicio se utilizaron dispositivos como tambores y posteriormente métodos visuales, como banderas y señales de humo. Estos dispositivos de comunicación visual utilizaban la parte visible del espectro electromagnético, sin embargo, se ha evidenciado hace poco que el hombre comenzó a hacer uso del espectro electromagnético fuera de su región visible para la comunicación a través de sistemas de radio [1].

Es así como las comunicaciones inalámbricas se han tornado cada vez más importantes para el ser humano y ahora son indispensables. Desde 1873, donde James Clerk Maxwell, un profesor de la Universidad de Cambridge en Inglaterra publicara la primera teoría unificada de electricidad y magnetismo y se estableciera como el fundador del electromagnetismo. A pesar de que las ecuaciones de Maxwell tuvieron gran importancia debido a la inclusión de frontera, continuidad y otras relaciones auxiliares, muchos científicos estuvieron escépticos y no fue hasta una década después que esta teoría fue reivindicada por Heinrich Rudolph Hertz [2].

En 1886 Hertz, en ese entonces profesor del Instituto de Tecnología de Karlsruhe (KIT) en Alemania, armó lo que hoy se describe como un completo sistema de radio con un *end-loaded dipole* el cual actuaba como una antena transmisora y una antena *square loop* resonante como receptor [2].

Las antenas son un componente esencial para cualquier sistema de comunicación inalámbrica. Estos dispositivos permiten la transmisión de señales a través de ondas electromagnéticas que se propagan en un medio y que posteriormente son recibidas por otra antena. Esta última es responsable de un proceso recíproco, que consiste en convertir estas ondas en señales o voltaje que serán procesados por un receptor [3].

Hoy en día, con el desarrollo de nuevas tecnologías, los sistemas de comunicaciones inalámbricas exigen nuevos requisitos, tales como grandes anchos de banda, polarización y características de radiación variables. Las antenas reconfigurables se muestran como una gran promesa encaminada a estos nuevos requerimientos, a través de la modificación de geometría y comportamiento eléctrico, para así adaptarse a cambios en las condiciones ambientales y a los requisitos antes mencionados en aplicaciones para la radio cognitiva, sistemas *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), y aplicaciones espaciales [4], [5].

Es importante mencionar que la industria comercial de las comunicaciones móviles ha sido el motor para el reciente y explosivo crecimiento en las necesidades de diseño de las antenas [3]. Los nuevos estándares de comunicaciones móviles precisan operar en distintas bandas de frecuencia, lo que ha hecho imprescindible incorporar nuevas antenas a la infraestructura de telecomunicaciones. Es decir, esto conduce a la necesidad de acomodar múltiples antenas y por consiguiente genera inconvenientes relacionados a la disponibilidad física.

El presente proyecto por consiguiente plantea el estudio de la reconfigurabilidad en frecuencia por medio del análisis de una antena capaz de cambiar su frecuencia de operación para saltar entre distintas bandas de frecuencia y así hacer frente a este obstáculo.

1.1 OBJETIVO GENERAL

Estudiar la reconfigurabilidad en términos de frecuencia de las características circuitales/radiantes en estructuras de antenas.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Realizar una breve revisión del estado del arte de la teoría relacionada con la reconfiguración en términos de frecuencia de una estructura radiante.
2. Analizar implementaciones relevantes en la literatura académica concernientes a la reconfiguración en términos de frecuencia de una antena.
3. Modelar una estructura de RF fundamentada en la técnica de reconfiguración en términos de frecuencia.
4. Simular la antena modelada con la ayuda de una herramienta de simulación tridimensional.
5. Analizar los resultados obtenidos de la simulación y determinar la contribución del estudio realizado en relación con implementaciones anteriores.

1.3 ALCANCE

En el presente proyecto se abordará el estudio de las antenas reconfigurables en términos de frecuencia utilizando una herramienta de simulación tridimensional; en busca de un posterior diseño, modelamiento y análisis de la misma.

Como primer punto, se revisará la teoría concerniente a los diferentes tipos de antenas reconfigurables, para luego marcar un enfoque en la reconfigurabilidad en términos de

frecuencia y posteriormente analizar tres ejemplos de estructuras de RF presentados en la literatura académica que permitan comprender de forma plena su funcionamiento.

Seguidamente, se presentará el diseño y modelamiento de una antena reconfigurable en términos de frecuencia, no sin antes presentar la formulación matemática presente e incluir una posterior etapa de simulación en el dominio de la frecuencia con ayuda de la herramienta de simulación seleccionada.

Una vez concluidas las simulaciones correspondientes, se presentará un análisis comparativo de las bandas de frecuencia a las que la antena puede operar, por medio de la revisión de parámetros de reflexión S_{11} y características de radiación. Es importante mencionar que este proyecto no contempla una implementación de un producto final demostrable.

1.4 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS

Las antenas son componentes necesarios e indispensables en los sistemas de comunicaciones inalámbricas y de radar. Estos dispositivos radian y reciben ondas electromagnéticas a través de la conversión de ondas transportadas en estructuras guiadas en ondas radiantes que se propagan en el espacio libre y viceversa [6].

Para describir el rendimiento de una antena, es imprescindible la definición de varios parámetros. Muchos de ellos están interrelacionados, por lo que no todos ellos son necesarios de especificar para una descripción completa del rendimiento de la antena.

1.4.1 PATRÓN DE RADIACIÓN

Es definido como una función matemática o representación gráfica de las propiedades radiantes de la antena en función de un espacio de coordenadas, en la mayoría de casos se determina en la región del campo lejano. Las propiedades radiantes incluyen la densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, directividad, fase, polarización, y *field strength* [7], [8].

Una antena puede ser definida como direccional cuando puede radiar o recibir ondas electromagnéticas de forma más efectiva en unas direcciones que en otras [8]. Un lóbulo de radiación es una porción del patrón de radiación rodeado de zonas de intensidad de radiación relativamente débil, se pueden identificar los *main* o mayor, *side* y *back lobes*.

1.4.2 ANCHO DEL LÓBULO DE RADIACIÓN

Asociado al patrón de radiación, se define como la separación angular entre dos puntos idénticos y opuestos al máximo del lóbulo principal del patrón de radiación. En la Figura 1.1 se muestran los lóbulos de radiación, así como los anchos de lóbulo de radiación.

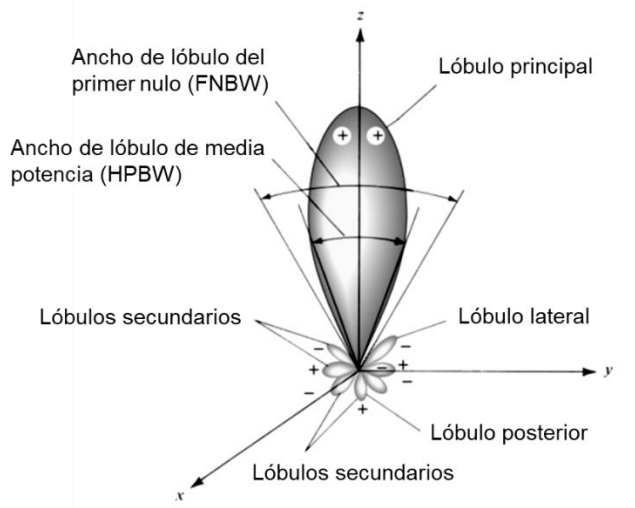


Figura 1.1 Lóbulos y anchos del lóbulo del patrón de radiación [7].

1.4.3 DIRECTIVIDAD

Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada desde la antena hacia la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones. Si la dirección es especificada, la intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida para 4π , caso contrario se asume como la dirección de intensidad de radiación máxima.

1.4.4 GANANCIA

Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada con la intensidad de radiación que podría obtenerse si la potencia aceptada por la antena fuese radiada de forma isotrópica.

1.4.5 POLARIZACIÓN

Se define como la curva trazada por el extremo del vector que representa el campo eléctrico instantáneo. Este campo debe ser observado a lo largo de la dirección de propagación.

1.4.6 IMPEDANCIA DE ENTRADA

Se define como la impedancia presentada por la antena en sus terminales, la relación entre el voltaje y la corriente en el par de terminales, o la relación de los componentes apropiados de campo eléctrico y magnético en un punto dado.

1.4.7 ANCHO DE BANDA

Se define como el rango de frecuencias en donde el rendimiento de la antena con respecto a ciertas características (impedancia de entrada, patrón, polarización, ganancia, entre

otros) se comporta de acuerdo con lo especificado en el estándar o a la frecuencia central de operación.

1.5 RECONFIGURACIÓN

Indiscutiblemente, al menos nueve tipos de antenas han proliferado a lo largo de los últimos 50 años en los diferentes campos de estudio. Entre estos se incluye los dipolos/monopolos, *loop*, *slot/horn*, *reflector*, *microstrip antennas*, *log-periodic*, *helical*, *dielectric/lens*, y *frequency-independent antennas*. Cada uno de los modelos de antenas presenta características inherentes que las hacen adecuadas para una aplicación en particular [9].

Sin embargo, la elección entre una de ellas impone restricciones en el rendimiento general del sistema que surgen debido a que las características de la antena son fijas. Así, la reconfiguración en las antenas juega un papel importante al hacer posible el hecho de adaptarse a los requerimientos del sistema y condiciones cambiantes del entorno, que pueden minimizar o incluso eliminar estas restricciones y otorgar un nivel adicional de funcionalidad a cualquier sistema.

La reconfiguración en una antena se puede conseguir a través de la alteración de los campos radiados en la apertura efectiva de la antena. Esto se fundamenta en el reordenamiento intencional de corrientes o la reconfiguración de lados radiantes. Mismos que conducen a un cambio en su funcionalidad y a la vez permiten ofrecer diferentes tipos de antenas reconfigurables para los sistemas de comunicaciones inalámbricas [5], [9].

1.5.1 CATEGORÍAS DE RECONFIGURABILIDAD

Existen diferentes propiedades de reconfiguración que una antena reconfigurable puede alcanzar, consecuentemente las antenas reconfigurables pueden ser clasificadas en cuatro categorías [4]:

- Categoría 1: Una estructura radiante capaz de cambiar su frecuencia de operación o saltar entre distintas bandas de frecuencia se denomina antena reconfigurable en términos de frecuencia.
- Categoría 2: Una estructura radiante capaz de ajustar su patrón de radiación (forma, dirección o ganancia) se denomina antena reconfigurable en términos de patrón de radiación.
- Categoría 3: Una estructura radiante capaz de cambiar su polarización (*horizontal/vertical*, \pm *slant 45°*, *left-hand o right-hand circular polarized*, entre otros) se denomina antena reconfigurable en términos de polarización.

- Categoría 4: Esta categoría es una combinación de las tres categorías anteriores. Por ejemplo, una antena puede ser reconfigurable en frecuencia y al mismo tiempo contar con diversidad en su polarización.

1.6 BREVE DESCRIPCIÓN DE IMPLEMENTACIONES DE ANTENAS RECONFIGURABLES EN FRECUENCIA

Las antenas reconfigurables han sido estudiadas en el pasado para una variedad de aplicaciones. La mayoría de ellas emplea algún tipo de mecanismo de conmutación para alcanzar este objetivo [4]. En esta sección, se presentan implementaciones de interés en la literatura académica sobre antenas reconfigurables en términos de frecuencia.

1.6.1 ANTENA MONOPOLO RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA CON UNA ESTRUCTURA DE RANURAS CONMUTABLE A NIVEL DE TIERRA

Esta sección describe una antena monopolo circular reconfigurable en términos de frecuencia con 5 estados de conmutación que incluye un estado de *Ultra-Wideband* (UWB), tres estados de ancho de banda estrecho y un estado *dual-band* [10].

El *patch* circular puede operar en grandes anchos de banda y posee buenas características de radiación. La Figura 1.2 ilustra el prototipo propuesto de la antena con un tamaño compacto de 40 × 40 mm. La capacidad de reconfiguración se logra con el uso de una estructura de *slots* en el plano de tierra que actúa como un filtro al cambiar el estado de los diodos pin insertados. El *slot* principal suprime las frecuencias fuera del rango deseado, mientras que el *slot* embebido actúa como un filtro pasa-banda controlado al variar la longitud y forma de la ranura principal y así obtener las bandas de frecuencias deseadas.

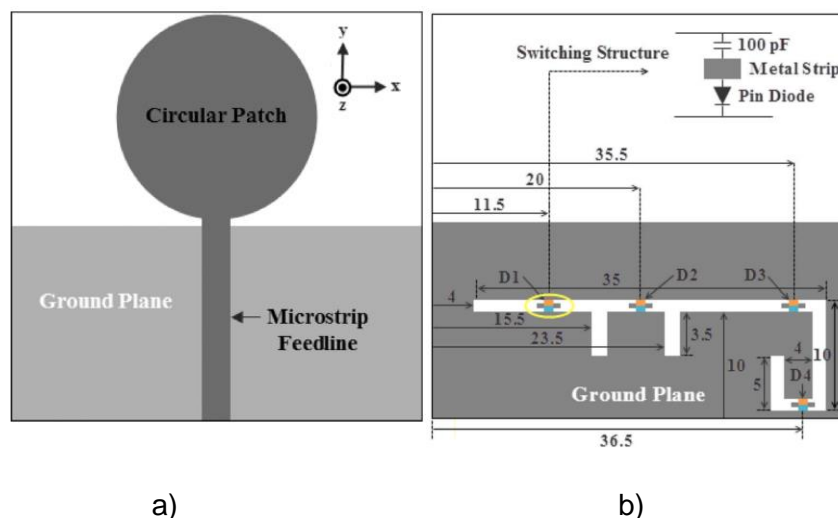


Figura 1.2 Geometría de la antena propuesta:

a) Vista frontal; b) Vista posterior (estructura de conmutación) [10].

La Figura 1.3 y Figura 1.4 muestra las curvas del coeficiente de reflexión obtenidos luego de simulación, para la estructura de UWB y las diferentes estructuras del filtro, respectivamente. Cada estructura se obtiene a través de la combinación de estado (*On/Off*) de los diodos pin que permite variar la geometría del filtro.

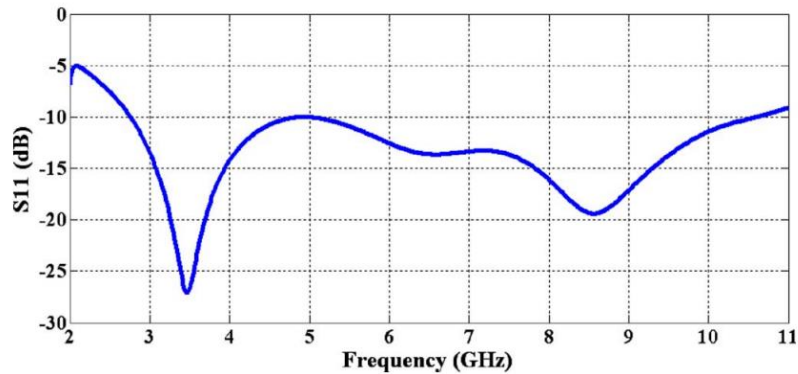


Figura 1.3 Coeficiente de reflexión simulados de la estructura de UWB [10].

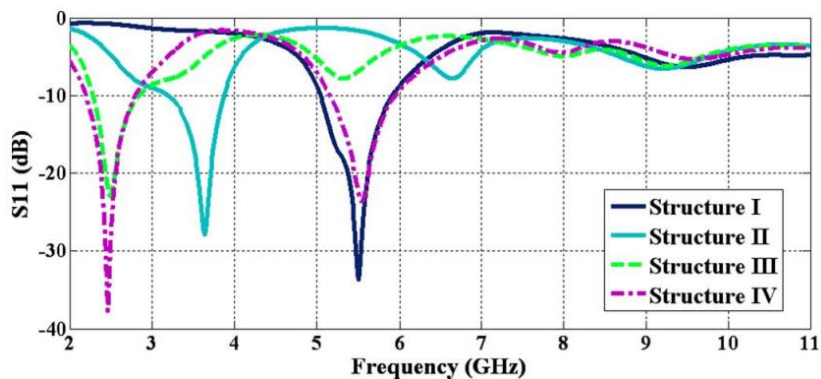


Figura 1.4 Coeficiente de reflexión simulados de la estructura de filtro [10].

Las bandas de frecuencia resultantes del prototipo pueden ser utilizadas en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, donde se incluye WiMAX (2,3GHz-2,4 GHz; 2,5 GHz-2,7 GHz; 3,3 GHz-3,8 GHz; 5,1 GHz-5,85 GHz), WiFi (2,4 GHz-2,48 GHz; 5,15 GHz-5,85 GHz), y UWB (3,1 GHz-10,6 GHz).

1.6.2 ANTENA PATCH RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA CON UN PATRÓN DE RADIACIÓN UNIDIRECCIONAL ESTABLE

La antena se presenta en la Figura 1.5. Consiste en dos sustratos superpuestos y tres capas metálicas. Un array periódico de 3×3 *patches* cuadradas con dos varactores es ubicado en la capa superior como radiador, una línea *microstrip* en el medio de los sustratos y un plano de tierra en la capa inferior con una apertura rectangular [11].

Las capacitancias dependientes del voltaje en los varactores son utilizadas para ajustar el rango de frecuencia de la antenna. Seis inductores son conectados para proveer una línea de polarización DC. Así, solo es necesaria una fuente de voltaje DC simple puede ser aplicada en paralelo a los varactores.

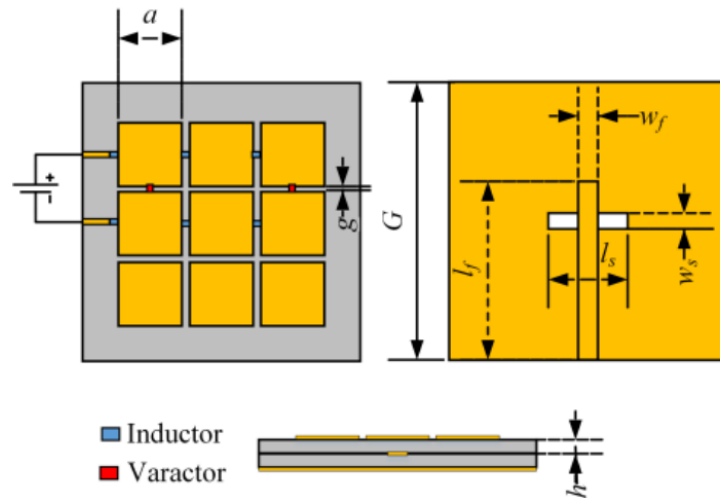


Figura 1.5 Geometría de la antenna propuesta [11].

El parámetro S_{11} para seis bandas de operación obtenidas al aplicar diferentes valores de voltaje de polarización se presenta en la Figura 1.6. Al incrementar el valor de voltaje desde 0 a 30 voltios, la frecuencia central de operación de la antenna varía de 2,45 GHz a 3,55 GHz. De esta manera, se determina que, al variar la capacitancia de los varactores, la frecuencia de resonancia de la antenna puede desplazarse con facilidad.

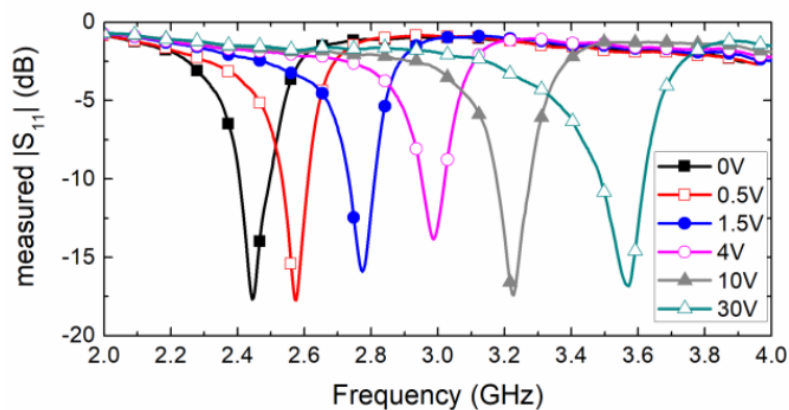


Figura 1.6 Coeficientes de reflexión medidos del para diferentes valores voltaje [11].

1.6.3 ANTENA RECONFIGURABLE EN FRECUENCIA UTILIZANDO UNA ALIMENTACIÓN CON UN DESFASADOR DOBLE

Se describe a continuación una antena implementada en tecnología *microstrip* alimentada simultáneamente por dos señales de la misma amplitud [12]. La Figura 1.7 ilustra el prototipo propuesto. La estructura consiste en una antena *patch* alimentada por dos conectores coaxiales de 50Ω localizados a lo largo del eje de simetría magnética. Esto permite el tipo de polarización lineal.

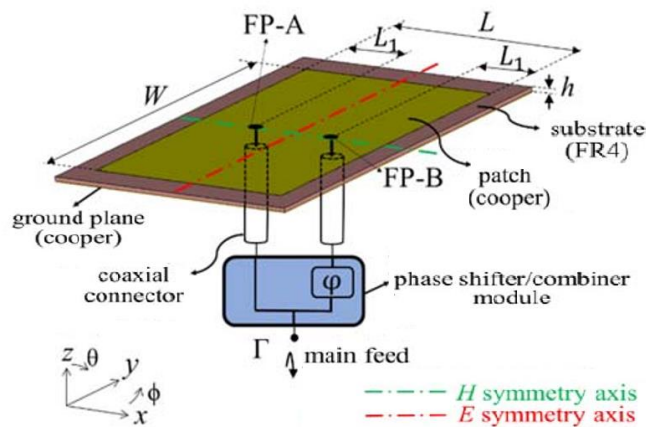


Figura 1.7 Estructura de la antena propuesta [12].

Las dimensiones del *patch* son optimizadas para tener un radiador de media longitud de onda a la frecuencia de operación de 850 MHz y por ende una frecuencia de operación a la longitud de onda completa de 1,7 GHz. La reconfiguración en frecuencia es lograda con la posición de los puntos de alimentación sobre el *patch* y a su vez con la fase de la señal ajustada con los desfasadores. En la Figura 1.8 se presenta el parámetro S_{11} , el cual al colocar los puertos en una posición $L1 = 32,33$ mm satisface la resonancia a $f = 850$ MHz con un ángulo de desfase $\varphi = -104$ grados y a $f = 1,7$ GHz con $\varphi = -50$ grados de desfase. Además, se obtiene un coeficiente de reflexión de -35 dB y -37 dB respectivamente.

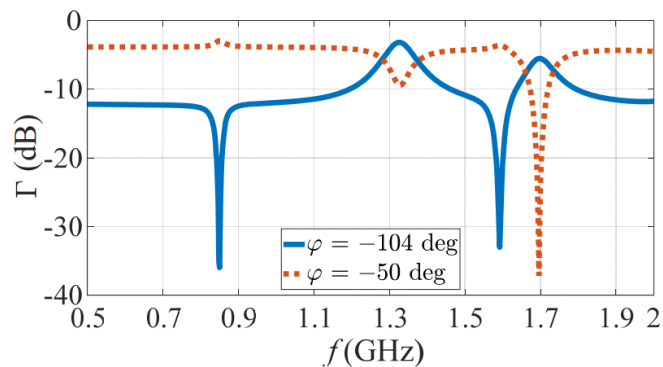


Figura 1.8 Coeficiente de reflexión bajo las condiciones de desfase [12].

1.7 ANTENA SLOT

Al considerar una antena metálica con impedancia de entrada Z_{metal} . Una estructura dual se puede obtener al reemplazar la parte metálica con aire y el aire con metal. La antena complementaria resultante tiene una impedancia Z_{air} . Un ejemplo de este enunciado es la antena dipolo y su complemento la antena *slot*, presentadas en la Figura 1.9 [1].

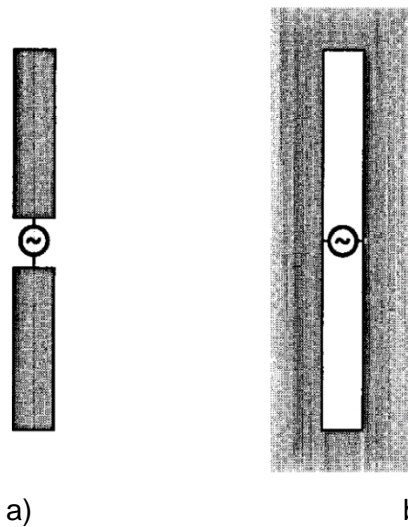


Figura 1.9 Antenas complementarias dipolo y *slot*.

a) Antena dipolo; b) Antena *slot* [1].

Para un mejor entendimiento sobre las antenas *slot*, se menciona al principio de Babinet, introducido en 1946. Este principio relaciona la impedancia y los campos radiados por una antena *slot* con los de su complemento, la antena dipolo de media longitud de onda.

El *slot* se considera un dipolo magnético en lugar que un dipolo eléctrico. Como resultado, la polarización se rota 90 grados y así la radiación de un *slot* vertical se polariza horizontalmente. Si una fuente de voltaje es aplicada en medio de los lados cortos del *slot*, entonces un campo electromagnético se genera dentro del *slot* y las corrientes que viajan a lo largo del perímetro contribuyen a la radiación. Esta antena dual es similar a la antena dipolo al aplicar una fuente de voltaje en el centro de éste [13].

El principio de Babinet relaciona este par de antenas, lo cual permite determinar que la impedancia del *slot* se relaciona con la impedancia de su antena dual mediante la expresión (1.1):

$$Z_{\text{metal}} \times Z_{\text{air}} = \frac{\eta^2}{4} \quad (1.1)$$

En donde η es la impedancia intrínseca en el espacio libre.

En términos de sus características, una antena *slot* puede ser alimentada a través de una línea *microstrip*. Esta línea conduce energía desde un conector y la libera en la estructura radiante. La forma o geometría de la línea de alimentación se puede variar con el propósito de incrementar el ancho de banda [14]. En la Figura 1.10 se presentan algunas de las formas conocidas.

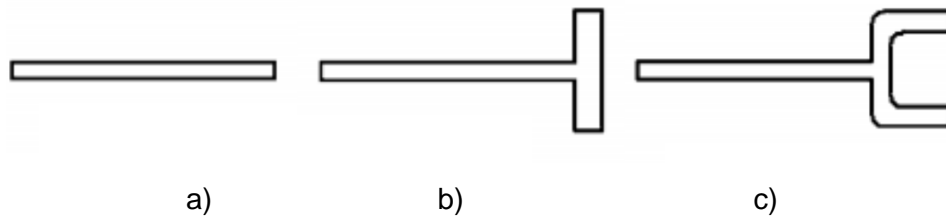


Figura 1.10 Diferentes formas de línea de alimentación.

a) *Rectangular*; b) *Tee Shape*; c) *Tuning Fork Shape* [14].

1.8 FILTROS Y SEÑALES

La salida proveniente de la mayor parte de sistema de mediciones puede ser separada en la señal y el ruido. La señal es la parte de los datos de interés en la comunicación, mientras que el resto es considerado como ruido. En el espectro electromagnético la señal y el ruido ocupan un rango de frecuencias completamente separados, por lo que es posible suprimir el ruido mediante técnicas adecuadas de filtrado [15].

1.8.1 FILTROS DE MICROONDAS

Un filtro es una estructura que permite el paso de una determinada banda de frecuencias con pérdidas muy pequeñas, mientras que atenúa todas las señales que se encuentra fuera de ésta, es decir, en bandas de frecuencia no deseadas. En frecuencias de microondas los filtros son ampliamente utilizados en sistemas electrónicos, como teléfonos celulares, comunicaciones inalámbricas, radar, entre otros [16].

Las técnicas de diseño de los primeros filtros fueron concebidas a inicios del siglo XX y se basan en el uso de celdas de elementos concentrados (resistores, capacitores e inductores) en cascada acoplados entre sí. La primera celda acoplada a la fuente y la última a la carga.

En la actualidad, el diseño de filtros modernos se basa en una idea diferente, desarrollada entre los años 1920 y 1930. Esta consiste en aproximar la respuesta de un filtro ideal con funciones matemáticas e identificar una red físicamente realizable. De este modo, se considera un filtro como una red de los puertos localizada en medio de una resistencia de

carga R_L y una fuente con resistencia interna en serie R_s , acorde a la configuración ilustrada en la Figura 1.11.

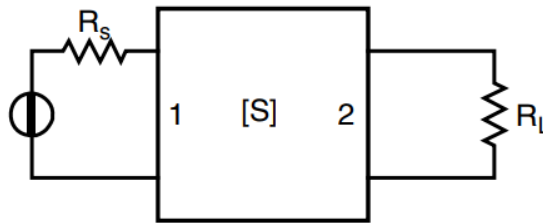


Figura 1.11 Esquema del principio de un filtro [17].

Esta red cuenta con una función de transferencia desde la fuente hacia la carga, con una atenuación dependiente de la frecuencia. Los rangos de frecuencia de baja o alta atenuación son llamadas bandas de paso o bandas de supresión respectivamente.

Un filtro con respuesta ideal cuenta con una función de transferencia de forma rectangular. Esto determina una transición abrupta entre la banda de paso y la banda suprimida. Desafortunadamente esta característica no es físicamente realizable. Por esta razón, se opta por una aproximación que permite alcanzar aun los requerimientos de una determinada aplicación. Entre las funciones disponibles para aproximar la respuesta ideal del filtro se encuentran: Butterworth, Chebyshev, Cauer, Bessel y Chebyshev inversa. Las tres primeras son utilizadas con mayor frecuencia en filtros de microondas [15], [17].

El orden de un filtro está relacionado directamente con el número de componentes, por consiguiente, con el precio y complejidad del diseño. La ventaja principal de un orden alto es conseguir una respuesta con pendiente más pronunciada (mayor selectividad).

1.8.2 TIPOS BÁSICOS DE FILTROS

Los filtros pueden ser clasificados en cinco categorías principales:

1. **Filtro pasa-bajos.** Como es de esperarse, permite el paso de señales de baja frecuencia y rechaza las señales sobre la frecuencia de corte del filtro.
2. **Filtro pasa-altos.** El inverso del filtro pasa-bajos, que rechaza las señales que están por debajo de su frecuencia de corte.
3. **Filtro pasa-banda.** Permite el paso de frecuencias dentro de una banda específica y rechaza los componentes fuera de esta.
4. **Filtro rechaza-banda.** Rechaza las frecuencias dentro de una banda específica y permite el paso de las componentes fuera de esta.
5. **Filtro pasa-todo.** Permite el paso de las señales en todo el espectro de frecuencia con una ganancia constante.

2 METODOLOGÍA

En el presente capítulo se describe el diseño y modelamiento de la antena reconfigurable en términos de frecuencia planteada.

La estructura será diseñada para operar en las bandas de frecuencia correspondientes a la nueva tecnología WiFi-7. Este próximo estándar de Wi-Fi también conocido como IEEE 802.11be trabaja en las tres bandas de frecuencia (2,4 GHz; 5 GHz y 6 GHz) para utilizar correctamente los recursos del espectro.

El planteamiento comienza al hallar una estructura radiante en la cual sea posible posteriormente mejorar su ancho de banda, ya sea al modificar la geometría de la parte radiante o hacerlo a nivel de alimentación. Tras conseguir una antena de gran ancho de banda, que cubra las bandas de frecuencias propuestas para su aplicación, se procede al diseño de filtros. Estos permiten seleccionar la banda de operación deseada. Finalmente se realiza la integración del elemento radiante obtenido y los filtros diseñados a nivel de alimentación.

Para un mejor entendimiento del diseño de la antena, éste se plantea en cuatro etapas, las cuales se presentan en el diagrama de bloques ilustrado en la Figura 2.1.

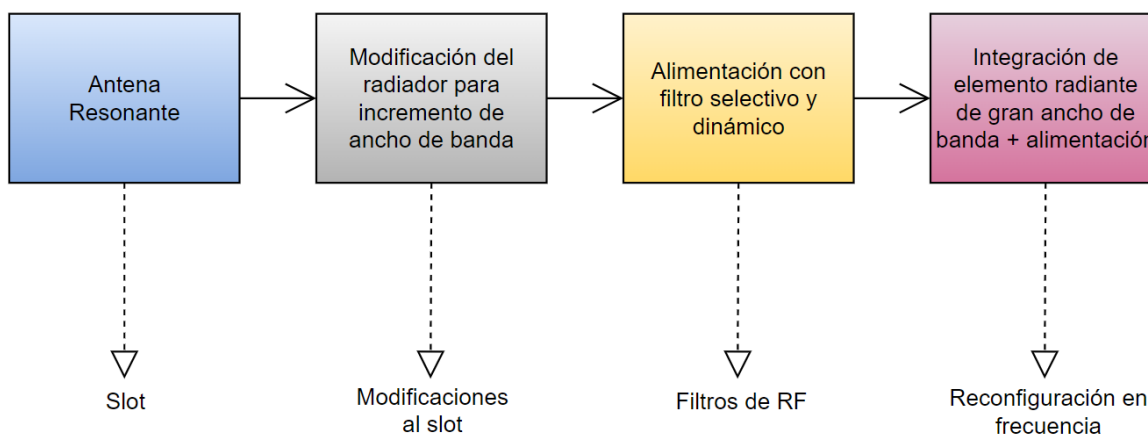


Figura 2.1 Diagrama de bloques del concepto planteado para reconfiguración en frecuencia.

2.1 DISEÑO DE LA ANTENA RESONANTE

El tipo de estructura radiante elegida corresponde a una antena tipo *slot*, debido a que, dependiendo de su geometría, cuenta con un ancho de banda relativamente amplio, buena adaptación de impedancia y su facilidad de integrarse con elementos pasivos o activos.

Previo al proceso de diseño es importante caracterizar al sustrato sobre el cual se desea trabajar en la tecnología planar seleccionada. De esta manera, con mira hacia una posible implementación física de la estructura y la finalidad de reducir los costos involucrados en la misma, el sustrato seleccionado es FR4. Este sustrato presenta los parámetros definidos en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Características del sustrato FR4.

Parámetro	Descripción	Valor	Unidad
ϵ_r	Permitividad relativa	4,3	-
h	Espesor del sustrato	1,5	mm
$\tan(\delta)$	Tangente de pérdidas	0,02	-
t	Espesor de la capa de cobre	17	μm

Los intervalos de operación de las bandas de frecuencia propuestas se presentan en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Intervalos de operaciones de las bandas de frecuencia [18].

Banda	Intervalo de operación [GHz]
2,4 GHz	2,400 a 2,495
5 GHz	5,170 a 5,835
6 GHz	5,925 a 7,125

A continuación, se describe el diseño inicial de la antena *slot* de anillo ilustrado en la Figura 2.2. Esta estructura, en tecnología *microstrip*, está formada por tres niveles: el primer nivel corresponde al plano en el cual se ubica el radiador, impreso sobre un segundo nivel correspondiente al material dieléctrico FR4 y finalmente en el nivel inferior se ubica el plano de alimentación [19].

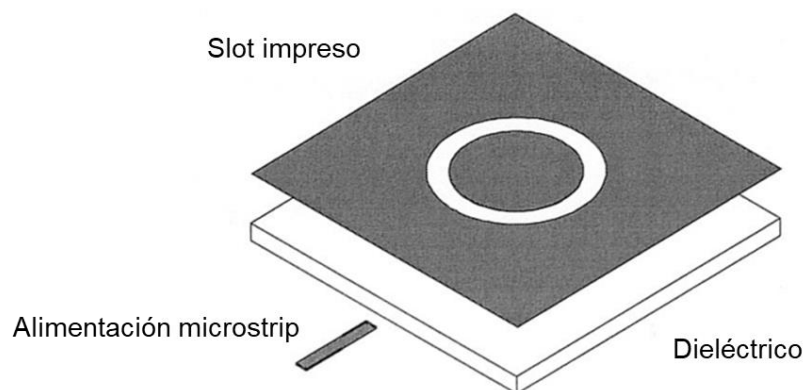


Figura 2.2 Ilustración de la antena *slot* de anillo [19].

Las dimensiones de la geometría del anillo en el radiador se obtienen con ayuda de la expresión (2.1), la cual permite hallar el radio promedio del anillo resonante a una frecuencia especificada. Para los cálculos presentados a continuación se considera el valor de frecuencia central de la banda más baja.

$$2\pi \times r = \lambda \quad (2.1)$$

$$r = \frac{c}{2\pi \times f \times \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$r = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2\pi \times 2,4475 \times 10^9 \text{ Hz} \times \sqrt{4,4}}$$

$$r = 9,3 \text{ mm}$$

Se presenta además la obtención de las dimensiones de la línea *microstrip* de 50 Ω que alimentará la antena. La impedancia de la línea se elige a razón de que, en una implementación física del prototipo, la alimentación desde el generador se realiza con un conector usualmente SMA de impedancia característica 50 Ω .

Por facilidad, los cálculos se realizan con la herramienta LineCalc de la herramienta de simulación *Advanced Design System (ADS)*. En la interfaz de la herramienta presentada en la Figura 2.3, se selecciona el tipo de componente como *MLIN* y se introduce los parámetros característicos del sustrato FR4 detallados con anterioridad en Tabla 2.1, la impedancia de la línea y la frecuencia de operación seleccionada.

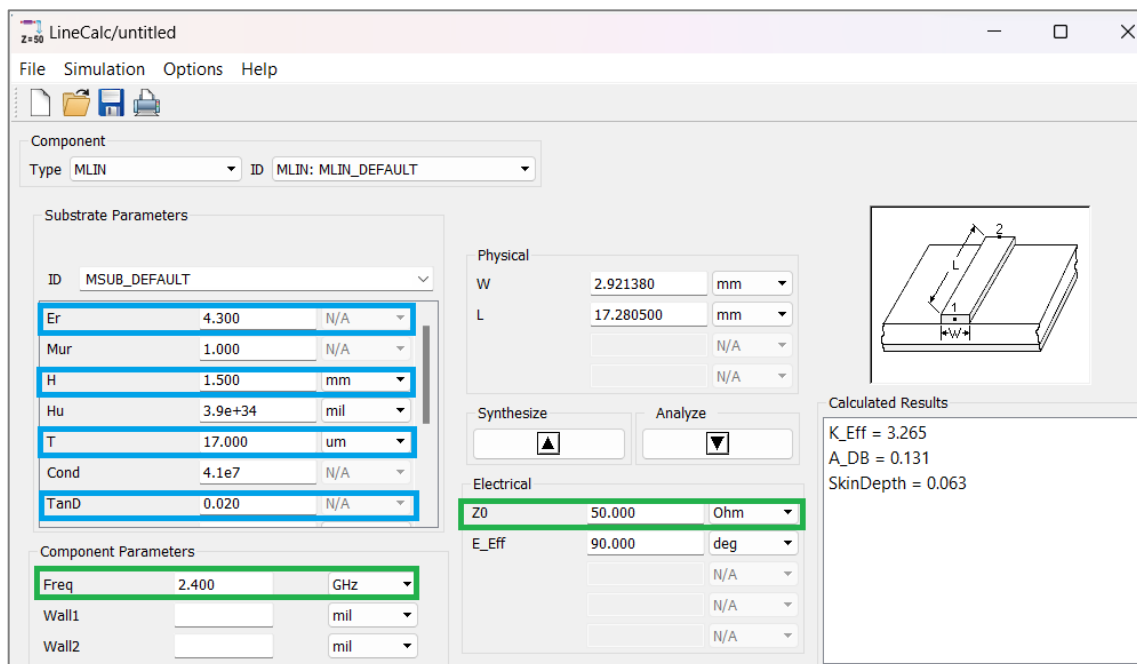


Figura 2.3 Diseño línea *microstrip* 50 Ω en LineCalc.

El resultado arrojado muestra que el ancho de la línea *microstrip* para la alimentación de la antena tiene un espesor W de 2,92 mm.

Una vez obtenidas las dimensiones de la estructura, se procede con el modelamiento en la herramienta de simulación electromagnética.

2.1.1 MODELAMIENTO DE LA ANTENA RESONANTE EN LA HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN

La Figura 2.4 muestra el modelo implementado en la herramienta de simulación.

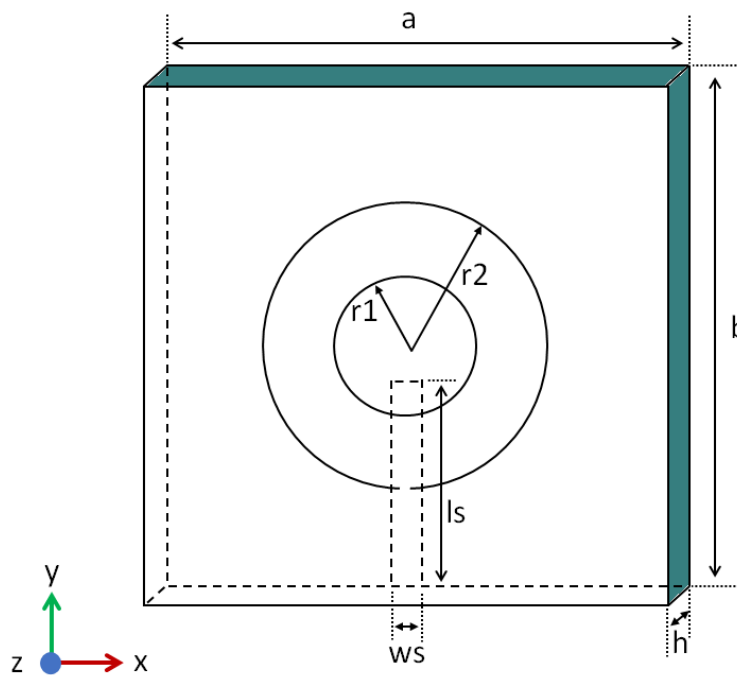


Figura 2.4 Estructura modelada de la antena *slot* de anillo resonante.

En la Tabla 2.3 se resumen las variables utilizadas para el modelamiento inicial de la estructura, así como los valores utilizados.

Tabla 2.3 Variables utilizadas para parametrizar las dimensiones de la antena.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
a	Ancho del plano de tierra	35	mm
b	Largo del plano de tierra	35	mm
h	Espesor del sustrato	1,5	mm
$r1$	Radio interno del <i>slot</i> de anillo	9	mm
$r2$	Radio externo del <i>slot</i> de anillo	11	mm
ws	Ancho de línea <i>microstrip</i> alimentación	2,97	mm
ls	Largo de línea <i>microstrip</i> alimentación	12	mm

En la Figura 2.5 se presenta la gráfica del parámetro de reflexión S_{11} de la antena en función de la frecuencia como resultado de la simulación de estructura utilizando el método de simulación FDTD (dominio del tiempo). Con el diseño propuesto, se observa un mínimo a 3,11 GHz, correspondiente a la frecuencia de resonancia de la antena. A partir de estos resultados, las dimensiones de esta estructura a nivel de radiador y alimentación serán modificadas y optimizadas posteriormente con el objetivo de conseguir una antena de gran ancho de banda. Estos resultados serán presentados en el Capítulo 3.

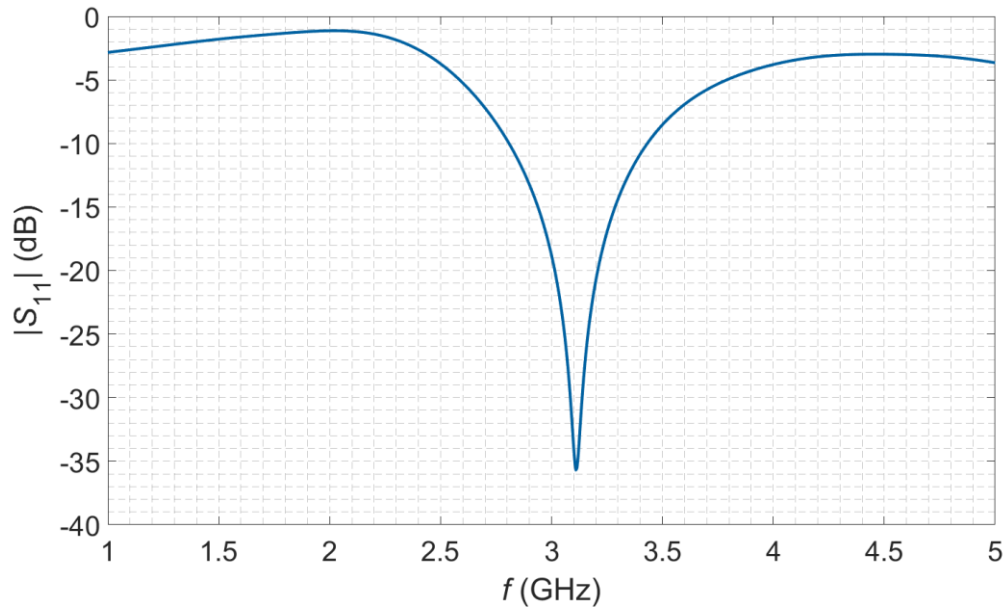


Figura 2.5 Parámetro S_{11} de la antena resonante simulada.

2.2 DISEÑO DE LOS FILTROS

En esta sección se describe el diseño de los filtros pasa-banda que permitirán seleccionar cada una de las bandas de frecuencia antes mencionadas.

Se asume que, la respuesta de un prototipo pasa-banda puede derivarse de la respuesta de un prototipo pasa bajos tras aplicar la transformación en frecuencia dada en la ecuación (2.2).

$$FBW = \frac{f_{P2} - f_{P1}}{f_0} \quad (2.2)$$

$$f_0 = \sqrt{f_{P1} f_{P2}}$$

En donde se toma la frecuencia de corte del filtro $\Omega_c = 1$, f_0 representa la frecuencia central del prototipo y FBW se define como el ancho de banda fraccional entre las frecuencias de la banda de paso f_{P1} y f_{P2} .

Los filtros han sido diseñados como filtros pasa-banda acoplados en paralelo en tecnología *microstrip* que utilizan resonadores de media longitud de onda. Esto se ilustra de forma general en la Figura 2.6.

El arreglo de resonadores en paralelo ofrece un acoplamiento relativamente largo para el espacio dado entre los resonadores. Además, esta estructura de filtro es particularmente conveniente en la construcción de filtros que cuentan con anchos de banda más amplios en contraste con la tecnología de *end-coupled microstrip filters* [20].

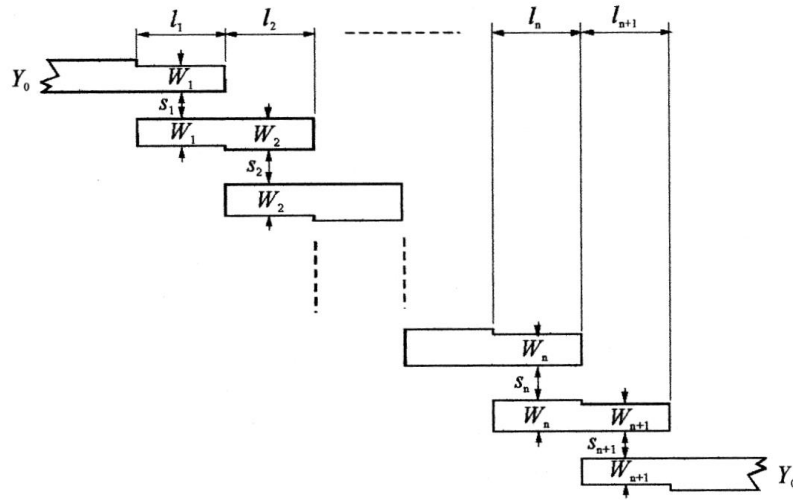


Figura 2.6 Estructura general del filtro pasa-banda *microstrip* acoplado en paralelo [20].

Las ecuaciones de diseño de este tipo de filtros están dadas por las ecuaciones (2.3a).

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}} \quad (2.3a)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad , j = 1 \dots n - 1 \quad (2.3b)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}} \quad (2.3c)$$

En donde $g_0, g_1 \dots g_n$ son los elementos del prototipo pasa bajo equivalente con un ancho de banda fraccional FBW del filtro pasa-banda, $J_{j,j+1}$ son las admitancias características de los inversores J y Y_0 es la admittance característica de las líneas terminales.

Para realizar los inversores J obtenidos anteriormente, las impedancias características de los modos par e impar para los resonadores de líneas *microstrip* acoplados se determinan con las expresiones (2.4).

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right], j = 0 \dots n \quad (2.4a)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right], j = 0 \dots n \quad (2.4b)$$

La respuesta de los filtros a ser diseñados es elegida tipo Chebyshev debido a que ofrece una atenuación más alta en la banda suprimida en contraste con su contraparte de tipo Butterworth del mismo orden. Además, se permite controlar la atenuación de la banda de paso como un parámetro de diseño, denominado *passband ripple* o rizado (L_{Ar}) [17].

Los valores de los elementos g_n del prototipo Chebyshev de orden n se determinan a través de las expresiones (2.5).

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n \quad (2.5)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases}$$

donde

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]$$

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

Para un rizado requerido de la banda de paso L_{Ar} en dB, y una atenuación mínima de la banda suprimida L_{As} en dB a una frecuencia normalizada $\Omega = \Omega_s$, el grado del prototipo pasa bajo Chebyshev se determina mediante la expresión (2.6).

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{As}} - 1}{10^{0,1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \quad (2.6)$$

La frecuencia normalizada de la banda suprimida Ω_s se determina al asumir $\Omega_p = 1$, y determinar la pulsación más restrictiva entre las expresiones (2.7).

$$\Omega'_{S1} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{S1}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{S1}} \right)$$

$$\Omega'_{S2} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{S2}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{S2}} \right) \quad (2.7)$$

En donde f_{S1} y f_{S2} son las frecuencias de la banda suprimida con un valor de atenuación L_{Ar} .

2.2.1 FILTRO DE LA BANDA DE 2,4 GHz

Para el diseño del primer filtro, se considera un filtro *microstrip* pasa-banda de tipo Chebyshev con un rizado de 0,1 dB e impedancia característica de las líneas terminales Z_0 de 50 Ω .

Los límites inferior y superior de la banda de frecuencia de 2,4 GHz son extraídos de la Tabla 2.2 ($f_{P1} = 2,4$ GHz y $f_{P2} = 2,495$ GHz).

Como primer paso se realiza la transformación en frecuencia de prototipo pasa-banda a pasa bajo con ayuda de las ecuaciones (2.2). De este modo se obtiene la frecuencia central f_0 de 2,447 GHz y el ancho de banda fraccional *FBW* de 0,0388.

Se presenta a continuación el cálculo del orden del filtro a través de las ecuaciones (2.6) y (2.7). Para esto, se define la banda suprimida con $f_{S1} = 2,3$ GHz, $f_{S2} = 2,6$ GHz y una atenuación mínima L_{Ar} de 5dB.

$$\Omega'_{S1} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{S1}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{S1}} \right) = \frac{1}{0,0388} \left(\frac{2,3}{2,447} - \frac{2,447}{2,3} \right) = 3,1945$$

$$\Omega'_{S2} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{S2}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{S2}} \right) = \frac{1}{0,0388} \left(\frac{2,6}{2,447} - \frac{2,447}{2,6} \right) = 3,1255$$

$$\Omega_s = \min(\Omega'_{S1}; \Omega'_{S2}) = \min(3,1945; 3,1255) = 3,1255$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{As}} - 1}{10^{0,1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1(5)} - 1}{10^{0,1(0,1)} - 1}}}{\cosh^{-1}(3,1255)} \geq 1,6366$$

$$n = 2$$

Con la ayuda de las ecuaciones (2.5) se procede a hallar los parámetros del prototipo Chebyshev de orden $n = 2$ y $L_{As} = 0,1$ dB. Estos valores se presentan a continuación:

$$g_0 = 1 \qquad g_1 = 0.8431 \qquad g_2 = 0.6220 \qquad g_3 = 1.3554$$

Los valores de admitancia de los inversores, e impedancias de los modos par e impar de los resonadores se obtienen con ayuda de las ecuaciones (2.3) y (2.4) y presentan en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4 Parámetros de diseño del circuito de dos polos filtro resonador de media longitud de onda acoplados en paralelo.

j	$J_{j,j+1}/Y_0$	$(Z_{0e})_{j,j+1} (\Omega)$	$(Z_{0o})_{j,j+1} (\Omega)$
0 y 2	0,26895	67,0641	40,1692
1	0,08421	54,5651	46,1440

Una vez obtenidas las impedancias de modos par e impar, se continua con el dimensionamiento de las líneas *microstrip* acopladas, ilustradas en la Figura 2.7. Es decir, se determina la longitud (L) y el ancho (W) de las líneas, así como el espaciamiento (S) entre ambas líneas, el cual permite determinado acoplamiento.

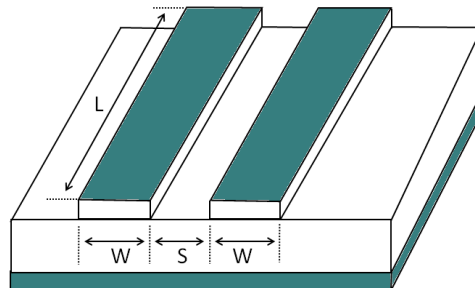


Figura 2.7 Representación de líneas *microstrip* acopladas.

Estos cálculos son realizados con la ayuda de la herramienta LineCalc, con el uso del componente tipo *MCLIN* de ADS.

En la Figura 2.8 se ilustra las dimensiones arrojadas por la herramienta luego de introducir los parámetros característicos del sustrato, la frecuencia de operación, la longitud eléctrica y la impedancia del modo par e impar para el primer par de líneas acopladas con $Z_{0e} = 67,0641 \Omega$ y $Z_{0o} = 40,1692 \Omega$.

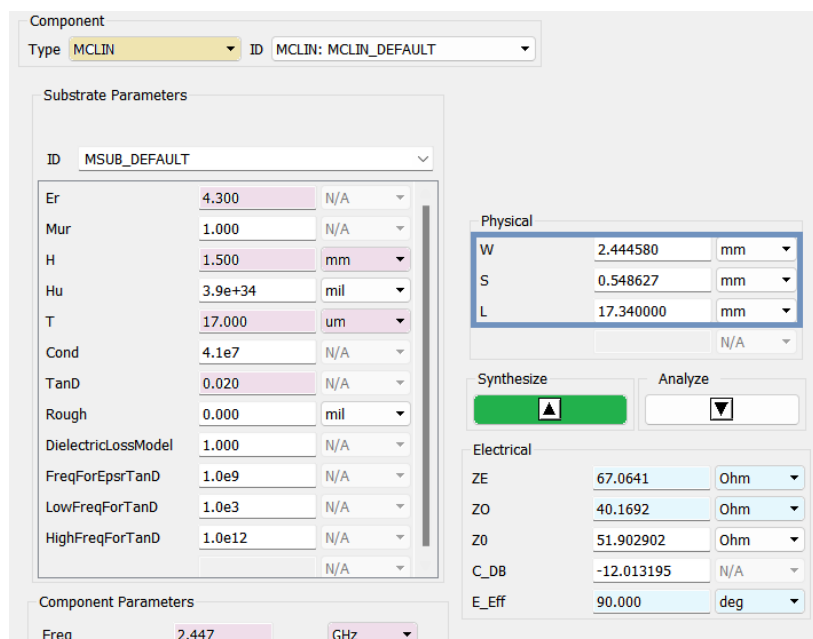


Figura 2.8 Cálculo del primer par de líneas acopladas del filtro de 2,4 GHz.

De la misma forma se obtiene las dimensiones del segundo par de líneas acopladas con $Z_{0e} = 54,5651 \Omega$ y $Z_{0o} = 46,1440 \Omega$.

Las dimensiones obtenidas para las líneas *microstrip* acopladas del filtro de 2,4 GHz se resumen en la Tabla 2.5.

Tabla 2.5 Dimensiones de las líneas *microstrip* acopladas filtro 2,4 GHz.

j	W_j (mm)	S_j (mm)	l_j (mm)
0 y 2	2,444580	0,548627	17,340000
1	2,864230	2,318790	17,020000

2.2.1.1 Modelamiento del filtro en ADS

El esquema de conexión del circuito se ilustra en la Figura 2.9. Para esquematizar el circuito con líneas acopladas ideales, se utiliza el componente *CLIN* de ADS. En este se introducen las impedancias características de los modos par e impar extraídas de la Tabla 2.5 y la frecuencia central de diseño. Además, se coloca un terminal *TermG* a cada extremo del circuito con impedancia característica de 50 Ω .

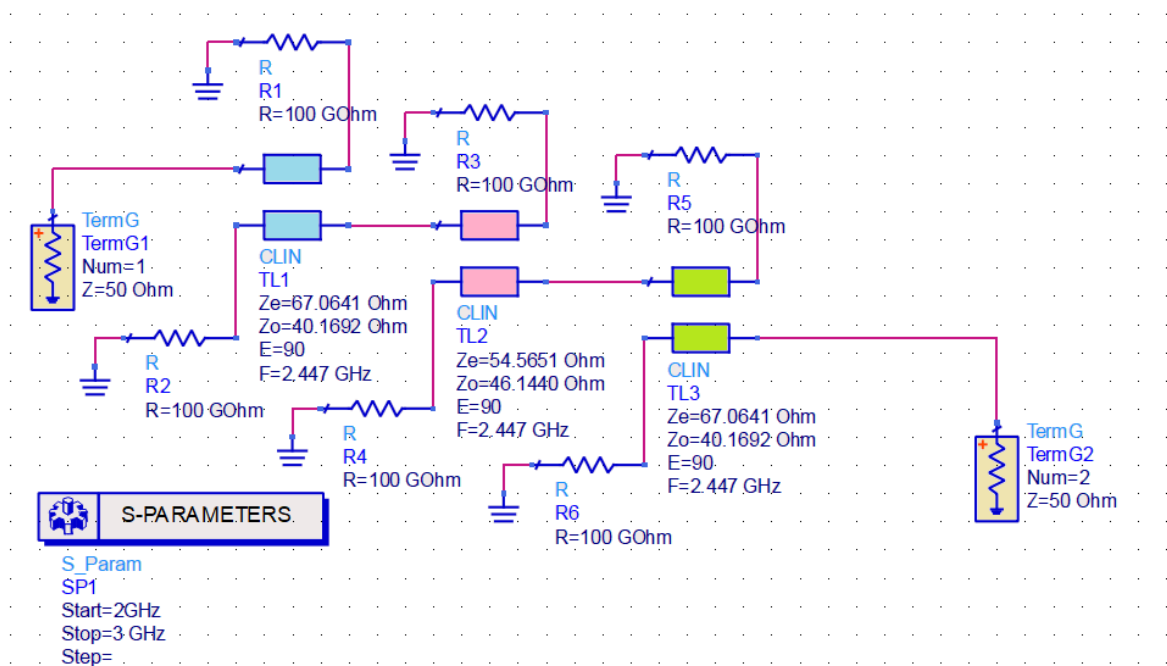


Figura 2.9 Esquema del filtro de 2,4 GHz con líneas ideales.

En la Figura 2.10 se presenta la respuesta en frecuencia del filtro obtenida a través de simulación. En esta se observa a simple vista que el filtro cumple con el comportamiento propuesto en el diseño.

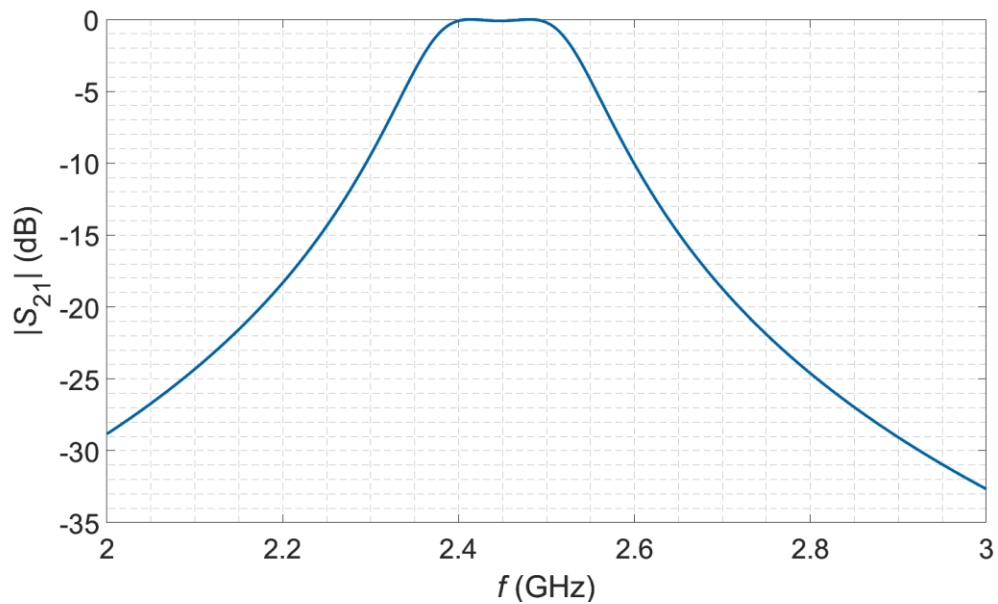


Figura 2.10 Respuesta en frecuencia filtro 2,4 GHz con elementos ideales.

Para modelar el filtro con elementos reales (tecnología *microstrip*), es necesario insertar el componente *MSUB* e introducir los parámetros característicos del sustrato FR-4. La configuración del componente se ilustra en la Figura 2.11.

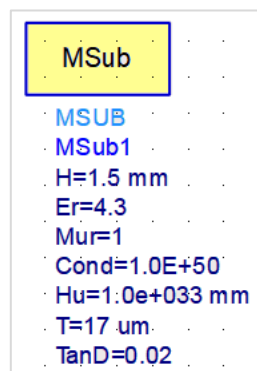


Figura 2.11 Configuración del componente *MSub*.

Posteriormente, para esquematizar el circuito con elementos reales, se utiliza el componente *Mcfil* de ADS, e introducen los parámetros característicos presentados en la Tabla 2.5. A diferencia del esquema anterior, a esta estructura se añade líneas *microstrip* de 50 Ω en tecnología *microstrip* a cada extremo. Se considera el mismo ancho de la línea *microstrip* que alimenta a la antena *slot* diseñada en la sección 2.1 y una longitud de 5 mm. El esquema propuesto se ilustra en la Figura 2.12.

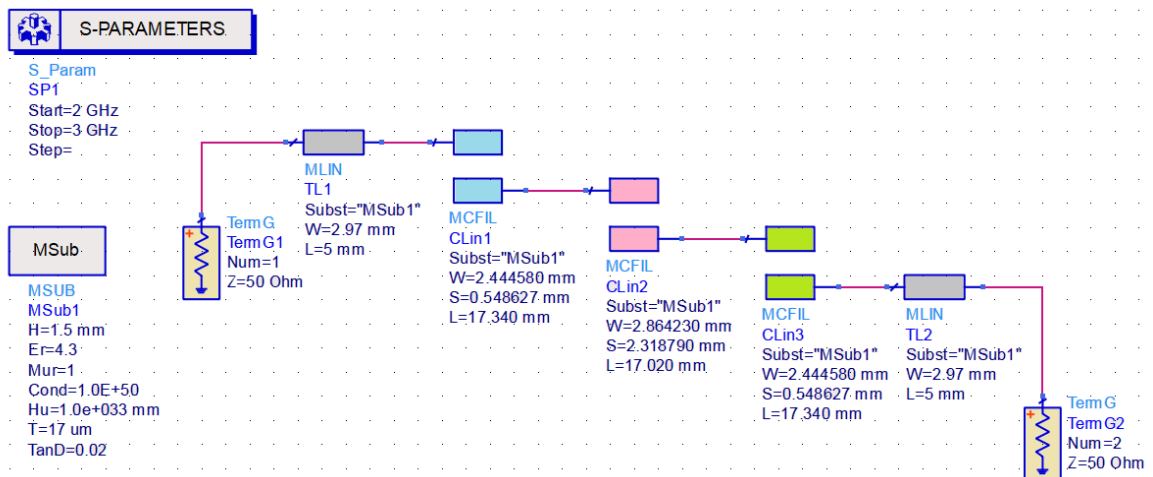


Figura 2.12 Esquema de conexión de las líneas acopladas y los terminales.

En la Figura 2.13 se muestra una representación tridimensional del esquema del filtro de segundo orden diseñado.

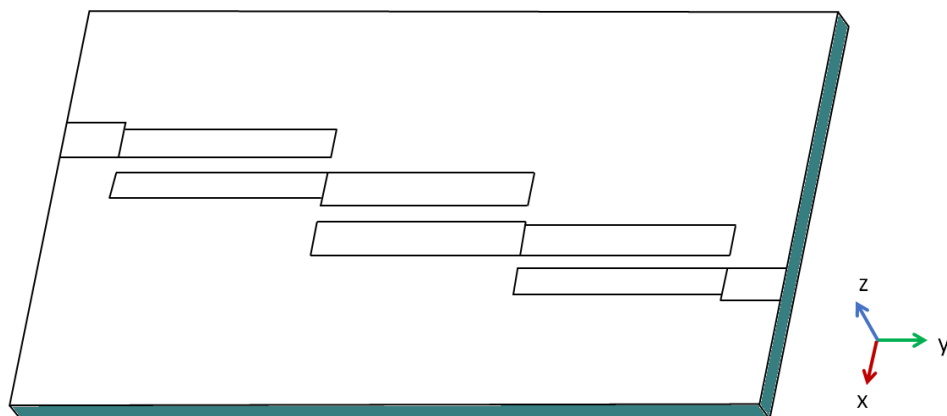


Figura 2.13 Esquema tridimensional del filtro de 2,4 GHz.

2.2.2 FILTRO DE LA BANDA DE 5 GHz

Para este filtro se toma las mismas consideraciones del prototipo pasa-banda anterior, es decir, una respuesta Chebyshev con 0,1 dB de rizado e impedancia característica de las líneas terminales de 50 Ω .

Los límites inferior y superior de la banda de frecuencia de 5 GHz son extraídos de la Tabla 2.2. ($f_{P1} = 5,170$ GHz y $f_{P2} = 5,835$ GHz).

Luego de realizar la transformación en frecuencia de prototipo pasa-banda a pasa bajo con ayuda de las ecuaciones (2.2), se obtiene la frecuencia central de 5,4924 GHz y el ancho de banda fraccional de 0,1211.

Se presenta a continuación el cálculo el orden del filtro a través de las ecuaciones (2.6) y (2.7). Para esto, se considera la banda suprimida con $f_{S1} = 5$ GHz, $f_{S2} = 6$ GHz y una atenuación mínima L_{As} de 5 dB.

$$\Omega'_{S1} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{S1}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{S1}} \right) = \frac{1}{0,1211} \left(\frac{5}{5,4924} - \frac{5,4924}{5} \right) = 1,5540$$

$$\Omega'_{S2} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{S2}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{S2}} \right) = \frac{1}{0,1211} \left(\frac{6}{5,4924} - \frac{5,4924}{6} \right) = 1,4619$$

$$\Omega_S = \min(\Omega'_{S1}, \Omega'_{S2}) = \min(1,5540; 1,4619) = 1,4619$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{As}} - 1}{10^{0,1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_S)} \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1(5)} - 1}{10^{0,1(0,1)} - 1}}}{\cosh^{-1}(1,4619)} \geq 3,1867$$

$$n = 4$$

Con la ayuda de las ecuaciones (2.5), se procede a hallar los coeficientes del prototipo Chebyshev de orden $n = 4$ y $L_{AR} = 0,1$ dB, cuyos valores se presentan a continuación:

$$\begin{array}{lll} g_0 = 1 & g_1 = 1,1088 & g_2 = 1,3062 \\ g_3 = 1,7704 & g_4 = 0,8181 & g_5 = 1,3554 \end{array}$$

Los valores de admitancia de los inversores, e impedancias de los modos par e impar se obtienen con ayuda de las ecuaciones (2.3) y (2.4) y presentan en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6 Parámetros de diseño del circuito de cuatro polos filtro resonador de media longitud de onda acoplados en paralelo

j	$J_{j,j+1}/Y_0$	$(Z_{0e})_{j,j+1} (\Omega)$	$(Z_{0o})_{j,j+1} (\Omega)$
0 y 4	0,4142	79,2836	37,8685
1 y 3	0,1580	59,1503	43,3471
2	0,1251	57,0354	44,5288

En la Tabla 2.7 se presenta las dimensiones de las líneas *microstrip* acopladas obtenidas con la ayuda de LineCalc.

Tabla 2.7 Dimensiones de las líneas *microstrip* acopladas filtro 5 GHz.

j	$W_j (mm)$	$S_j (mm)$	$l_j (mm)$
0 y 4	2,041830	0,275150	7,803760
1 y 3	2,810200	1,293940	7,567950
2	2,870070	1,704000	7,542440

2.2.2.1 Modelamiento del filtro en ADS

El esquema del filtro modelado con elementos ideales se ilustra en la Figura 2.14, es decir, con los valores de impedancia de los modos par e impar extraídos de la Tabla 2.7.

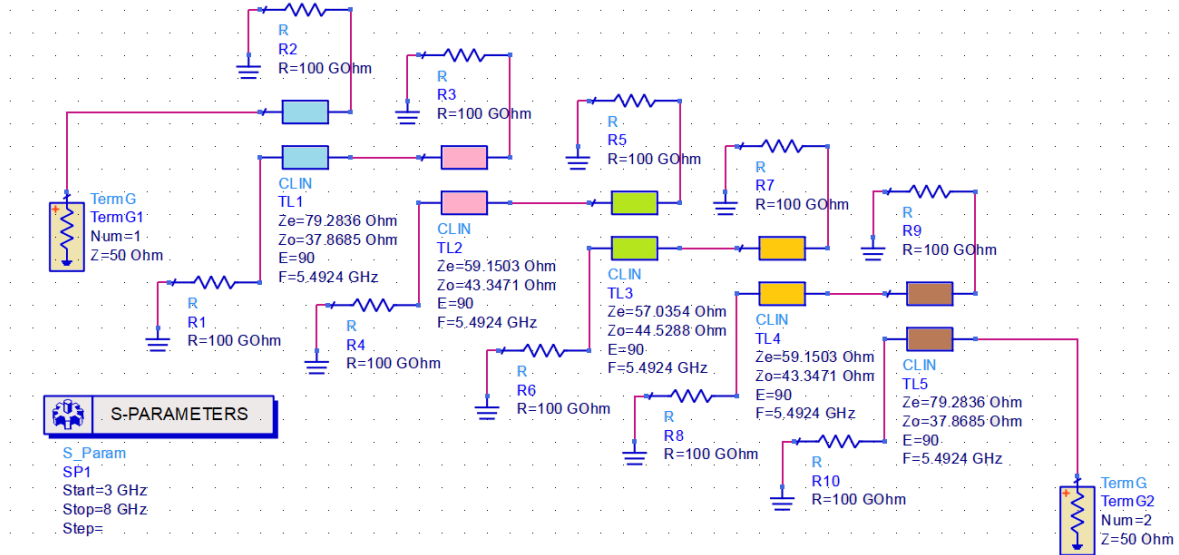


Figura 2.14 Esquema del filtro de 5 GHz con líneas ideales.

Del mismo modo, en la Figura 2.15 se presenta la respuesta en frecuencia obtenida para este filtro. El dominio de simulación se establece en el rango de 3 GHz a 8 GHz para un correcto análisis de la banda de 5 GHz.

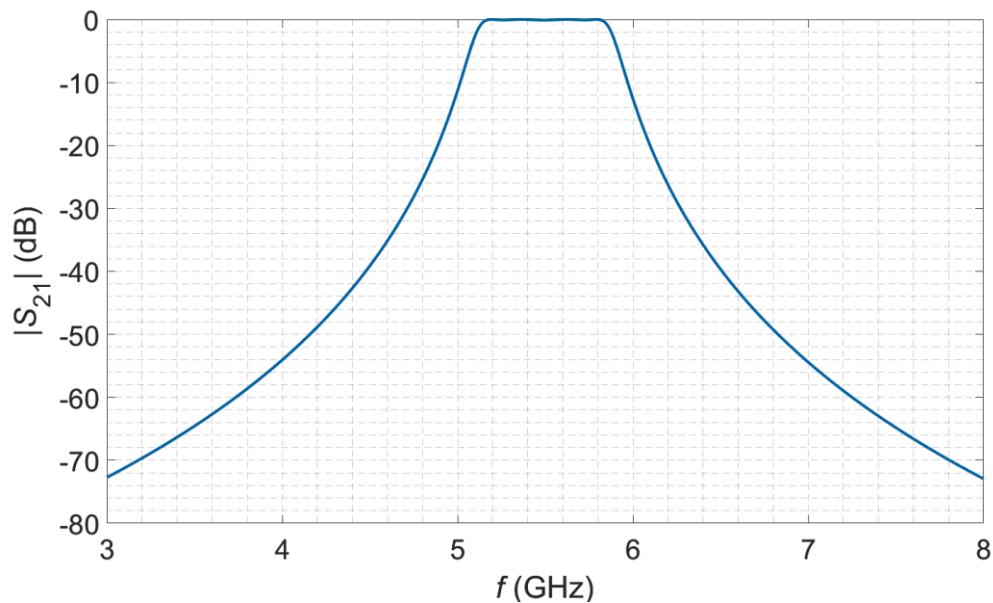


Figura 2.15 Respuesta en frecuencia filtro 5 GHz con elementos ideales.

En la Figura 2.16 se presenta el filtro esquematizado al considerar las dimensiones de las líneas acopladas extraídas de la Tabla 2.7 y los parámetros característicos del sustrato.

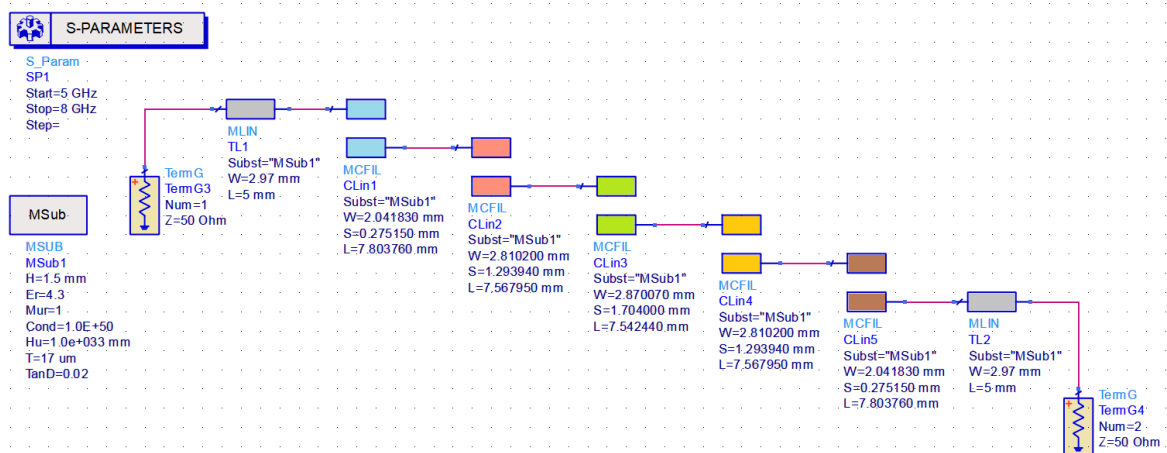


Figura 2.16 Esquema del filtro de la banda de 5 GHz en ADS.

La estructura tridimensional del filtro diseñado se presenta en la Figura 2.17.

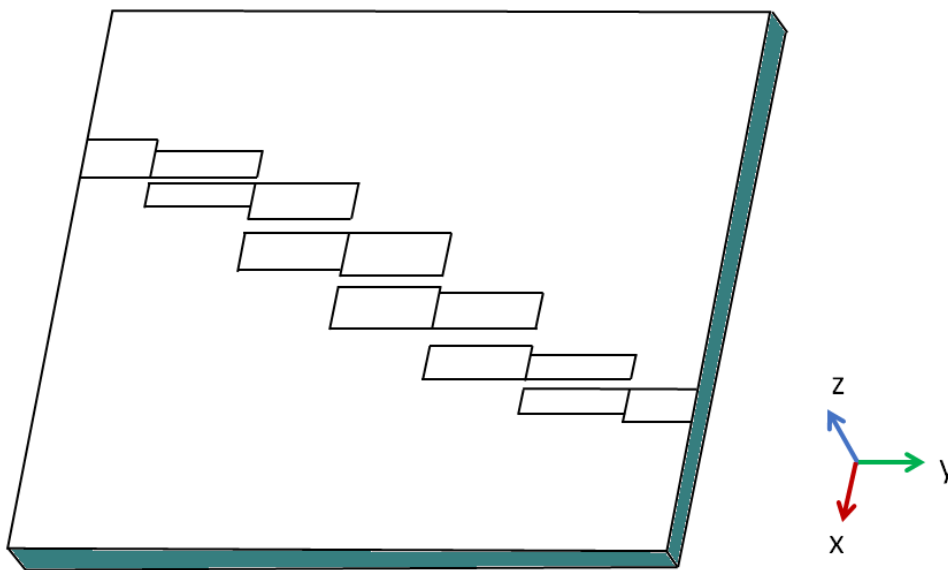


Figura 2.17 Esquema tridimensional del filtro de 5 GHz.

2.2.3 FILTRO DE LA BANDA DE 6 GHz

Para el diseño del último filtro, los límites inferior y superior de la banda de frecuencia de 6 GHz se extraen de la Tabla 2.2. ($f_{p1} = 5,925$ GHz y $f_{p2} = 7,125$ GHz).

La transformación en frecuencia del prototipo pasa-banda a pasa bajo con ayuda de las ecuaciones (2.2) determinan una frecuencia central a 6,4974 GHz y un ancho de banda fraccional de 0,1847.

Para hallar el orden del filtro, se asume la banda suprimida con límites en $f_{S1} = 5,7$ GHz, $f_{S2} = 7,4$ GHz y una atenuación mínima L_{As} de 5dB. Tras determinar un filtro de orden cuatro, se utiliza los coeficientes del prototipo Chebyshev obtenidos en el diseño del filtro de la banda de 5 GHz.

Posteriormente, los valores de admitancia de los inversores, e impedancias de los modos par e impar de los resonadores se obtienen con ayuda de las ecuaciones (2.3) y (2.4) y presentan en la Tabla 2.8.

Tabla 2.8 Parámetros de diseño del circuito de cuatro polos filtro resonador de media longitud de onda acoplados en paralelo

j	$J_{j,j+1}/Y_0$	$(Z_{0e})_{j,j+1} (\Omega)$	$(Z_{0o})_{j,j+1} (\Omega)$
0 y 4	0,5115	88,6575	37,5066
1 y 3	0,2411	64,9588	40,8524
2	0,1908	61,3587	42,2809

Una vez obtenidas las impedancias de modos par e impar, se procede con el dimensionamiento de las líneas *microstrip* acopladas con la ayuda de LineCalc. Las dimensiones obtenidas para las líneas *microstrip* acopladas del filtro de 5 GHz se resumen en la Tabla 2.9.

Tabla 2.9 Dimensiones de las líneas *microstrip* acopladas filtro 5 GHz.

j	$W_j (mm)$	$S_j (mm)$	$l_j (mm)$
0 y 4	1,757090	0,202627	6,648550
1 y 3	2,633640	0,726102	6,438420
2	2,769720	1,036070	6,397360

2.2.3.1 Modelamiento del filtro en ADS

El esquema del filtro modelado con líneas acopladas ideales, con los valores de impedancia de los modos par e impar extraídos de la Tabla 2.7, se ilustra en la Figura 2.18.

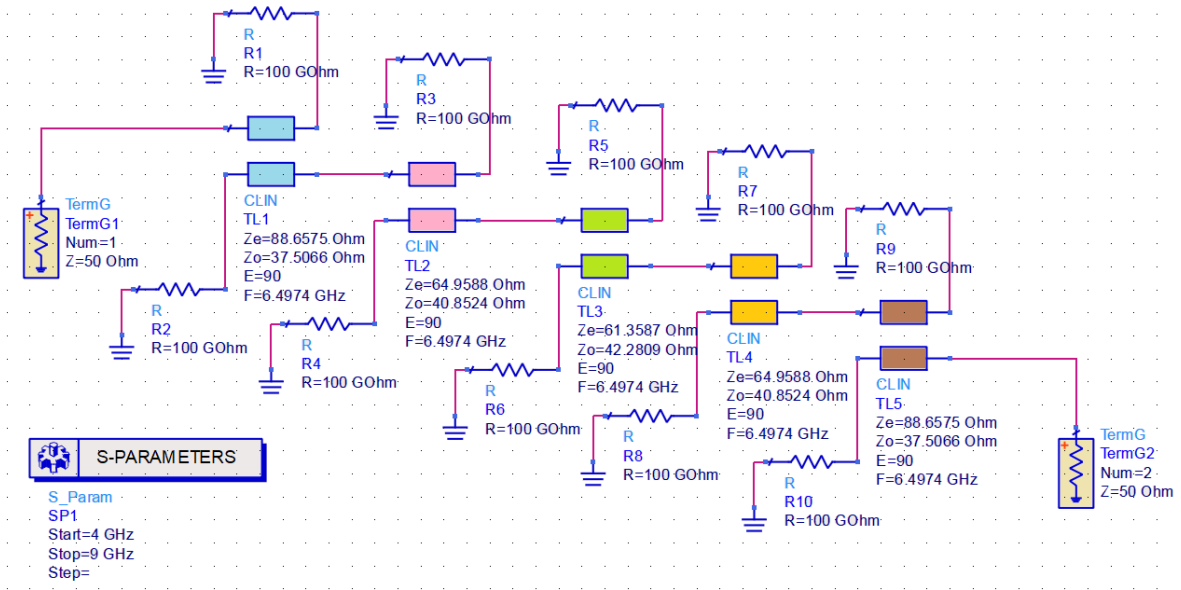


Figura 2.18 Esquema del filtro de 6 GHz con líneas ideales.

En la Figura 2.19 se presenta la respuesta en frecuencia obtenida para este filtro. El dominio de simulación se establece en el rango de 4 GHz a 9 GHz para un correcto análisis de la banda de 6 GHz.

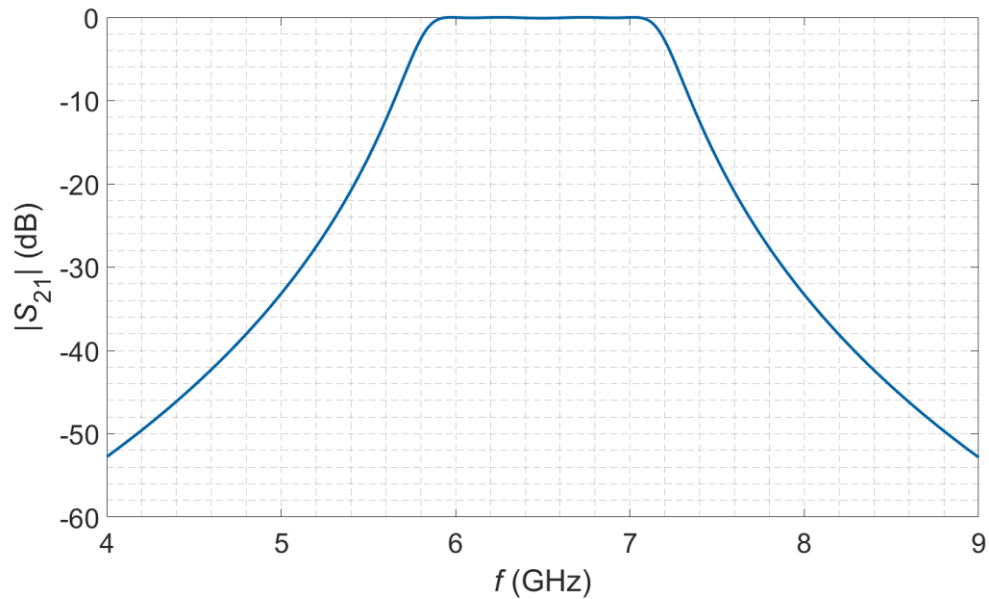


Figura 2.19 Respuesta en frecuencia filtro 6 GHz con elementos ideales.

Por último, en la Figura 2.20 se presenta el filtro esquematizado al considerar las dimensiones de las líneas acopladas extraídas de la Tabla 2.7.

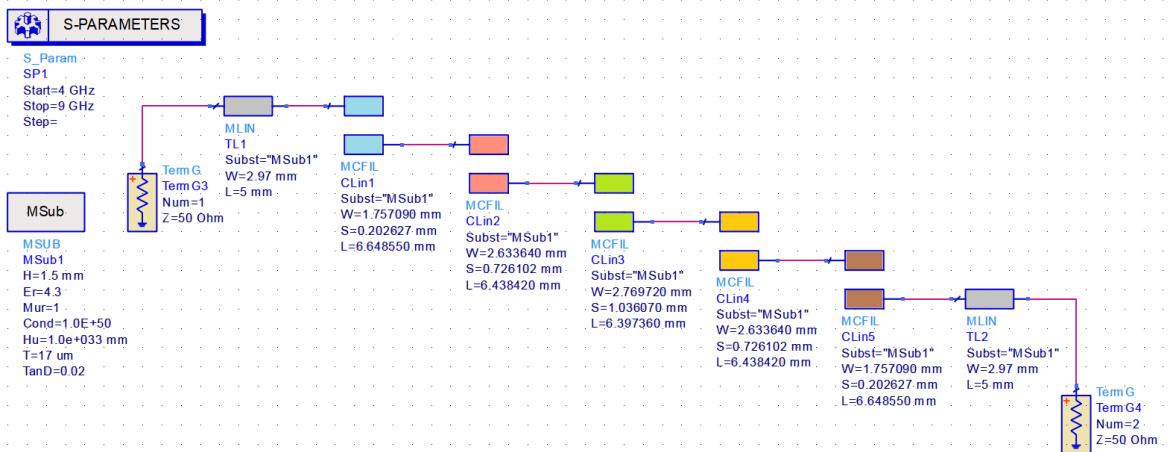


Figura 2.20 Esquema del filtro de la banda de 6 GHz en ADS.

La estructura tridimensional del filtro diseñado se presenta en la Figura 2.21.

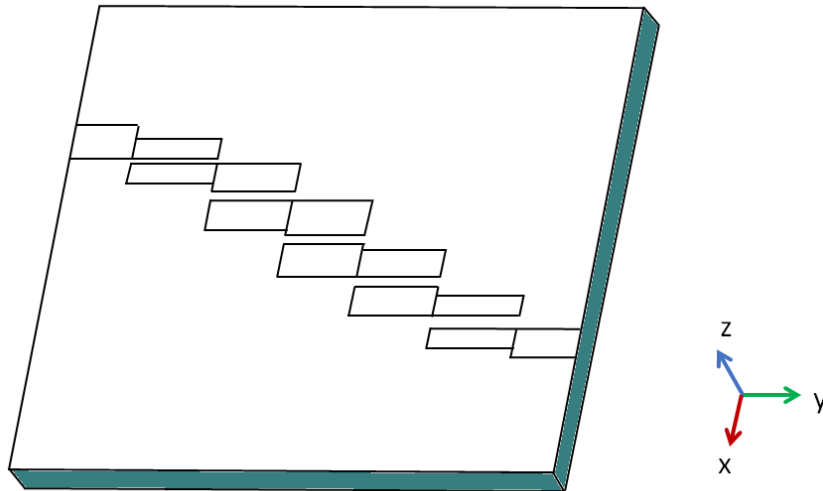


Figura 2.21 Esquema tridimensional del filtro de 6 GHz.

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente capítulo se presentarán los resultados, conclusiones y recomendaciones derivadas del Trabajo de Integración Curricular.

3.1 RESULTADOS

En esta sección se presenta los resultados obtenidos tras simulación de las estructuras que conforman la antena reconfigurable en términos de frecuencia, modeladas y optimizadas.

3.1.1 SLOT MODIFICADO PARA UN GRAN ANCHO DE BANDA

Como primer punto, en la Figura 3.1 se presenta la vista frontal y posterior de la antena *slot* de anillo optimizada para lograr un gran ancho de banda. Este contiene las tres bandas de frecuencia deseadas: 2,4 GHz, 5 GHz y 6 GHz.

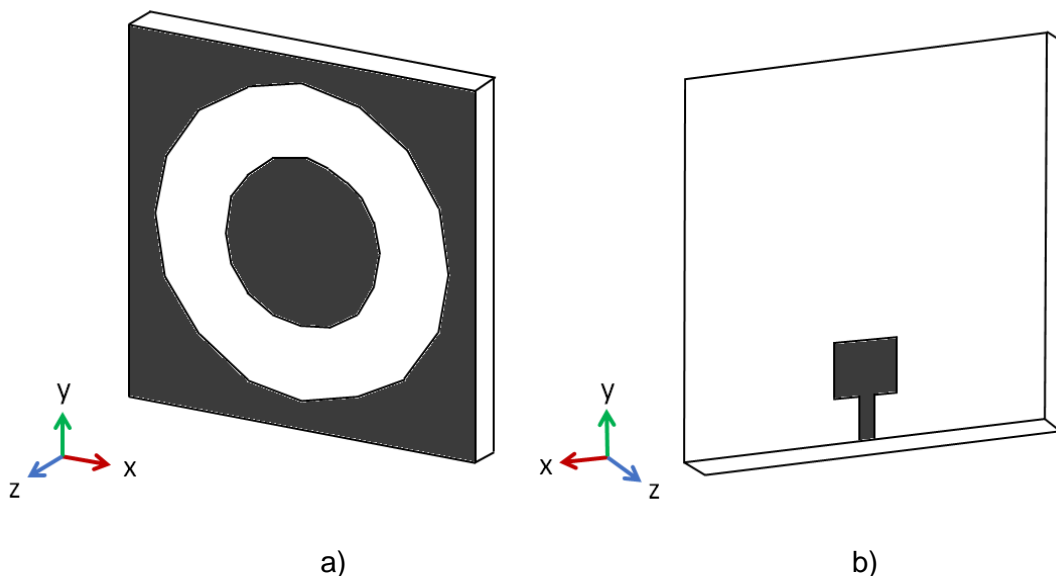


Figura 3.1 Estructura de la antena de *slot* de anillo optimizada:

a) Vista frontal; b) Vista posterior.

Para cumplir con el objetivo planteado se realizan dos modificaciones principales a la antena.

La primera consiste en modificar las dimensiones del *slot*, es decir, el valor del radio interno r_1 y radio externo r_2 del anillo. Un incremento en el valor de r_2 permite desplazar la frecuencia de resonancia más baja a valores de frecuencia menores. La envolvente del parámetro S_{11} se desplaza de igual forma.

El segundo cambio consiste en modificar la geometría de la línea de alimentación [21]. Se añade una forma rectangular de mayores dimensiones en contraste con la línea *microstrip* de 50Ω de manera que esta nueva estructura se ubique dentro de la forma del *slot* de anillo como se ilustra en Figura 3.2. Esta forma adicional permite conseguir adaptación y por consiguiente mejorar el ancho de banda de la antenna.

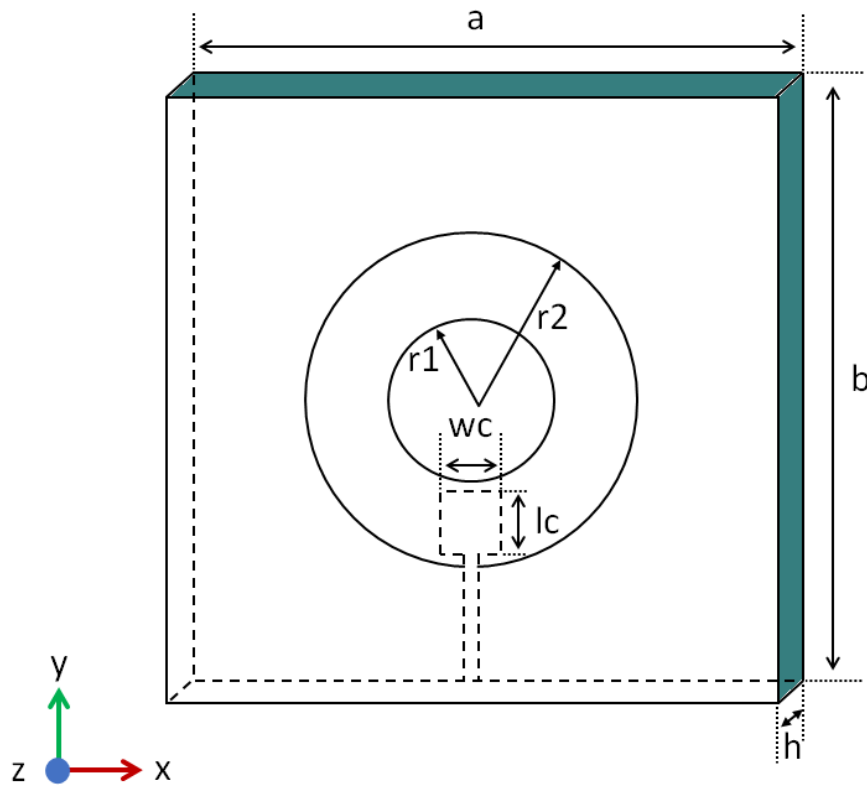


Figura 3.2 Geometría modificada de la línea de alimentación.

En la Tabla 3.1 se resume los valores optimizados de las variables que parametrizan las dimensiones de la antenna.

Tabla 3.1 Variables utilizadas para parametrizar la antenna.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
a	Ancho del plano de tierra	80	mm
b	Largo del plano de tierra	80	mm
h	Espesor del sustrato	1,5	mm
$r1$	Radio interno del <i>slot</i> de anillo	18	mm
$r2$	Radio externo del <i>slot</i> de anillo	36	mm
ws	Ancho de línea <i>microstrip</i> alimentación	2,97	mm
ls	Largo de línea <i>microstrip</i> alimentación	32	mm
wc	Ancho del rectángulo adicional	13.5	mm
lc	Largo del rectángulo adicional	12.75	mm

Para verificar el correcto funcionamiento de la antena se presenta en la Figura 3.3 la curva del parámetro de reflexión S_{11} obtenido tras simulación. En ésta, con ayuda de los cursores se ha medido los límites de frecuencia superior e inferior de la antena a -10 dB. Así se comprueba que la antena cumple con el ancho de banda deseado, con un límite inferior de 2,1345 GHz y límite superior de 7,8755 GHz.

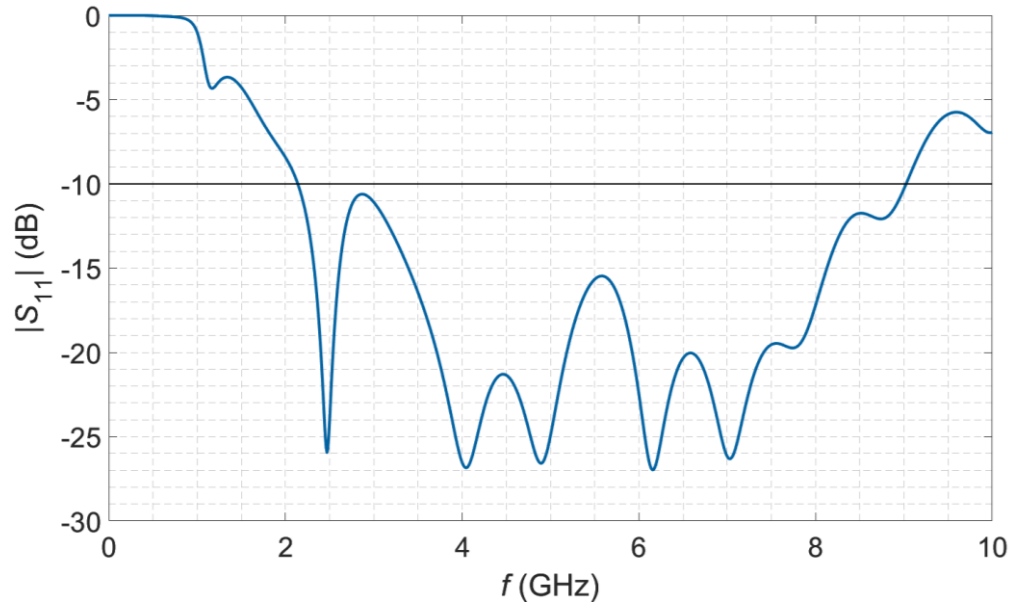
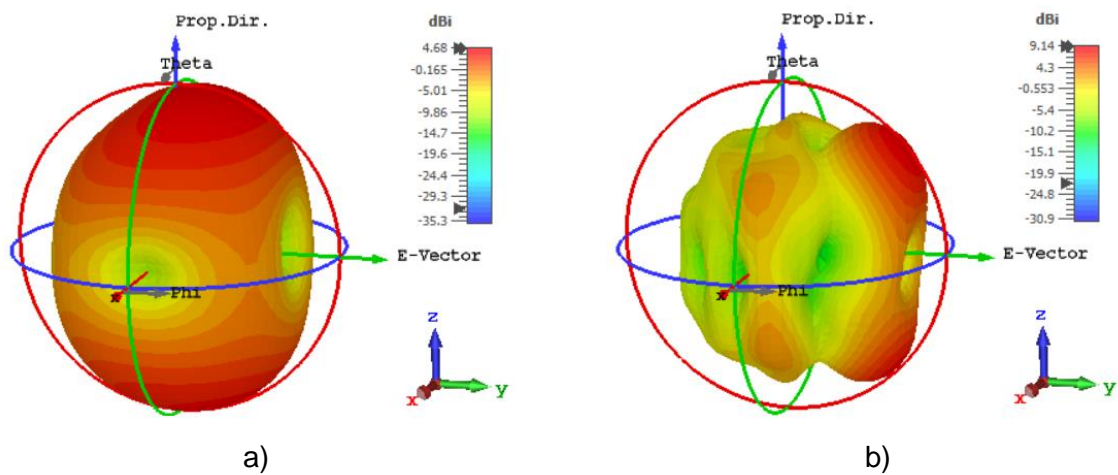
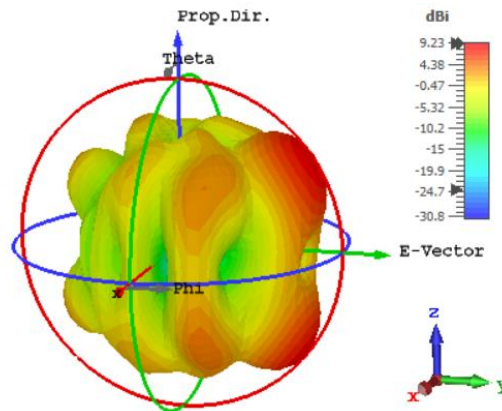


Figura 3.3 Medición del ancho de banda a través del parámetro S_{11} .

Además, en la Figura 3.5 se presenta el patrón en radiación de campo lejano en términos de directividad de la antena en cada una de las bandas de frecuencia respectivas. Se considera un plano de tierra de dimensiones 10 cm x 10 cm.



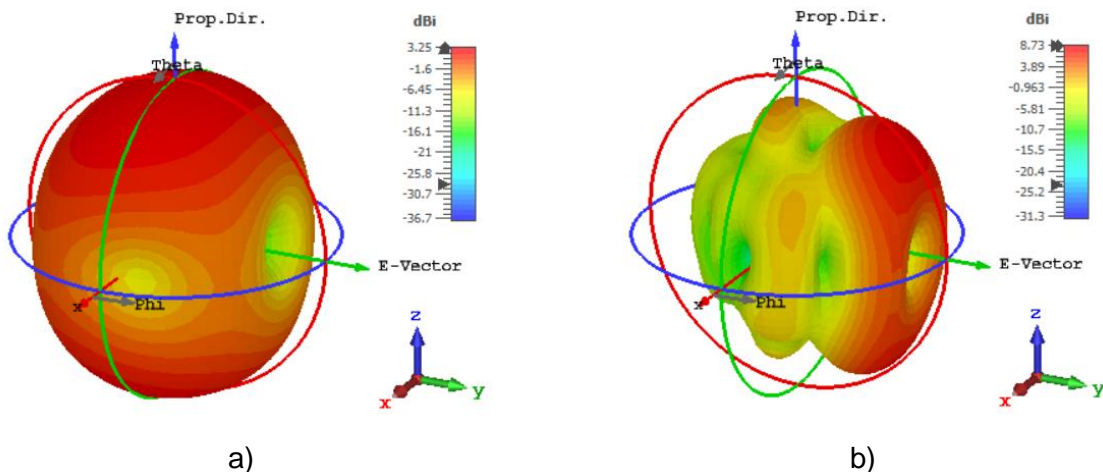


c)

Figura 3.4 Diagrama de radiación en términos de directividad;
a) Banda de 2,4 GHz; b) Banda de 5 GHz; c) Banda de 6 GHz.

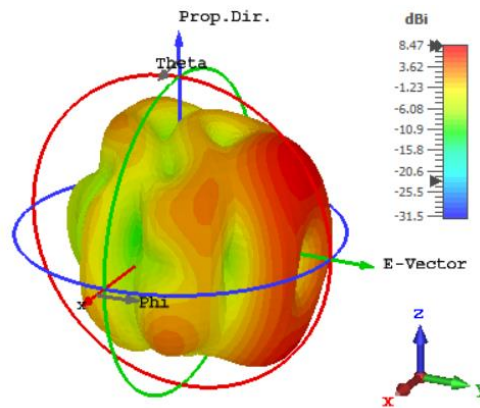
En la Figura 3.5 se aprecia que el lóbulo principal del patrón de radiación se desplaza de la dirección Z a la dirección Y. Este comportamiento es inevitable debido a las dimensiones de las dimensiones de la estructura. Es importante mencionar que las dimensiones del plano de tierra juegan un papel fundamental. Si este plano es muy extenso las corrientes superficiales tienden a producir campo en los bordes de la estructura (difracción de borde) y el patrón de radiación presenta lóbulos secundarios de mayor intensidad.

De este modo el plano de tierra se ha dimensionado considerando 3 mm de separación con respecto al radio externo del *slot*. La estructura final cuenta con una dimensión de 8 cm x 8 cm. El diagrama de radiación obtenido se presenta en la Figura 3.5.



a)

b)



c)

Figura 3.5 Diagrama de radiación en términos de directividad;
a) Banda de 2,4 GHz; b) Banda de 5 GHz; c) Banda de 6 GHz.

El patrón de radiación normalizado en los planos E y H para cada una de las bandas, se presenta en la Figura 3.6.

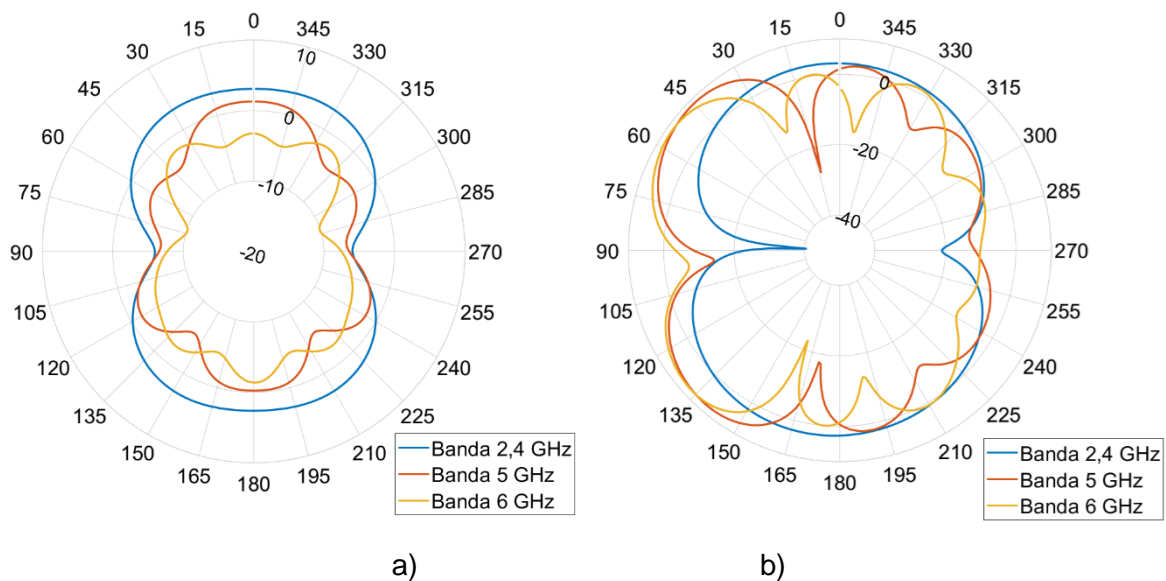


Figura 3.6 Patrón de radiación normalizado para las bandas de 2,4 GHz, 5 GHz y 6 GHz en los planos: a) E-xz; b) H-yz.

3.1.2 OPTIMIZACIÓN DE LOS FILTROS REALES

En esta sección se describe la optimización y los resultados de los filtros diseñados con líneas acopladas en tecnología *microstrip*.

Debido a las pérdidas inherentes en el sustrato FR4 cuyo parámetro condicionante viene determinado por la tangente de pérdidas, la envolvente de la respuesta en frecuencia de los filtros que utilizan líneas de acoplamiento en tecnología *microstrip* tienden a presentar

atenuación en la banda de paso en contraste con las líneas de acoplamiento ideales. Este comportamiento se ilustra en la Figura 3.7.

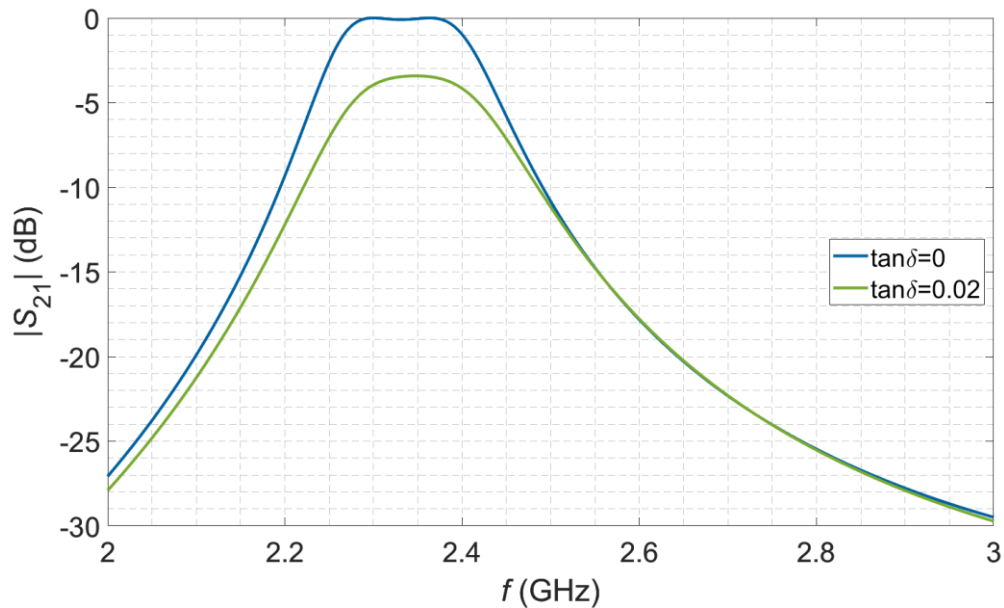


Figura 3.7 Respuesta en frecuencia del filtro de 2,4 GHz con diferentes valores de tangente de pérdidas.

Dicho comportamiento hace que la optimización del filtro represente una tarea de mayor complejidad, al no contar con una banda de paso estable.

Con este antecedente, los filtros se optimizan luego de la integración de la estructura completa, es decir, al conectar el filtro electrónico con la antena de gran ancho de banda.

3.1.3 INTEGRACIÓN DE LA ESTRUCTURA

Con el objetivo de conseguir la reconfigurabilidad en frecuencia se realiza la integración de la antena de gran ancho de banda con los filtros diseñados para cada una de las bandas.

De esta manera, la integración se realiza en el software de simulación ADS. Por lo que, es necesario exportar los parámetros *S* como un archivo Touchstone.

Con el archivo generado, se inserta el módulo *N-Port S-Parameters* en lugar del puerto terminal número dos como se ilustra como ejemplo en la Figura 3.8. En las propiedades de este módulo se carga el archivo *Touchstone* generado previamente.

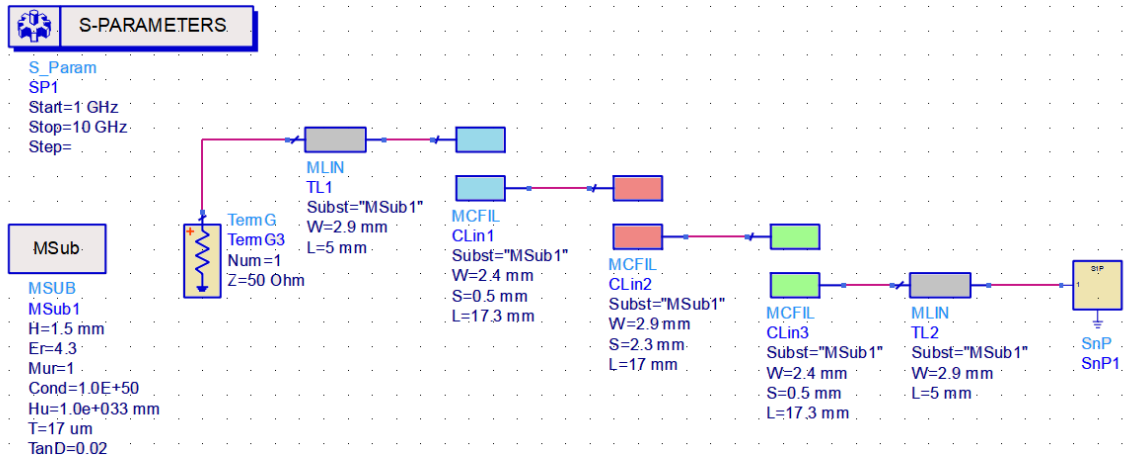


Figura 3.8 Ejemplo de integración de la antena y el filtro en ADS.

Es importante mencionar que, en la optimización de los filtros se toma una longitud mínima permisible de 0,2 mm a razón de que, en una implementación real, dimensionar valores más pequeños es de gran complejidad.

3.1.3.1 Banda de 2,4 GHz

Para la optimización de las dimensiones del filtro de la banda de 2,4 GHz con un intervalo de operación correspondiente de 2,4 GHz a 2,495 GHz, al ser la banda de frecuencia más baja, es necesario analizar el comportamiento de la estructura en el espectro cubierto por la antena de gran ancho de banda.

En la Figura 3.9 se ilustra el parámetro S_{11} de la estructura al colocar el filtro, donde es evidente la presencia de dos componentes de frecuencias de resonancia no deseadas bastante pronunciadas.

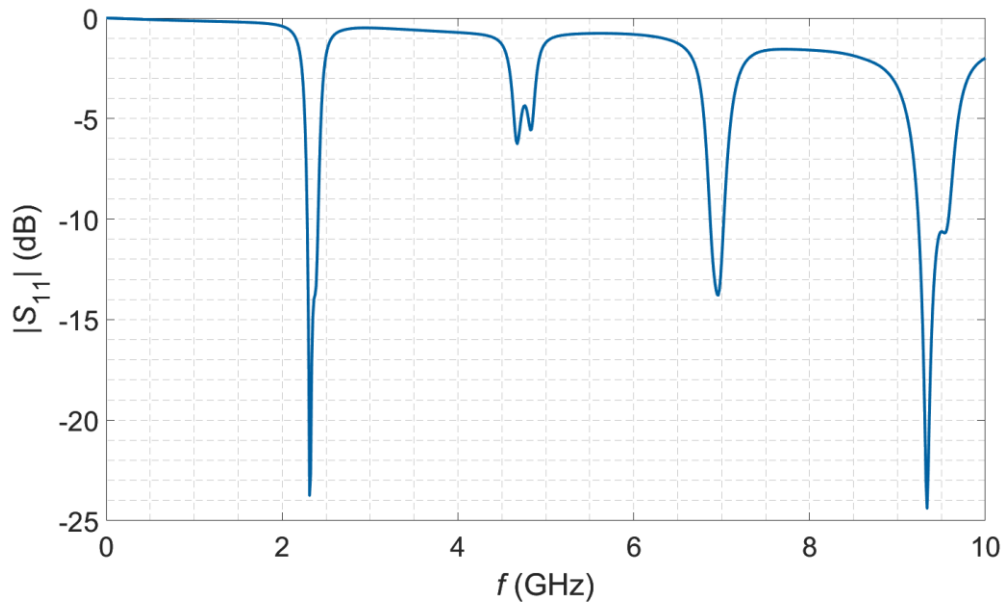


Figura 3.9 Parámetro S_{11} de la estructura completa para la banda de 2,4 GHz.

Este comportamiento se debe a que se utilizan resonadores de media longitud de onda, sin haber un cortocircuito real. Por consiguiente, se tiene bandas de paso adicionales a $2f_0$, $3f_0$ y otras componentes de frecuencia periódicas.

La primera tarea consiste en variar las dimensiones del filtro con la ayuda de la herramienta *Tuning* de ADS que permite variar los parámetros de diseño y observar de forma inmediata el comportamiento o tendencia determinada de la envolvente del parámetro de reflexión al considerar diferentes valores. Esto se realiza en función de reducir el nivel de resonancia en las bandas de frecuencias no deseadas.

En la Figura 3.10 se presenta curva del parámetro de reflexión con la meta propuesta cumplida. En esta se observa que las frecuencias de resonancia espurias se encuentran sobre los -10 dB.

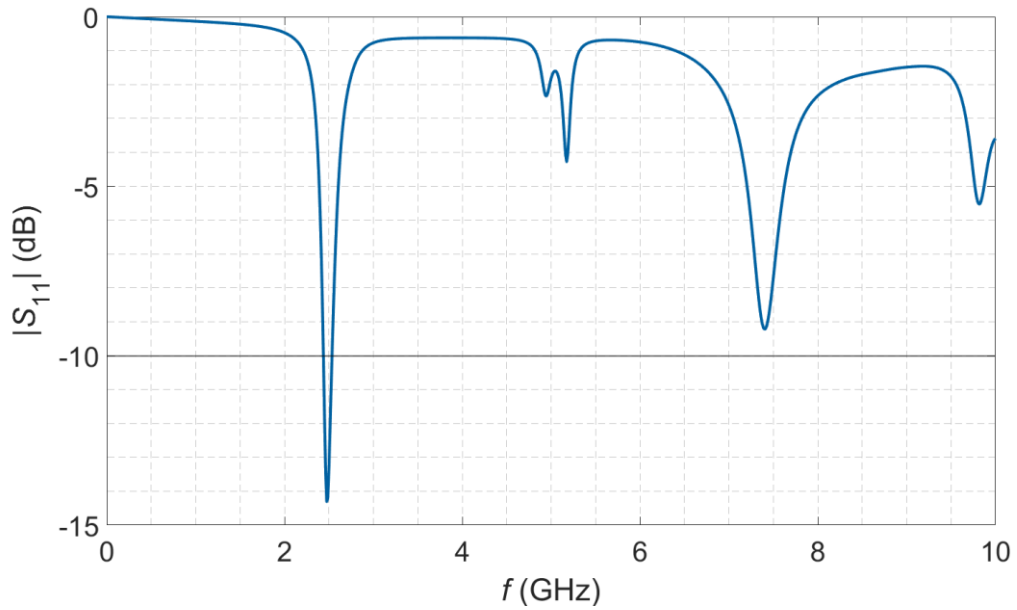


Figura 3.10 Reducción de las resonancias espurias del parámetro S_{11} .

Finalmente, se realiza las respectivas modificaciones con el objetivo de cumplir con los límites de frecuencia inferior y superior de la banda de 2,4 GHz. Además de darle mayor profundidad al parámetro S_{11} en dicha banda.

En la Figura 3.11 se presenta la medición del rango de frecuencias de operación de la estructura, donde el intervalo se ubica entre 2,398 GHz a 2,502 GHz. Los resultados demuestran muy buena precisión con respecto a la banda de frecuencia deseada medidos a -10 dB.

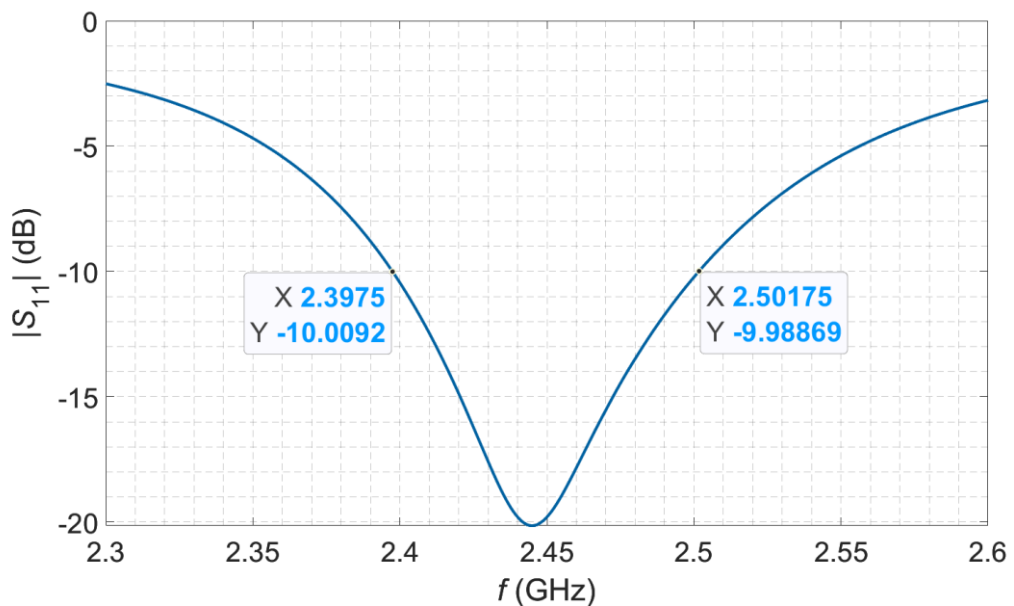


Figura 3.11 Medición del rango de operación de la banda de 2,4 GHz.

Adicionalmente, en la Figura 3.12 se muestra el parámetro de reflexión de la estructura completa para la banda de 2,4 GHz en todo el intervalo de la antenna de gran ancho de banda.

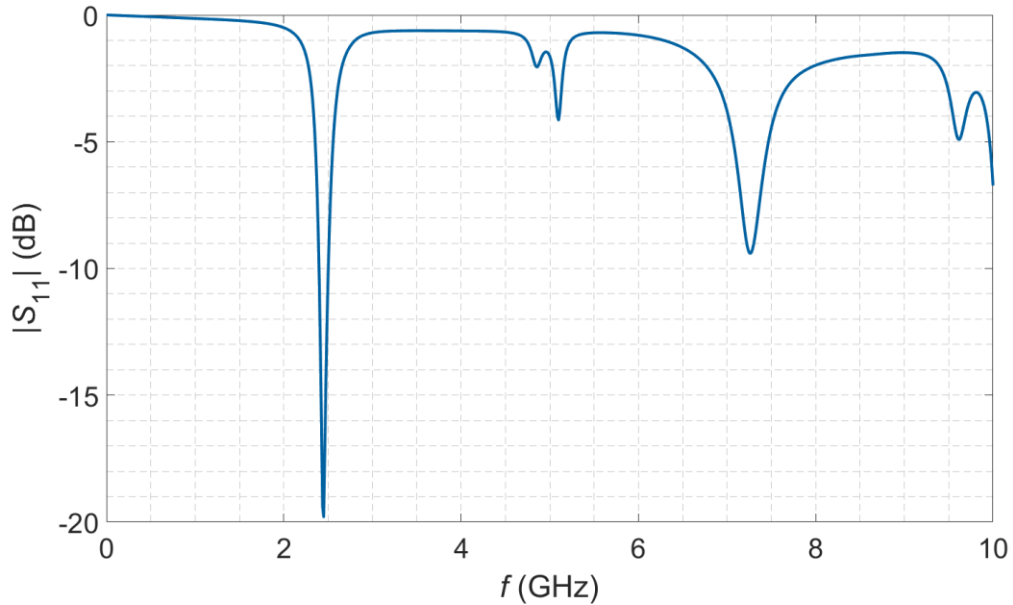


Figura 3.12 Parámetro S_{11} de la banda de 2,4 GHz en el espectro completo.

En la Tabla 3.2 se presenta las dimensiones finales del filtro ya optimizado para trabajar a la banda de 2,4 GHz.

Tabla 3.2 Dimensiones optimizadas de las líneas *microstrip* acopladas filtro 2,4 GHz.

j	W_j (mm)	S_j (mm)	l_j (mm)
0	1,5	0,5	17,6
1	2,8	2,1	15,4
2	3,4	0,5	17,4

3.1.3.2 Banda de 5 GHz

Del mismo modo, para la optimización del filtro conectado a la antenna para operar en la banda de 5 GHz cuyo intervalo cubre de 5,170 GHz a 5,835 GHz. En la Figura 3.13 se analiza el parámetro S_{11} de la estructura completa en todo el intervalo de operación de la antenna de gran ancho de banda.

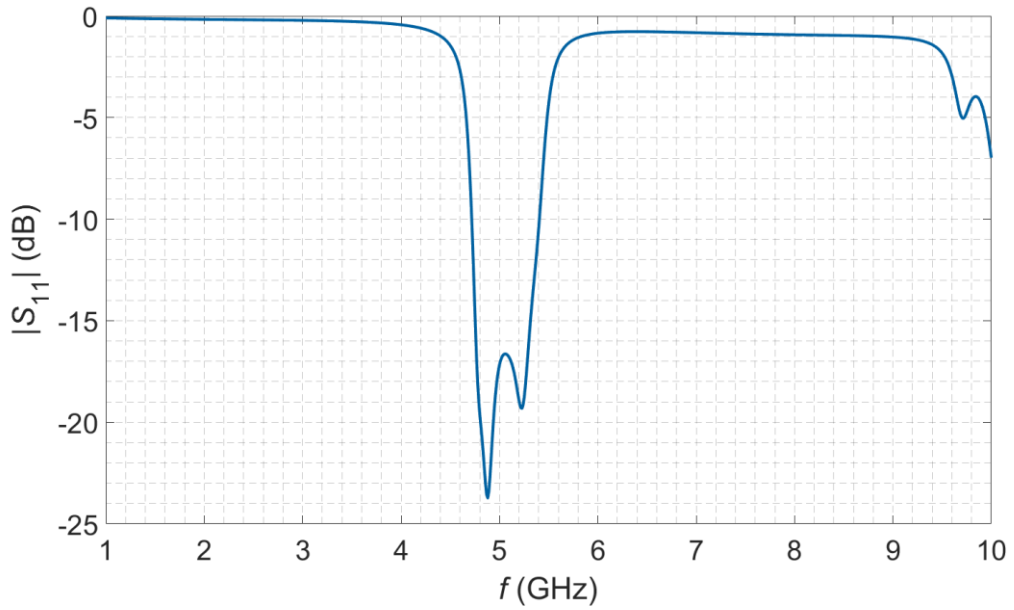


Figura 3.13 Parámetro S_{11} de la estructura completa para la banda de 5 GHz.

En la Figura 3.13 se observa que existe la generación de una segunda banda de paso. Sin embargo, esto no representa inconvenientes, pues se encuentra fuera del intervalo de operación de la antena.

Además, la banda de frecuencia seleccionada por el filtro se posiciona en rangos más bajos de frecuencia en contraste con el diseño teórico. Por esta razón, para optimizar la estructura es necesario desplazar la envolvente hacia la derecha. Esta meta es alcanzada y se presenta en la Figura 3.14.

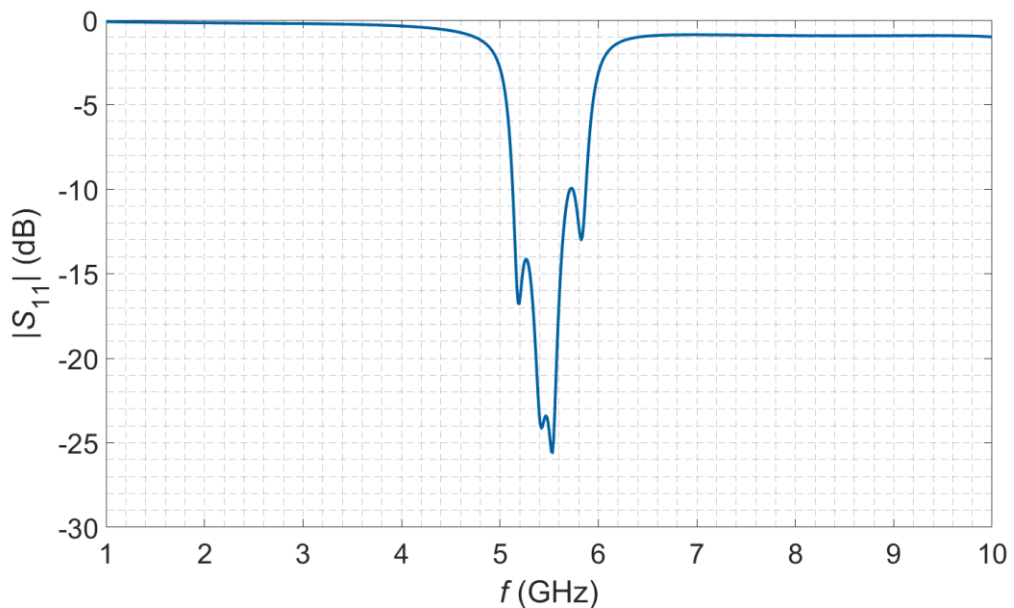


Figura 3.14 Desplazamiento del parámetro S_{11} a la derecha.

Finalmente se optimiza las dimensiones para conseguir mayor profundidad del parámetro S_{11} en la banda de frecuencia deseada. La medición del intervalo de operación tras optimizar la estructura completa se presenta en la Figura 3.15. Con la ayuda de cursores se determina que el rango de operación se encuentra entre 5,166 GHz y 5,867 GHz. Este contiene a los valores de frecuencia de la banda de 5 GHz.

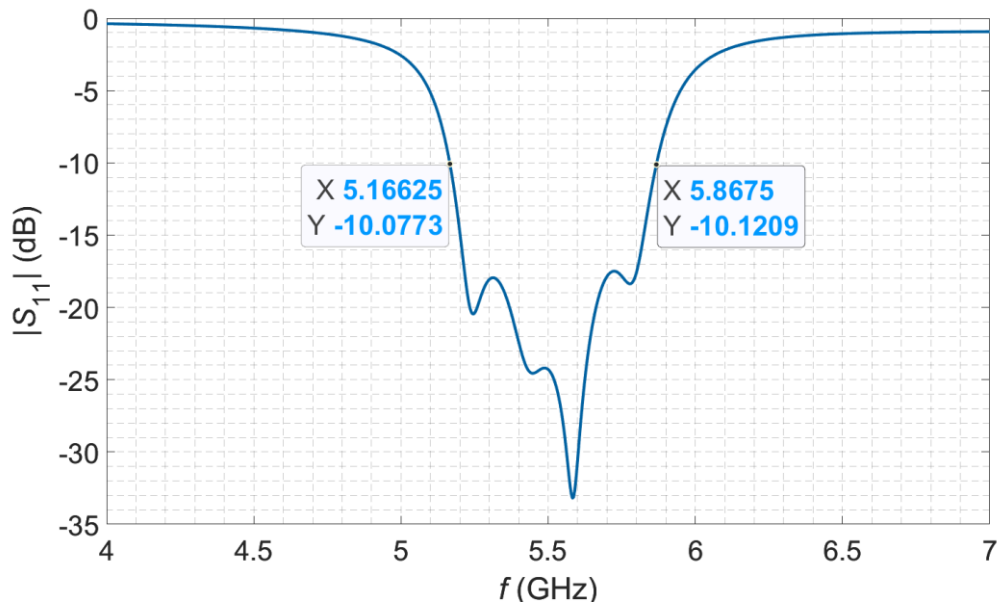


Figura 3.15 Medición del rango de operación de la banda de 5 GHz.

Adicionalmente, en la Figura 3.16 se muestra el parámetro de reflexión de la estructura para la banda de 5 GHz en todo el intervalo de la antena de gran ancho de banda.

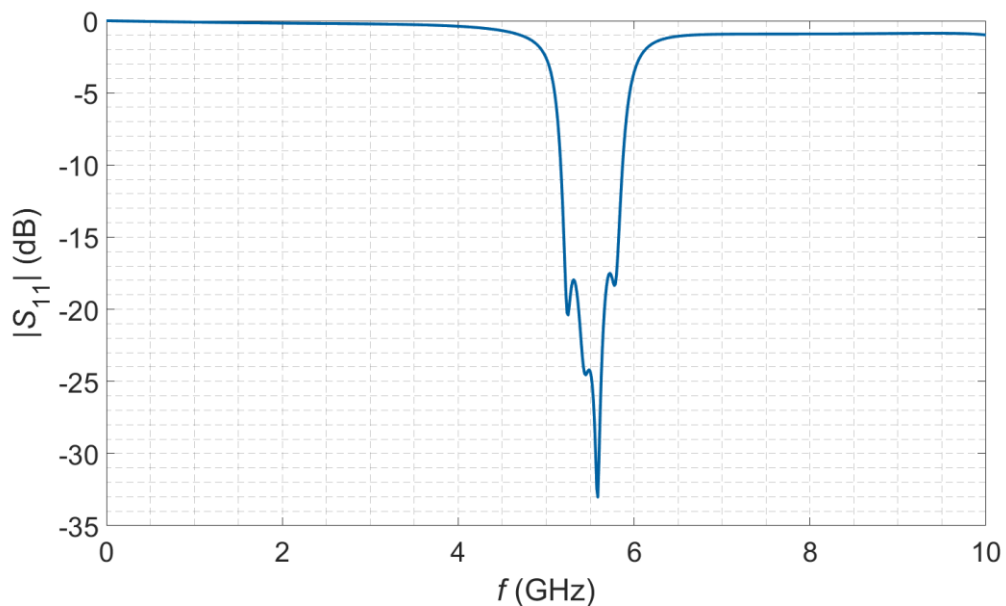


Figura 3.16 Parámetro S_{11} de la banda de 5 GHz en el espectro completo.

En la Tabla 3.3 se presenta las dimensiones finales del filtro optimizado.

Tabla 3.3 Dimensiones optimizadas de las líneas *microstrip* acopladas filtro 5 GHz.

j	W_j (mm)	S_j (mm)	l_j (mm)
0 y 5	1,6	0,3	7,8
1 y 4	1,8	1,6	6,6
2	2,9	1,7	7,5

3.1.3.3 Banda de 6 GHz

Del mismo modo, para la optimización del filtro diseñado a la banda de 6 GHz conectado a la antena para operar teóricamente en el intervalo de 5,925 GHz a 7,125 GHz. En la Figura 3.17 se analiza parámetro S_{11} en todo el intervalo de operación de la antena de gran ancho de banda.

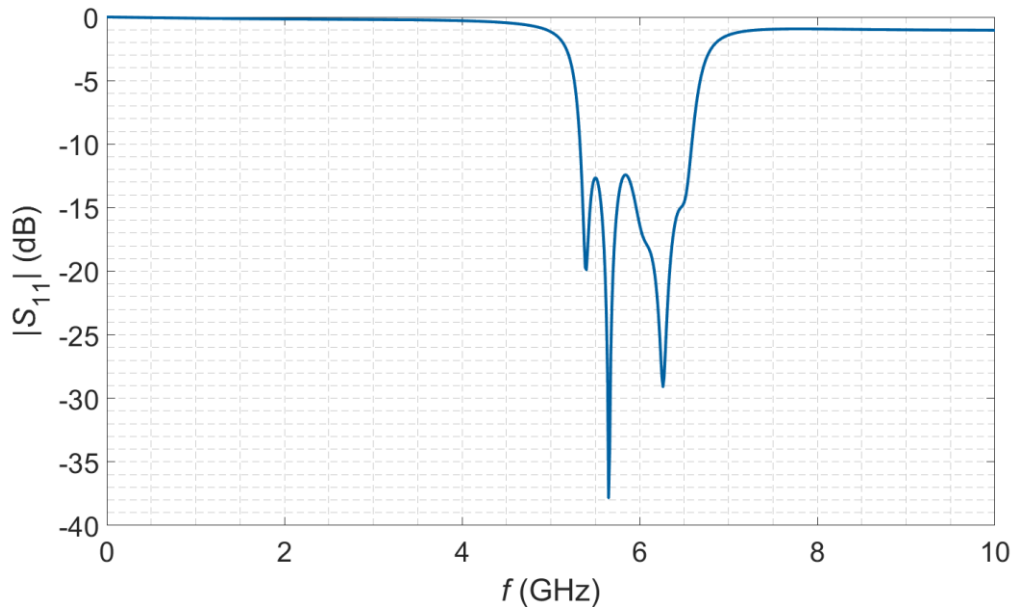


Figura 3.17 Parámetro S_{11} de la estructura completa para la banda de 6 GHz.

En la Figura 3.17 se observa que la banda de frecuencia seleccionada por el filtro se posiciona en rangos más bajos de frecuencia en contraste con el diseño teórico. Por esta razón, para optimizar la estructura es necesario desplazar la envolvente hacia la derecha. La meta es alcanzada y se presenta en la Figura 3.18.

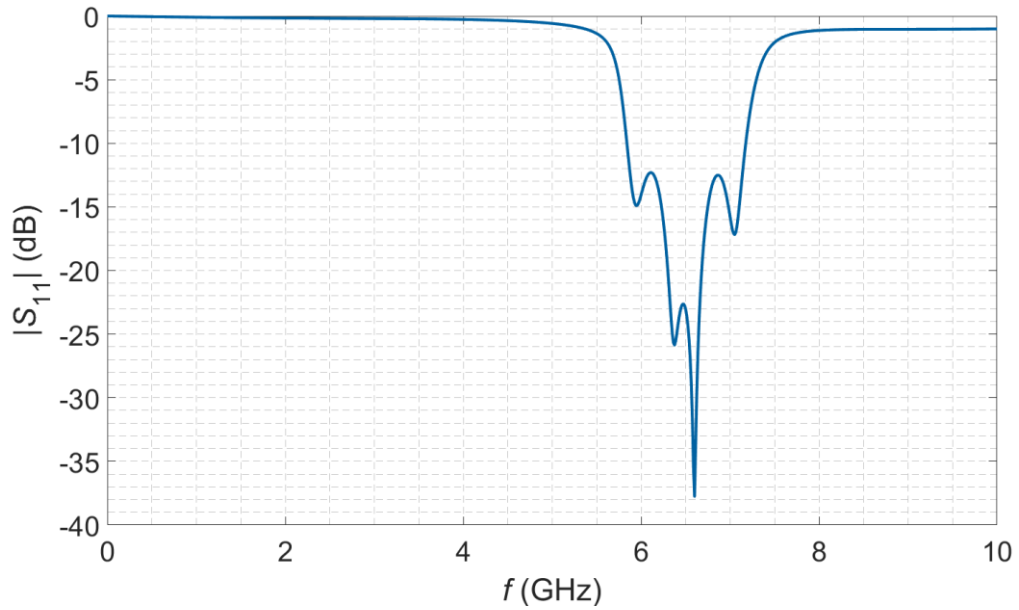


Figura 3.18 Desplazamiento del parámetro S_{11} a la derecha.

Finalmente se optimiza las dimensiones para conseguir mayor profundidad del parámetro S_{11} en la banda de frecuencia deseada. La medición del intervalo de operación tras optimizar la estructura completa se presenta en la Figura 3.19. Con la ayuda de cursores se determina que el rango de operación se encuentra entre 5,875 GHz y 7,125 GHz. Este contiene a los valores de frecuencia de la banda de 6 GHz.

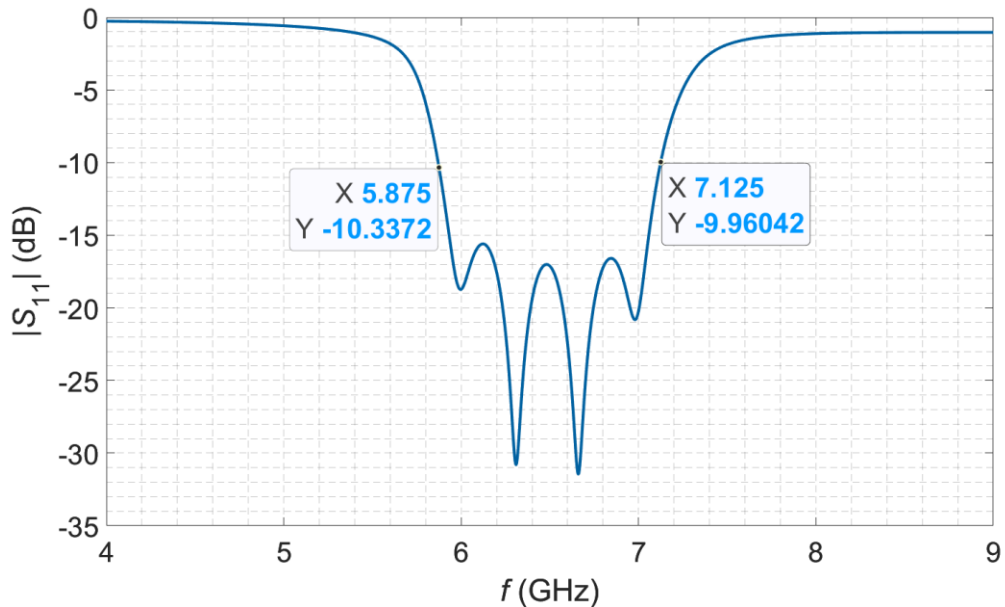


Figura 3.19 Medición del rango de operación de la banda de 6 GHz.

Adicionalmente, en la Figura 3.20 se muestra el parámetro de reflexión de la estructura para la banda de 6 GHz en todo el intervalo de la antena de gran ancho de banda.

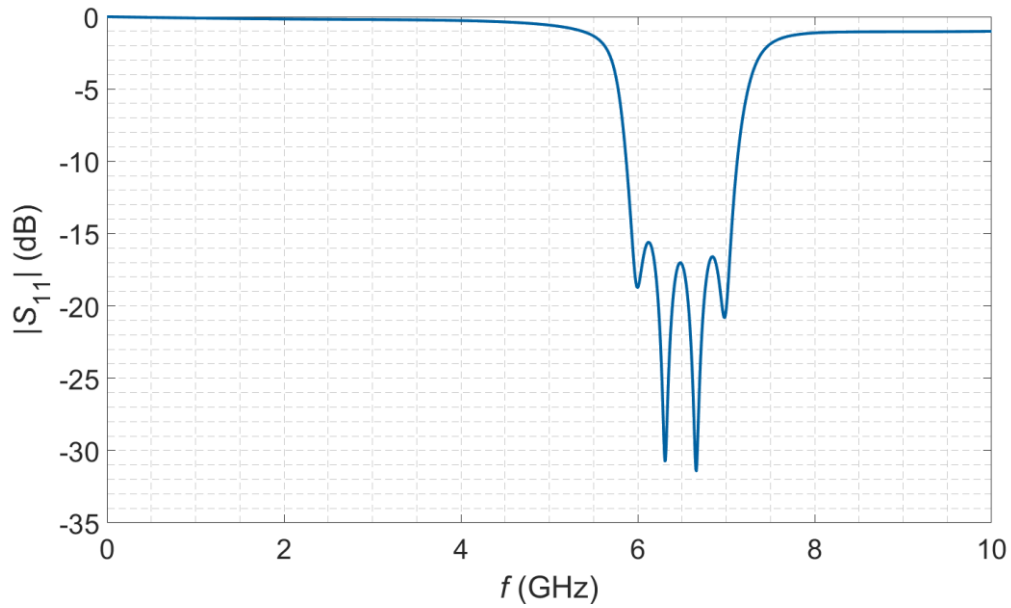


Figura 3.20 Parámetro S_{11} de la banda de 6 GHz en el espectro completo.

En la Tabla 3.4 se presenta las dimensiones finales del filtro ya optimizado para trabajar a la banda de 6 GHz.

Tabla 3.4 Dimensiones optimizadas de las líneas *microstrip* acopladas filtro 6 GHz.

j	W_j (mm)	S_j (mm)	l_j (mm)
0 y 5	1,8	0,2	6,6
1 y 4	2,6	0,7	5,2
2	2,8	1,2	6,4

3.1.4 CÁLCULO DE ERRORES

Con el objetivo de contrastar los resultados teóricos con los simulados, en este apartado se realiza el cálculo del error porcentual de los intervalos de operación de cada una de las bandas de frecuencia. Este cálculo se realiza con la ayuda de la expresión (3.1).

$$\%Error = \frac{f_{Teórica} - f_{Simulada}}{f_{Teórica}} \times 100 \quad (3.1)$$

donde $f_{Teórica}$ corresponde al valor de frecuencia de diseño y $f_{Teórica}$ corresponde al valor de frecuencia medido tras simulación.

En la Tabla 3.5 se presenta el cálculo de errores en cada una de las bandas de frecuencia tras considerar los límites superior e inferior del intervalo.

Tabla 3.5 Cálculo de error en los intervalos de frecuencia.

Banda	Límite	Valor medido [GHz]	Valor simulado [GHz]	Error (%)
2,4 GHz	Superior	2,400	2,398	0,08
	Inferior	2,495	2,502	0,28
5 GHz	Superior	5,170	5,166	0,08
	Inferior	5,835	5,867	0,55
6 GHz	Superior	5,925	5,875	0,84
	Inferior	7,125	7,125	0

Con los valores de error obtenidos en cada una de las bandas se demuestra que el resultado final tras simulación satisface los criterios de diseño planteados en un inicio con un error porcentual menor al uno por ciento.

Es así que se determina que la antena de gran ancho de banda puede trabajar en cada una de las bandas de frecuencia propuestas en su aplicación tras seleccionar uno de los filtros diseñados y de este modo operar como una antena reconfigurable en frecuencia. En la Figura 3.21 se ilustra la estructura propuesta con un circuito de control que permita seleccionar el filtro a ser utilizado.

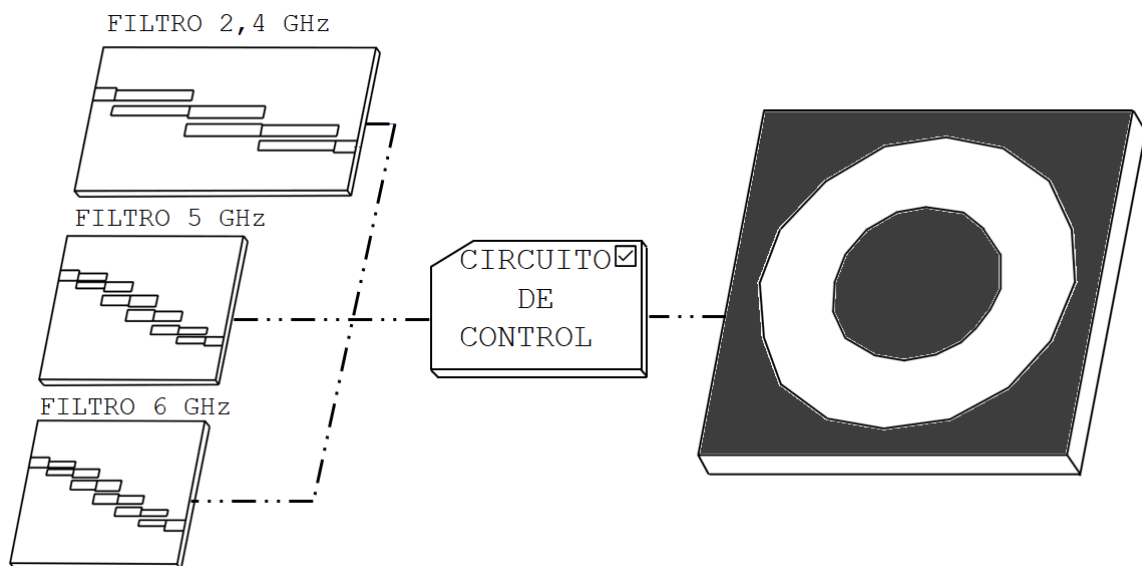


Figura 3.21 Modelo propuesto de la antena reconfigurable en frecuencia.

3.2 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.2.1 CONCLUSIONES

- ✚ El escrito contempla el diseño, modelamiento y simulación de una antena reconfigurable en frecuencia que puede trabajar en cada una de las bandas de frecuencia de WiFi-7 (2,4 GHz; 5 GHz y 6 GHz) tras la selección de un filtro diseñado a nivel de alimentación.
- ✚ Se diseñó una antena de gran ancho de banda a partir de la variación de las dimensiones de una antena *slot* anillo en tecnología *microstrip*. Además de aprovechar el tipo de alimentación por acoplamiento de la estructura utilizando una línea de la misma tecnología, en la que se permite la modificar la geometría a nivel de alimentación de la antena para conseguir un buen acoplamiento en el rango de frecuencias de operación.
- ✚ Se diseñó un filtro pasa-banda con respuesta de tipo Chebyshev para cada una de las bandas de operación de WiFi-7. Este tipo de respuesta permitió minimizar el orden del filtro en contraste con un filtro tipo Butterworth del mismo orden, donde además para conseguir una respuesta aproximadamente plana, el diseño permite establecer un factor de rizado reducido.
- ✚ El diseño del tipo de filtros escogido que utilizan resonadores de media longitud de onda a través de líneas *microstrip* acopladas es una tarea de baja complejidad, pues se cuenta con herramientas que permiten el dimensionamiento de estas líneas de forma inmediata.
- ✚ A pesar de que el sustrato FR4 no es recomendado para la fabricación de filtros de microondas, debido a su valor de tangente de pérdidas y baja homogeneidad. Al integrar los filtros con la antena de gran ancho de banda y una respectiva optimización, la respuesta en frecuencia obtenida atenúa los intervalos de frecuencia no deseados y satisface un buen nivel de selectividad en las bandas de paso correspondientes. Obteniéndose así buenos resultados a un bajo costo de fabricación.
- ✚ En contraste con otras implementaciones, el modelo propuesto realiza el filtrado a nivel de alimentación, por lo que no requiere de líneas de polarización en la estructura misma de la antena para su desempeño. Además, esta característica posibilita la integración de algún otro filtro para la selección de una nueva banda de frecuencia.

- ✚ Es importante mencionar que la implementación de un circuito de control que permita seleccionar una banda de frecuencia determinada no estuvo contemplada en el presente trabajo y es una tarea por desarrollar.
- ✚ Si bien los diagramas de radiación exhiben una ligera modificación en cada una de las bandas de operación, este inconveniente puede ser optimizado utilizando técnicas tridimensionales propias de conformación de haces.

3.2.2 RECOMENDACIONES

- ✚ La optimización de una estructura de gran ancho de banda se realiza en un primer instante en el dominio del tiempo para utilizar menos recursos de procesamiento y, posteriormente, tras determinar un margen adecuado se traslada al dominio de la frecuencia para obtener exactitud en los resultados.
- ✚ La parametrización de variables al momento de modelar una estructura en la herramienta de simulación tridimensional electromagnética es sumamente importante ya que permite cambiar las dimensiones de un modelo de forma inmediata y así analizar comportamientos o tendencias para una futura optimización.
- ✚ La definición de planos de simetría en los simuladores electromagnéticos permite reducir el tiempo de procesamiento que requiere el software para obtener resultados, aprovechando la geometría de las estructuras modeladas.
- ✚ La optimización de un filtro construido sobre un sustrato de pérdidas considerables se puede realizar al integrarlo con la estructura al filtrar para reducir el nivel de complejidad pues la respuesta en frecuencia cuenta con valores de atenuación variables en la banda de paso.
- ✚ La ayuda de MATLAB con el objetivo de minimizar los cálculos es necesaria en el proceso de diseño de los filtros debido a que intervienen un número considerable de ecuaciones.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [2] J. Kraus and R. J. Marhefka, "Antennas for all Applications." New York: McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2001.
- [3] J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Education, 2007.
- [4] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable antennas for wireless and space applications," in *Proceedings of the IEEE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2012, pp. 2250–2261. doi: 10.1109/JPROC.2012.2188249.
- [5] J. Costantine, Y. Tawk, S. E. Barbin, and C. G. Christodoulou, "Reconfigurable antennas: Design and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 424–437, Mar. 2015, doi: 10.1109/JPROC.2015.2396000.
- [6] W. A. Imbriale, S. (Shichang) Gao, and L. Boccia, Eds., *Space Antenna Handbook*. Wiley, 2012. doi: 10.1002/9781119945147.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2015.
- [8] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," *IEEE Std 145-1983*, pp. 1–31, 1983, doi: 10.1109/IEEESTD.1983.82386.
- [9] J. T. Bernhard, "Reconfigurable Antennas," *Synthesis Lectures on Antennas*, vol. 2, no. 1, pp. 1–66, Jan. 2007, doi: 10.2200/S00067ED1V01Y200707ANT004.
- [10] H. Boudaghi, M. Azarmanesh, and M. Mehranpour, "A Frequency-Reconfigurable Monopole Antenna Using Switchable Slotted Ground Structure," *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 11, pp. 655–658, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2204030.
- [11] Y.-M. Cai, K. Li, Y. Yin, S. Gao, W. Hu, and L. Zhao, "A Low-Profile Frequency Reconfigurable Grid-Slotted Patch Antenna," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 36305–36312, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2850926.
- [12] J. C. Altamirano, D. N. Rodriguez, V. A. Sarango, G. H. Tonato, D. Navarro-Mendez, and H. B. Molina, "Frequency Reconfigurable Antenna Using Double Phase-Shifted Feed," in *2019 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, IEEE, Oct. 2019, pp. 27–29. doi: 10.1109/MTTW.2019.8897236.

- [13] L. A. Akinyemi, O. O. Shoewu, A. A. Ajasa, and W. A. Alao, "Design and Development of a 2.4 GHz Slot Antenna," *The Pacific Journal of Science and Technology*, vol. 18, no. 18, pp. 67–77, 2017.
- [14] Z. Aijaz and S. C. Shrivastava, "Effect of the different shapes: Aperture coupled microstrip slot antenna," *International Journal of Electronics Engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 103–105, 2010.
- [15] S. A. Pactitis, *Active Filters: Theory and Design*. CRC Press, 2018.
- [16] P. Pramanick and P. Bhartia, *Modern RF and Microwave Filter Design*. Artech House, 2016.
- [17] R. Sorrentino and G. Bianchi, *Microwave and RF Engineering*. John Wiley & Sons, 2010.
- [18] C. Deng *et al.*, "IEEE 802.11 be Wi-Fi 7: New challenges and opportunities," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 4, pp. 2136–2166, 2020.
- [19] M. K. Fries, M. Grani, and R. Vahldieck, "A reconfigurable slot antenna with switchable polarization," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 11, pp. 490–492, Nov. 2003, doi: 10.1109/LMWC.2003.817148.
- [20] J.-S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2004.
- [21] S. Azzaz-Rahmani and N. Boukli-Hacene, "Ultra-Wide-Band Microstrip concentric annular ring antenna for wireless communications," *International Journal of Computer Science Issues (IJCSI)*, vol. 9, no. 1, p. 132, 2012.