



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA**  
**INGENIERÍA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES**

**SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA MULTIFUNCIONALES PARA LOS**  
**SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICOS**

**TESIS**  
**QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:**  
**DOCTORA EN INGENIERÍA**

**PRESENTA:**  
**TRINIDAD EUGENIA ESPARZA AGUILAR**

**TUTOR PRINCIPAL**  
**JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ, FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**COMITÉ TUTOR**  
**OLEKSANDER MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS, FACULTAD DE INGENIERÍA**

**CIUDAD DE MÉXICO, ENERO 2020**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique

Secretario: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

1<sup>er</sup>. Vocal: Dr. Martínez López José Ismael

2<sup>do</sup>. Vocal: Dr. Matías Maruri José María

3<sup>er</sup>. Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

Ciudad Universitaria, Ciudad de México.

**TUTOR DE TESIS:**

NOMBRE

-----  
**FIRMA**

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco:

A Dios por permitirme concluir esta etapa y por estar siempre conmigo guiando mi camino.

A Diego porque tu amor me inspira a mejorar cada día, me da fortaleza para continuar y confianza para saber que puedo lograrlo. Eres mi luz. Te amo.

A Alex por apoyarme siempre en mis proyectos, por darme tu amor, confianza y paciencia. Este logro es de los dos. Te amo.

A mis papás: Lulú y Félix por su apoyo y amor incondicional. Gracias porque nunca dejo de aprender de ustedes, son mi ejemplo y mi orgullo. Los amo.

A mis hermanos: Lulú, Marce y Daniel por su apoyo y cariño.

Al Dr. Ismael Martínez López por apoyarme en mi crecimiento profesional y personal, por darme su confianza y paciencia, por ser mi maestro, mi asesor y mi amigo.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas y al Dr. Oleksandr Martynyuk por su apoyo, tiempo, dedicación y paciencia en la fabricación y revisión del presente trabajo.

Al Dr. Daniel Enrique Ceballos Herrera y al Dr. José María Matías Maruri por su apoyo, paciencia y tiempo en la revisión de este trabajo.

Al Dr. Francisco Javier Martínez Rodríguez por su apoyo en la programación de los instrumentos de medición del proyecto, su tiempo, paciencia y amistad.

A mi alma mater la UNAM, la Facultad de Ingeniería y la División de estudios de Posgrado, por darme la oportunidad una vez más de ser parte de esta gran casa de estudios, fortaleciendo mi desarrollo profesional y personal.

Al CONACYT por otorgarme una beca para la realización de mis estudios doctorales y por los recursos otorgados al proyecto CONACYT166106.

A la DGAPA por los recursos otorgados a los proyectos PAPIIT IN118719 y PAPIIT IN116517.

***A Diego y Alex  
A mis papás***

# Contenido

<b>Introducción</b> .....	7
Objetivo .....	7
Metodología.....	7
<b>Capítulo 1. Absorbedores</b> .....	10
1.1 Absorbedores de onda electromagnética.....	10
1.2 Estructuras AMC .....	13
1.3 Estructuras EBG .....	15
1.4 Estado del arte de SSF absorbedoras .....	15
Conclusiones del capítulo 1 .....	35
Referencias .....	36
<b>Capítulo 2. Redes neuronales artificiales</b> .....	44
2.1 Redes neuronales artificiales.....	44
2.2 El perceptrón y el perceptrón multicapa .....	46
2.3 Algoritmo de retropropagación (Backpropagation) .....	49
2.4 Modificaciones al algoritmo de retropropagación.....	55
2.4.1 Impulso o momentum .....	55
2.4.2 Descenso coordinado paralelo .....	56
2.4.3 Algoritmo delta barra delta (DBD) .....	57
2.4.4 Algoritmo delta barra delta extendido (DBDE) .....	58
Conclusiones del capítulo 2.....	62
Referencias .....	63
<b>Capítulo 3. Diseño y fabricación de una celda unitaria para el modelado de un diodo varactor</b> .....	65
3.1 Diseño .....	65
3.2 Fabricación y resultados .....	68
Conclusiones del capítulo 3.....	73
Referencias .....	74
<b>Capítulo 4. Red neuronal de la estructura activa y modelado del diodo varactor</b> .....	75
4.1 Red Neuronal de la estructura activa .....	75
4.2 Modelado del diodo varactor .....	81
Conclusiones del capítulo 4.....	95
Referencias .....	96

<b>Capítulo 5. Diseño de una superficie selectiva de frecuencia multifuncional .....</b>	<b>98</b>
5.1 Antecedente .....	98
5.2 Diseño .....	98
5.3 Simulación numérica de la celda unitaria .....	99
5.4 Simulación y optimización del modelo eléctrico de la SSF para cada estado en .....	102
ADS. ....	102
5.5 Simulación de la estructura como arreglo infinito en CST .....	105
Conclusiones del capítulo 5.....	110
Referencia .....	111
 <b>Conclusiones Generales.....</b>	 <b>112</b>
 <b>Anexo .....</b>	 <b>115</b>
Lista de acrónimos.....	115
Lista de tablas.....	115
Lista de figuras.....	116
Lista de gráficas.....	117

## Introducción

El aumento de dispositivos inalámbricos eleva la demanda del espectro radioeléctrico, esto puede afectar la eficiencia de la comunicación, al igual que la seguridad ya que dichas señales pueden radiar más allá de los límites deseados. Una solución a este problema es la aplicación de Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF), que son dispositivos capaces de filtrar señales a frecuencias específicas eliminando así las señales no deseadas y mejorando la eficiencia espectral y la seguridad inalámbrica [1].

Las SSF han sido empleadas en diversas aplicaciones tales como radomos, subreflectores dicróticos, reducción de la sección transversal del radar (RCS), sistemas de baja probabilidad de interceptación [2] y recientemente en seguridad inalámbrica en ambientes de edificios, aplicaciones militares, interfaces de antenas y telecomunicaciones [3].

Las SSF conmutables pueden modificar su estado de actuación gracias a la incorporación de elementos activos como diodos PIN o interruptores MEMS. Mediante una señal de control o voltaje de polarización, podrá proporcionar un estado en el cual la señal deseada sea transmitida y otro en el cual no lo sea. Sin embargo cuando las SSF se utilizan como filtros supresores de banda, puede existir el riesgo de crear reflexiones de la señal con multitrayectorias adicionales, retraso o degradación de la misma [4]. En los últimos diez años diferentes investigaciones han propuesto la aplicación de SSF conmutables para mejorar la eficiencia espectral y la seguridad inalámbrica [5-12] pero la mayoría de ellas utiliza la reflexión de las señales no deseadas. Para reducir este problema, el uso de las SSF como absorbedores ha sido reportado [13,14] siendo uno de los principales retos disminuir la distancia de  $\lambda/4$  entre la SSF y la placa resistiva. Por otra parte la investigación de materiales absorbedores ha llamado la atención en la última década, desarrollando absorbedores de doble banda en el rango de los Tera Hertz, absorbedores de banda ancha o insensibles a la polarización de la señal incidente. [15-22].

**Objetivo.** El presente trabajo tiene el objetivo de diseñar una SSF multifuncional que permita la transmisión, reflexión y absorción de señales en la banda de 4 a 6 GHz, ofreciendo así la posibilidad de tres funcionalidades en una banda de libre utilización.

**Metodología.** Para alcanzar el objetivo propuesto lo primero que se realizó fue la investigación del estado del arte de las SSF absorbedoras, posteriormente se estudiaron las redes neuronales artificiales y su aplicación en el modelado de dispositivos semiconductores. Se

programó una red neuronal artificial que modelara el comportamiento de una celda unitaria de una SSF activa, esto con la finalidad de extraer los parámetros del diodo varactor inmerso. Se diseñó y fabricó dicha celda unitaria y los valores medidos fueron utilizados para alimentar la red neuronal programada. Se validó que la red neuronal modelara el comportamiento de la celda unitaria y se propuso un método para extraer los parámetros del diodo varactor con la finalidad de tener un control adecuado de éste en el diseño de la SSF absorbadora. Una vez conocidos los parámetros del diodo varactor se diseñó la SSF absorbadora con resultados dentro de los publicados en el estado del arte. Dicha metodología se explica y detalla en el presente trabajo a lo largo de 5 capítulos:

El capítulo 1 ha sido dedicado a las estructuras absorbadoras, los tipos de ellas que existen, cómo se conforman, su funcionamiento, su utilización en superficies selectivas de frecuencia y el estado del arte de éstas como absorbadores con la finalidad de conocer los trabajos más actuales en este campo y ofrecer aportaciones al mismo.

El capítulo 2 se refiere a las redes neuronales, qué son, cómo funcionan, configuraciones y algoritmos básicos. En este capítulo se desarrolló una red neuronal en MATLAB® con el objetivo de modelar el comportamiento de un diodo varactor, el cual es el elemento activo que permite el cambio de funcionalidad ( transmisión, reflexión o absorción) de la SSF a través de su estado de apagado, encendido o transición entre ambos. Las redes neuronales han sido ampliamente utilizadas en el modelado de dispositivos semiconductores [23-27] y de radiofrecuencia (RF) [28-31] mostrando resultados exitosos. La complejidad del comportamiento de este tipo de dispositivos ha llevado a la búsqueda de alternativas para su modelado donde las redes neuronales artificiales han mostrado un buen acercamiento. Al modelar dicho comportamiento se tiene el adecuado control del elemento activo para lograr que la SSF posea las tres funcionalidades mencionadas dentro de los parámetros adecuados.

El capítulo 3 se centra en el diseño y la fabricación de una celda unitaria, la cual es la estructura base de una SSF y en este caso contiene el diodo varactor a modelar por ser una SSF activa. El diseño se realizó en el programa CST Microwave Studio® y la fabricación con un procedimiento propio del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. Se muestran las mediciones obtenidas de la celda unitaria fabricada cuando el diodo se encuentra en polarización directa e inversa. Los datos obtenidos alimentan la red neuronal programada en el capítulo 2.

El capítulo 4 presenta los resultados obtenidos de la red neuronal que modela el comportamiento de la celda unitaria fabricada en el capítulo 3, cuando el diodo varactor se encuentra en polarización directa e inversa. Se muestra como dicha red simula la función del diodo y se presenta un procedimiento para la extracción de los parámetros de dicho diodo. Alternativamente se presenta que el algoritmo utilizado en la red neuronal también puede ser empleado en otra red neuronal para modelar directamente el comportamiento del diodo varactor.

El capítulo 5 se enfoca en el diseño de una SSF multifuncional, la cual puede transmitir, reflejar o absorber señales en la banda de 4 a 6 GHz gracias a la implementación de diodos varactores, los cuales ha sido comprobado que pueden modificar su impedancia debido al tipo de polarización empleada.

# Capítulo 1. Absorbedores

## 1.1 Absorbedores de onda electromagnética

Existen dos tipos de absorbedores de onda electromagnética (OEM): los absorbedores de banda ancha y los absorbedores resonantes. Los absorbedores de banda ancha se dividen en dos categorías, el primero es un absorbedor de transición geométrica el cual consiste de arreglos periódicos de dos dimensiones, pirámides de espuma con pérdidas, los conos o cuñas son ampliamente utilizados en cuartos anecoicos para reducir las reflexiones en las paredes. El segundo es un absorbedor de baja densidad. Este utiliza material esparcidor o muy poroso. Esta clasificación fue hecha antes de que los metamateriales (MM) fueran introducidos en el campo de investigación de los absorbedores. Al principio los absorbedores resonantes sólo tenían absorción en un ancho de banda angosto pero con el paso del tiempo se ha logrado que la tengan en banda ancha.

Existen absorbedores basados en metamateriales (MM), los metamateriales son materiales diseñados artificialmente que poseen propiedades que no son fácilmente observables en la naturaleza es decir propiedades que proceden de la estructura diseñada y no de su composición. Muestran propiedades como índice de refracción, permitividad eléctrica y permeabilidad magnética negativos e inversión de efecto doppler por lo que pueden ser utilizados para lentes perfectos, encubrimiento de invisibilidad, absorción perfecta y transmisión [32].

Los absorbedores de OEM resonante originan las SSF. Las primeras SSF fueron inventadas por Salisbury en 1952 [33] y fueron llamadas pantallas de Salisbury. Su principio básico de operación es el mismo de cubierta de reflexión y consiste de tres capas:

- Pantalla lustrosa delgada
- Sustrato dieléctrico de bajas pérdidas con un espesor correspondiente a un cuarto de longitud de onda incidente.
- Una superficie metálica continua.

El espesor del cuarto de onda del sustrato causa una diferencia de fase de exactamente  $180^\circ$  entre las ondas reflejadas de la pantalla lustrosa delgada y la superficie metálica continua resultando una diferencia destructiva y consecuentemente la no reflexión. Este es el principio de operación de la cubierta anti-reflexión. La pantalla de Salisbury sin embargo tiene dos principales desventajas: gran espesor y banda de absorción estrecha. Para satisfacer la

interferencia completa destructiva, la capa dieléctrica tiene un espesor de un cuarto de onda dividido entre su índice de refracción, si la onda EM incidente tiene una longitud de onda larga, el espesor debe ser muy grande. Para la pantalla de Salisbury la absorción ocurre sólo a una longitud de onda específica satisfaciendo completamente la condición de interferencia destructiva. Por lo tanto el ancho de banda de absorción es muy estrecho. Estos dos inconvenientes dificultan la aplicación práctica de la pantalla de Salisbury.

La mayoría de los absorbedores basados en MM están compuestos por tres capas. La primera capa es un patrón metálico de arreglos periódicos en el cual la estructura y los parámetros geométricos deben ser cuidadosamente ajustados para cumplir la condición de impedancia acoplada con el ambiente permitiendo la no reflexión de ondas electromagnéticas incidentes. La segunda capa es una capa dieléctrica la cual permite un espacio para que las ondas electromagnéticas sean disipadas y algunas veces jueguen un papel de cavidad de resonancia para prolongar el tiempo que toman las ondas electromagnéticas dentro de la segunda capa. La tercera capa es un plato metálico continuo que bloquea la transmisión remanente. Es casi lo mismo que la pantalla de Salisbury pero existen dos diferencias: la primera capa lustrosa es remplazada por el arreglo metálico periódico y el espesor de la capa dieléctrica puede ser mucho menor que la longitud de onda especialmente en el régimen de los GHz. Para cumplir absorción total no debe haber reflexión o transmisión. La no transmisión puede ser cumplida por la tercera capa de un plato metálico continuo, el cual bloquea completamente todas las OEM incidentes. La tercera capa metálica refleja todas las OEM que caen en ella.

La función básica de la capa dieléctrica es proveer un espacio a la OEM incidente para quedarse y ser absorbida. Aunque la absorción puede ocurrir en la región metálica, si la absorción es debida principalmente a las pérdidas del dieléctrico esta función es principalmente importante. Se cree generalmente que con la finalidad de que la capa dieléctrica le dé a la OEM incidente suficiente espacio, es deseable utilizar materiales con alto índice de refracción porque esto reduce el espesor real de la capa dieléctrica. Aunque esto es generalmente cierto, no es necesario tener un espesor grande para satisfacer la condición del cuarto de longitud de onda, lo cual es esencial para la cubierta antirreflexión y la pantalla de Salisbury. Los materiales dieléctricos usualmente tienen una parte imaginaria muy pequeña de su constante dieléctrica y ésta es algunas veces suficiente para absorber todas las OE incidentes. El papel de la parte imaginaria en absorbedores basados en MM es diferente para la pantalla de Salisbury. En la pantalla de Salisbury la capa dieléctrica se asume ser sin pérdidas para satisfacer la interferencia destructiva completa, sin embargo en absorbedores basados en MM, la parte

imaginaria es importante para absorber las ondas EM incidentes. Otro punto para que la OEM incidente sea absorbida en la capa dieléctrica es el diseño, por ejemplo como cavidad Fabry-Perot, la cual es similar a la pantalla de Salisbury. Se debe notar que aunque el papel de la capa dieléctrica es el de cavidad Fabry-Perot, esto no simplemente da el espacio suficiente para la cavidad resonante pero produce otra absorción resultando una absorción de doble banda. No reflexión implica que todas las ondas E incidentes sobre la superficie deben ser transmitidas. El papel de la primer capa patrón metálica es muy similar a la pantalla lustrosa de Salisbury sin embargo hay diferencias muy importantes, la primera capa de un absorbedor basado en MM es un arreglo metálico de elementos, no solo una pantalla. El patrón es necesario por las siguientes razones: primero la transmisión en la primera capa es guiada por una cierta resonancia en el régimen de frecuencia objetivo, no por una interferencia destructiva como en el caso de la pantalla de Salisbury. Removiendo parcialmente la capa metálica mediante elementos o unidades metálicas, la densidad de carga efectiva puede ser apropiadamente ajustada para facilitar la resonancia en el régimen de frecuencia objetivo. La capa patrón metálica juega un papel activo mientras que la pantalla lustrosa delgada de Salisbury es pasiva, sólo refleja la OEM incidente de regreso al espacio y transmite la onda reflejada de una superficie metálica continua.

En absorbedores basados en MM la no reflexión podría ser alcanzada no por interferencia destructiva si no requiriendo que la impedancia de la capa de arreglo metálico deba acoplarse al espacio libre o atmósfera. Las ondas incidentes no tienen ningún camino para notar la diferencia entre la atmósfera y la primera capa debido al acoplamiento de impedancia. Para las ondas incidentes el acoplamiento perfecto de impedancia implica que los dos medios, la atmósfera y la primera capa son ópticamente idénticos. Es imposible que los materiales encontrados en la naturaleza posean acoplamiento perfecto de impedancia con el ambiente. Sólo los MM con parámetros geométricos de patrones metálicos cuidadosamente ajustados pueden poseer dichas propiedades.

El absorbedor típico basado en MM es el inductor meta-atómico de altas pérdidas. La resonancia que está establecida entre las porciones inductiva y capacitiva del circuito permite que la energía sea almacenada y subsecuentemente disipada vía pérdidas dieléctricas y óhmicas. En realidad la absorción en el dieléctrico es mucho más grande que las pérdidas óhmicas en el conductor. Así la resonancia magnética, la cual produce corrientes antiparalelas, ha sido utilizada para generar pérdidas dieléctricas significativamente.

El primer absorbedor basado en MM fue propuesto por Landy y colaboradores [34] el cual tenía la ventaja de ser de tamaño pequeño y espesor delgado comparado con los absorbedores convencionales. A partir de este trabajo un gran número de absorbedores basados en MM han sido propuestos para diferentes áreas de aplicación tales como imágenes técnicas, celdas solares, sensores multibanda, banda ancha, dispositivos insensibles a la polarización y banda controlable. Manipulando la polarización en MM el diodo integrado ha guiado a la absorción conmutable en la región de los GHz, el control de la distancia entre los componentes de acoplamiento nos permite obtener absorbedores perfectos de banda dual sintonizables basados en transmisión óptica ordinaria y resonancia de cavidad Fabry-Perot. También la formación de elementos MM usando actuadores micromaquinados para dispositivos absorbedores de banda dual ha sido realizada exitosamente.

Dentro de los MM existen otras estructuras como los conductores magnéticos artificiales AMC (Artificial Magnetic Conductor) y las electromagnéticas de banda prohibida EBG (Electromagnetic Band Gap).

## 1.2 Estructuras AMC

Se sabe que cuando una onda plana incide sobre un conductor eléctrico perfecto (PEC), la fase de la onda reflejada es de  $180^\circ$  y, por tanto, el coeficiente de reflexión es  $G=-1$ . La superficie dual del PEC es el conductor magnético perfecto PMC, que presenta un coeficiente de reflexión  $G=1$ ; esto significa que la fase de la onda reflejada es de  $0^\circ$  comparada con la de la onda incidente. Resulta imposible encontrar superficies PMC en la naturaleza que operen en un amplio rango de frecuencia. No obstante, existen superficies que no son físicamente PMC pero presentan el mismo comportamiento; estas superficies reciben el nombre de superficies conductoras magnéticas artificiales (AMC). Otro de los nombres que reciben las superficies AMC es el de superficies de alta impedancia (High-Impedance Surfaces o HIS). Esto se debe a que presentan una impedancia muy alta dentro de un rango de frecuencias específico, rango en que la componente tangencial del campo magnético es pequeña. Esta es la razón de que dichas superficies reflejen las ondas incidentes con una fase igual o cercana a  $0^\circ$ . En la práctica, la fase de las ondas reflejadas en las superficies AMC varía entre  $\pm 180^\circ$  en función de la frecuencia y toma el valor  $0^\circ$  a una única frecuencia [35].

Al incorporar texturas especiales en un conductor es posible alterar sus propiedades de superficie. En el límite donde el periodo de la textura de superficie es mucho más pequeña que la longitud de onda, la estructura puede ser descrita usando un modelo de medio efectivo y sus

cualidades pueden ser sumariadas dentro de un parámetro sencillo, la impedancia de superficie.

Esta condición de frontera define la proporción del campo eléctrico tangencial al campo magnético tangencial en la superficie. Es la misma impedancia dada por la ley de Ohm: la proporción de voltaje a la corriente a lo largo de la hoja expresada en ohms/cuadro.

Una hoja conductora lisa tiene una impedancia de superficie baja, mientras que una geometría diseñada especialmente con superficie texturizada puede tener alta impedancia de superficie.

Una estructura muy popular de alta impedancia es el llamado champiñón, debido a su forma y consta de un parche metálico cuadrado cortocircuitado a una placa metálica conectada por una vía situada en su centro. El sustrato o material existente entre la metalización y la placa es dieléctrico. Las diferentes topologías que pueden considerarse a la hora de implementar superficies AMC comparten la misma estructura básica. Dicha estructura se repite periódicamente y consiste en una metalización colocada sobre un sustrato dieléctrico y una placa metálica. La presencia o ausencia de vías para conectar la metalización y la placa metálica depende de la topología concreta.

Si las protuberancias son pequeñas comparadas a la longitud de onda sus propiedades electromagnéticas pueden ser descritas usando elementos de parámetros concentrados, capacitores e inductores. La proximidad de los elementos vecinos metálicos da la capacitancia y el largo del patrón conductor que los liga da la inductancia. Se comportan como circuitos resonantes LC los cuales actúan como filtros eléctricos para bloquear el flujo de corrientes a lo largo de la placa. Este es el origen de la alta impedancia electromagnética de superficie.

Debido a su inusual impedancia los modos de onda de superficie en su estructura son muy diferentes de los de una placa de metal lisa. Esta puede soportar altamente unidos modos TM que se propagan mucho más lentamente que la velocidad de la luz. También puede soportar modos TE que están unidos a la superficie en algunas frecuencias pero radian fácilmente a otras frecuencias. En ondas de superficie TE el campo eléctrico es tangencial a la superficie y a la dirección de propagación mientras el campo magnético se extiende fuera de la placa en anillos. Estas se parecen a las ondas de superficie TM descritas anteriormente pero con los campos eléctrico y magnético intercambiados.

En el rango de frecuencia donde la impedancia de superficie es muy alta, el campo magnético tangencial es pequeño incluso con un campo eléctrico grande. Tal estructura es a veces descrita como un conductor magnético. Esta es una idea matemática que es utilizada en ciertos

problemas electromagnéticos, pero no existe en la realidad. Teniendo alta impedancia y siendo cercanamente sin pérdidas, esta nueva superficie puede ser vista como una clase de conductor magnético sobre un cierto rango de frecuencias.

### **1.3 Estructuras EBG**

Los materiales EBG (*Electromagnetic Band Gap*) o de banda prohibida electromagnética son estructuras periódicas que muestran amplias bandas de paso y de rechazo a las frecuencias de microondas. Se conocen como cristales electromagnéticos donde el periodo es comparable a la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio, produciéndose fenómenos de interferencia que ocasionan la inhibición de la transmisión de la señal para ciertas regiones frecuenciales y/o direcciones (difracción Bragg). Desde que se sugirió que la creación de una periodicidad en los materiales dieléctricos podría prevenir la propagación de las ondas electromagnéticas en determinadas frecuencias, se ha investigado en el campo de los cristales fotónicos, crear una banda prohibida para fotones (*Photonic Band Gap*) que generalmente se denomina banda prohibida electromagnética. Un cristal fotónico contiene regiones internas con constantes dieléctricas altas y bajas que se repiten de forma regular, las cuales introducen saltos en la estructura de bandas de energía en los estados de los fotones en los planos de Bragg, produciendo una serie de energías prohibidas para dichos fotones. Dicha periodicidad se produce mediante la variación de algún parámetro macroscópico del medio. Tanto Yablonovitch como John [36] sugirieron estructuras con variaciones periódicas de la constante dieléctrica, y por tanto del índice de refracción, ya que debido al parecido con la estructura ordenada de los átomos en un semiconductor, podrían dar lugar a la aparición de bandas de frecuencias prohibidas donde el cristal fotónico impide la propagación de una onda electromagnética con cualquier ángulo de incidencia, dirección y polarización [37].

### **1.4 Estado del arte de SSF absorbedoras**

En [21] se desarrolló una superficie selectiva que absorbe/transmite con reducción de multitrayecto para habitaciones seguras con redes inalámbricas. La novedad del diseño consiste en ser capaz de absorber en vez de reflejar señales de WLAN mientras pasan señales de comunicaciones móviles. La SSF consiste en dos capas, una con dipolos cruzados conductores convencionales y otra con dipolos cruzados resistivos. La función de la capa conductora convencional es actuar como un reflector para las señales WLAN mientras pasan las señales de telefonía móvil, entonces la segunda capa resistiva absorbe las señales de

WLAN reflejadas. Este concepto sigue el principio de la pantalla de Salisbury en la cual una hoja resistiva uniforme es empleada para la absorción de la onda. Sin embargo a diferencia de la pantalla de Salisbury la hoja resistiva es también un arreglo periódico por lo que pasan señales de telefonía móvil sin ser atenuadas. La absorción de señales WLAN es importante para reducir multitrayectorias adicionales. La estructura presenta buenas características de transmisión para 900/1800/1900 MHz y buen desempeño para polarizaciones vertical y horizontal. La distancia entre las dos capas es de menos de  $\frac{1}{4}$  de  $\lambda$ .

En [38] Se presenta una metasuperficie absorbidora ultra delgada reconfigurable, basada en AMC, la cual incorpora resistores y capacitores variables para la sintonización de frecuencia. Los efectos parasitarios introducidos por los capacitores son compensados agregando resistores cuyos valores son determinados usando un algoritmo conocido como adaptación de la matriz de covarianza- estrategia evolucionaria. Se muestra la posibilidad de alcanzar absorción de banda ancha utilizando SSF de anillos cuadrados. Se presentan dos SSF una de dos anillos cuadrados y otra de 4 con un parche al centro. Se demostró que las frecuencias de operación pueden ser sintonizadas escogiendo apropiadamente los valores de resistencias y capacitores, también se demostró que con capacitores y resistencias adecuados en el absorbedor AMC se puede tener absorción de frecuencia dual, finalmente la familia de absorbedores exhibió buen desempeño de absorción de banda ancha, la cual puede ser sintonizada cargándola con resistores.

En [39] se presenta el estudio de tres SSF absorbedoras de capa sencilla ultra delgada con tres anchos de banda diferentes usando doble resonancia. Las características principales de las SSF son: varios anchos de banda absorbedores obtenidos por el ajuste de dos picos los cuales son producidos por dos resonancias diferentes en la SSF. Manipulando las dimensiones se diseñó una banda dual de 3 y 10 dB de absorción de ancho de banda. El espesor del absorbedor es de  $0.039\lambda$  con capa sencilla debido a las altas pérdidas del capacitor interdigital sobre la SSF. Los absorbedores son insensibles a la polarización de la OE debido a la simetría de la geometría hexagonal de la celda. Los absorbedores fueron analizados mediante el modelo de circuito equivalente de línea de transmisión y onda completa. Los absorbedores fueron fabricados con un sustrato FR4 (0.6mm) con  $\epsilon_r= 3.7$ ,  $\tan \delta=0.02$  y cobre.

Los resultados presentados fueron los siguientes: para el absorbedor de doble banda las frecuencias de resonancia fueron  $f_1=9.61$  GHz,  $f_2=10.9$  GHz, el ancho de banda a -3dB con  $f_c=10.01$  GHz al 10% y el ancho de banda a -10dB con  $f_c=10.18$  GHz al 4%.

Una SSF miniaturizada se presenta en [40] compuesta de una capa de superficie resistiva miniaturizada localizada encima de una SSF paso banda metálica. Dicha SSF miniaturizada se desempeña como un filtro paso banda alrededor de los 0.92 GHz y actúa como un absorbedor de 3 a 9 GHz. Ambas superficies se encuentran separadas por polimetacrilimida PMI. con  $\epsilon_r = 1$ . Ambas capas, resistiva y paso banda fueron impresas en un sustrato FBM con  $\epsilon_r = 2.25$  y espesor de 0.25 mm. La superficie resistiva consiste de dos arreglos periódicos de anillos cuadrados cargados con resistores. La SSF paso banda consiste de dos capas de parches metálicos en los dos lados de una capa dieléctrica delgada. La resistencia R en los anillos cuadrados es un parámetro clave y fue optimizada a 120  $\Omega$ . La periodicidad del anillo fue miniaturizada para ser solo de 10 mm,  $0.3 \lambda_H$  a la más alta frecuencia de absorción de 9 GHz. El tamaño de la unidad de la SSF paso banda es de 20 mm, la cual está miniaturizada mediante la capacitancia distribuida entre los dos parches metálicos en diferentes capas. Las pérdidas de inserción son menores a 0.5 dB alrededor de 0.92 GHz y la banda de absorción es de más de 2.8 a 9 GHz.

Un absorbedor de metamaterial ultradelgado, compacto, de triple banda y con estabilidad al ángulo de polarización es documentado en [41]. La célula unitaria incluye una placa metálica, cuatro grupos de dipolos alrededor de un anillo cuadrado metálico conectado por cuatro grupos de pines y 1mm de dieléctrico de bajo costo. Los principales parámetros de diseño son optimizados para mostrar que cada una de las tres frecuencias de absorción pueden ser adaptadas separada y efectivamente. Los resultados experimentales demuestran que el absorbedor tiene buena tasa de absorción y características de insensibilidad al ángulo de polarización de las ondas incidentes TE y TM en las tres bandas de frecuencia. El absorbedor MM consiste de tres capas. La capa superior está compuesta de un patrón periódico, la capa inferior es de metal sólido. Para el cobre  $\sigma = 5.8 \times 10^7$  S/m. La capa dieléctrica es FR4,  $\epsilon_r = 4.4$  y  $\tan \delta = 0.02$ . Los resultados de la simulación muestran tres picos de absorción a 3.25, 9.45 y 10.9 GHz con tasas de absorción de más de 90%. En los resultados experimentales se logran visualizar las tres bandas de 3 a 5 GHz, de 7 a 10 GHz y de 10 a 13 GHz. La diferencia entre los resultados experimentales y simulados son debidos a los errores de fabricación y a la operación en las mediciones además de haber fragmentado las mediciones en dos partes.

En [42] se propone un método nuevo de diseño para absorbedores basados en SSF de pixeles. Considerando la posición relativa de resistores y parches pixeleados, la estimación del algoritmo de distribución es principalmente empleada para optimizar el desempeño de absorción. El proceso de optimización demuestra su disponibilidad y alta eficiencia. Se alcanza una banda de absorción de 3.08-6.0 GHz por debajo de -6dB formada con dos picos fuertes en

comparación con la pobre absorción en SSF de pixeles sin resistores. Las distribuciones de corriente de superficie simuladas sugieren que los resistores son la principal fuente de pérdida de energía de la OEM incidente. El absorbedor diseñado fue fabricado y la curva de reflexión medida corresponde a los resultados simulados. Con la finalidad de lograr un absorbedor nuevo, el algoritmo de distribución estimada (EDA) fue utilizado por primera vez debido a su simplicidad y rendimiento algorítmico en los problemas de dependencia de variable aleatoria. Se propone un método de diseño nuevo para absorbedores basados en SSF de pixeles con resistores (RPFSS). El desempeño de este absorbedor está optimizado mediante EDA teniendo en cuenta la posición coincidente entre los pixeles metálicos y las resistencias. La estructura del absorbedor está compuesta de 4 capas: una SSF, un sustrato, un dieléctrico y una placa metálica. La célula unitaria está pixeleada en un mallado de 10 x10. Cada pixel está representado por un bit indicando la presencia "1" o ausencia "0" de un conductor eléctrico perfecto PEC. El sustrato utilizado es FR4 con permitividad de 4.4 y  $\tan\delta=0.02$ . La capa dieléctrica escogida fue un panel de 3.2 mm debido a su alta resistencia y baja densidad con una permitividad de 1.07 y una  $\tan\delta=0.0017$ . El espesor total del absorbedor es de 4 mm. El tamaño de la célula unitaria es de 36 mm x 36 mm y el tamaño del pixel es de 3.6 mm x 3.6 mm. En los resultados simulados se presentan dos picos de absorción -8.67 dB a 3.64 GHz y -9.77 dB a 5.86 GHz. Al realizar las mediciones de la estructura fabricada se tiene -14.39 dB a 3.8 GHz y -10.14 dB a 5.68 GHz.

En [43] se propone un procedimiento rápido y eficiente para una nueva clase de absorbedor electromagnético selectivo de frecuencia de bajo perfil, con bandas de absorción y reflexión bien definidas así como la selectividad entre las dos. Una contribución de este trabajo es la combinación de sublongitudes de onda no resonantes capacitivas y arreglos inductivos los cuales conducen a diseños estables al ángulo de polarización de la onda incidente. Otra novedad radica en el uso de técnicas de síntesis rigurosas que permitan la selección de las frecuencias de corte de manera eficiente y nivel de reflexión.

Cabe destacar que se investigó por primera vez las características de absorbedores planos fuera de banda y se demostraron diseños que, a frecuencias inferiores a la banda de absorción, presentan alta reflexión con una fase de reflexión plana. Más allá de las aplicaciones tradicionales, la combinación de una banda de absorción bien definida con tales propiedades fuera de la banda de reflexión hace que los absorbedores selectivos de frecuencia puedan ser aptos para reflectores de antena de comunicación satelital de doble banda: transmisión y recepción, donde la proporción de 1:15 es normalmente requerida.

Se documentan dos ejemplos de absorbedores: uno de tercer orden y otro de segundo orden.

Tercer orden: centrado a 10 GHz con un ancho de banda fraccional o relativo (FWB) de 30% para un nivel de reflexión de 20 dB. Se utilizó un sustrato de  $\epsilon_r=10$  y  $\tan\delta=0.0035$  a 10 GHz. Las pérdidas de retorno son mejores a 20 dB de 8.7 a 11.6 GHz.

Segundo Orden: Para un satélite de comunicación en la banda Ku se requiere un FWB de 5% centrado a 17.8 GHz para U/L y un FBW de 7% centrado a 12 GHz para D/L. La banda de absorción está centrada a 17.7 GHz con un FBW del 6% para una reflexión de 20 dB. El espesor total del absorbedor es de 1.52 mm, el cual es cerca de  $0.09\lambda$ . Las resistencias de acuerdo al modelo obtenido son:  $R_{s1}=0.68 \Omega$ ,  $R_{s1}=4.68 \Omega$  and  $R_{s2}=0.68 \Omega/\text{cuadro}$ . Para la banda de reflexión de 10 a 13 GHz las pérdidas de reflexión son menores a 0.13 dB cuando el ángulo de incidencia varía de  $0^\circ$  a  $40^\circ$  para ambas polarizaciones. Para verificar el absorbedor experimentalmente, se fabricó otra estructura de segundo orden centrado a 9 GHz con un FBW de 22% a 20 dB. El espesor total es de 6.26 mm, el cual es aproximadamente  $0.18\lambda_0$ , con tres capas de sustrato Taconic CER-10 laminates ( $\epsilon_r=10$ , espesor de 1.58 mm) y dos capas de Eccosorb-GDS ( $\epsilon_r=13$ ,  $\tan\delta_\epsilon=0.2$ ,  $\mu_r=1.7$ ,  $\tan\delta_\mu=0.78$ , espesor de 0.76 mm). La absorción medida en 9 GHz se encuentra alrededor de 3 dB menos que el simulado y es atribuido a las tolerancias en la fabricación. Las pérdidas de inserción son menores a 0.35 dB de 2.2 a 5.1 GHz con buen acoplamiento de fase a los resultados simulados. En dicho trabajo los autores concluyen que el procedimiento utilizado para una nueva clase de absorbedor multicapa de bajo perfil guía hacia un diseño eficiente con un ancho de banda bien definido, además de presentar reflexión fuera de la banda de absorción, lo cual puede ser aplicado a antenas reflectores de doble banda.

Existen recubrimientos delgados de absorción de microondas que pueden operar en una amplia gama de frecuencias. En [44] se estudia una técnica en la que se mezcla una SSF fractal con revestimientos de una y dos capas. Estos recubrimientos se componen de partículas de Ti de tamaño de micrómetros (80-90  $\mu\text{m}$ ) y nanómetros (20-30 nm) basadas en  $\text{Fe}_3\text{O}_4$  (80-100 nm). El principal objetivo del estudio es lograr buena absorción con amplio ancho de banda correspondiente a pérdidas de retorno  $<10$  dB para espesores de recubrimiento menores a 1.5 mm. Se realizaron mediciones de guía de onda para obtener la permitividad eléctrica compleja efectiva ( $\epsilon_r=\epsilon'_r-j\epsilon''_r$ ), la permeabilidad magnética compleja efectiva ( $\mu_r=\mu'_r-j\mu''_r$ ) y valores de compuestos heterogéneos de  $\text{Fe}_3\text{O}_4$ . Los valores medidos de  $\epsilon'_r$ ,  $\epsilon''_r$ ,  $\mu'_r$  y  $\mu''_r$  son valores utilizados para el diseño de absorbedores compuestos de doble capa, donde la selección compuesta adecuada, preferencias de capas, así como su espesor son optimizadas usando un algoritmo genético. Las SSF basadas en la geometría de fractal han sido diseñadas usando un sistema de funciones de iteración, el cual está embebido con

absorbedores de una o dos capas para examinar su efecto en la absorción. En el artículo se presenta la viabilidad de los recubrimientos compuestos absorbedores de banda ancha y estrecha utilizando el concepto de multicapa y SSF fractal en un compuesto heterogéneo de  $\text{Fe}_3\text{O}_4\text{-Ti}$ . El recubrimiento de doble capa de alto orden fractal Sierpinski gasket mostró características de absorción notable comparado con el recubrimiento de doble capa sin fractal. Las pérdidas de retorno de 36.38 dB A 11.3 GHz y su correspondiente ancho de banda de 3.1 GHz es alcanzado por recubrimientos de doble capa sin SSF. Por otro lado el fractal Sierpinski gasket embebido en una cubierta de doble capa con un espesor de 1.4 mm posee pérdidas de retorno de 35.57 dB a 9.5 GHz con un ancho de banda amplio de 4.2 GHz. Por lo tanto se demostró que es un buen concepto combinar un fractal Sierpinski gasket con un recubrimiento heterogéneo, el cual puede ser utilizado en varias aplicaciones.

En [45] se presenta una SSF activa la cual es conmutada como un radar absorbedor y superficie de transmisión utilizando diodos pin a la misma frecuencia. Los diodos son puestos a ambos lados de la SSF. Los coeficientes de reflexión y transmisión simulados con los diodos en estado de apagado son -23 dB y -13 dB a 9 GHz respectivamente. La onda incidente es absorbida por la SSF activa. El coeficiente de transmisión simulado con los diodos en estado de encendido es de -0.6 dB a la misma frecuencia. La onda incidente es transmitida a través de la SSF activa. La estructura está hecha con resina de éter de polifenileno (PPE) ( $\epsilon_r=3.5$ ,  $\tan\delta=0.005$ ) líneas de cobre de 0.035mm y espacios de 2 mm en ambos lados del dieléctrico. La superficie propuesta está diseñada para desempeñarse como un radar absorbedor con diodos en estado de apagado y una superficie de transmisión con diodos en estado de encendido a 9 GHz. El lado opuesto resuena y refleja la onda incidente como un plato de metal y el lado de enfrente absorbe las microondas. Ambos lados con los diodos en estado de encendido no resuenan y se vuelve alta impedancia, la onda incidente es transmitida a través de la SSF. Las mediciones experimentales muestran que los coeficientes de reflexión y transmisión con diodos en estado de apagado son -27 dB y -17 dB a 9 GHz respectivamente. Esto significa que el 0.2 % y el 2% de la energía incidente fue reflejada y transmitida respectivamente, así el 98% de energía fue absorbida por la SSF por lo que se menciona en el artículo que dicha estructura puede ser empleada como radar absorbedor. Por otra parte los coeficientes de reflexión y transmisión con diodos en estado de encendido fueron de -13 dB y -0.3 dB respectivamente a 9 GHz. El 5 % y el 93% de la energía de la onda incidente fue reflejada y transmitida respectivamente, así el 2% de la energía fue absorbida por lo que los autores comentan que dicha estructura podría ser utilizada como superficie de transmisión.

Por otra parte, la investigación sobre diferentes tipos de sustratos como vidrio también debe ser contemplada ya que las señales de comunicación móviles deben viajar a través de edificios y las ventanas pueden desempeñar un papel muy importante para su adecuada transmisión. En el periodo de 2007 a 2012, investigaciones de SSF sobre vidrio ahorrador de energía (Energy Saving Glass ESG) han sido publicados [46-52].

En [49] se presenta una SSF paso banda doble basada en vidrio ahorrador de energía de cubierta dura. El objetivo es generar un nuevo diseño de una SSF sobre vidrio ahorrador de energía (ESG) el cual será usado en un edificio inteligente en Edith Cowan University (ECU). El ESG está hecho de una cubierta transparente de capa conductora sobre un sustrato de vidrio, el cual atenúa radiaciones infrarrojas (IR) para propósitos de almacenamiento de energía. Sin embargo la cubierta también atenúa las señales de Wi-fi y UMTS, las cuales son necesarias para los sistemas de comunicación dentro de la Universidad. La técnica de SSF es utilizada para mejorar la transmisión de señales de RF/MW a través de ESG mediante la generación de arreglos de patrones en la capa de cubierta dura. El diseño de la SSF paso banda doble ha alcanzado los requerimientos de transmisión para dos bandas específicas de frecuencia con respuesta en frecuencia estable para ambos modos de polarización TE y TM a ángulos de incidencia normal y oblicuos arriba de los 60°. El anillo cuadrado doble sustenta 92.7% de la eficiencia de ESG por atenuación de las radiaciones IR. Esta metodología de diseño puede ser adaptada como una referencia general, la cual es adecuada para aplicaciones bajo circunstancias similares.

El uso de vidrio ahorrador de energía ESG en arquitectura de edificios modernos se ha vuelto muy popular. Este ESG es fabricado aplicando una capa delgada uniforme de cubierta pirolítica (cubierta dura) u óxido de metal (cubierta suave) sobre un sustrato de vidrio mediante procesos diferentes, por ejemplo, el método de deposición química de vapor. La cubierta puede ser depositada sobre uno o ambos lados de vidrio ordinario/flotante. El vidrio cubierto es capaz de transmitir la luz visible mientras refleja las radiaciones IR a temperatura ambiente, de esta manera se logra el aislamiento de IR, el cual puede ser utilizado para mantener cálidos los edificios en invierno y frescos en verano, resultando un ahorro de energía significativo. Como un ejemplo una ventana ESG de acristalamiento sencillo es capaz de aumentar la temperatura ambiente en 8°C, si afuera se está a -10°C. Cuando un vidrio de acristalamiento doble de 3-10 mm de espesor es utilizado, se puede alcanzar un incremento de 15°C. Entre diferentes tipos de cubiertas, la cubierta dura es más durable y fácil de manejar comparada con la cubierta

suave, el recubrimiento suave proporciona atenuación alta de IR pero la capa cubierta con óxido de metal puede dañarse fácilmente si no es manejada cuidadosamente.

Sin embargo, una cuestión asociada con la aplicación de ESG es que la cubierta también atenúa las señales de RF/MW tales como telefonía móvil, Wi-Fi, seguridad y señales de comunicación personal. Generalmente hablando de cubierta suave el resultado son 30 dB de atenuación dentro del rango de RF/MW, mientras que las capas de cubierta dura atenúan por encima de los 200 dB dentro del mismo rango de frecuencias. Para superar este problema, la técnica de SSF puede ser utilizada, la cual permite la transmisión de señales de RF además de las radiaciones dentro del rango de luz visible sin cambiar significativamente la atenuación IR.

La SSF paso banda doble utiliza un anillo doble cuadrado, éste da respuesta en frecuencia estable al ángulo de incidencia de la señal para ambas polarizaciones TE Y TM. Para la polarización TE el diseño final da una máxima atenuación de 4dB sobre la banda de WCDMA850 (824-894 MHz), mientras que el ancho de banda a -10 dB se encuentra entre 388 - 651 MHz para diferentes ángulos de incidencia. Para WCDMA2100, la máxima atenuación a ángulos de incidencia oblicuos es de 11 dB), mientras que el ancho de banda a -10 dB se encuentra entre 357 ~ 923 MHz. Para la polarización TM comparada con la TE se tienen anchos de banda más grandes de las dos bandas de paso, el ancho de banda obtenido para  $f_c = 887$  MHz tiene un rango entre 655 ~ 1046 MHz, mientras que para la banda de 2112 MHz el rango se encuentra entre 921 ~ 1252 MHz, respecto a -10 dB de coeficiente de transmisión. Las bandas de WCDMA850 y WCDMA2100 pueden ser transmitidas con menos de 8 dB de atenuación para ángulos  $\leq 60^\circ$ . La frecuencia de resonancia es también estable sobre ángulos de incidencia en el rango de  $0^\circ - 60^\circ$ .

En [51] se presenta una SSF también diseñada sobre ESG con una capa de cubierta dura para mejorar la transmisión de señales de RF/MW a través de edificios modernos. Un anillo cuadrado y una cruz de dipolos cargados superiormente son combinados para producir un filtro paso banda doble para mejorar la transmisión de señales UMTS y Wi-Fi, mientras mantiene propiedades de aislamiento de IR del ESG. Se presenta un diseño optimizado, el cual atenúa menos de 10 dB dentro de las bandas requeridas, reduciendo ambas el área cubierta total y atenuación de IR en 12.35%. Una respuesta estable es alcanzada a ángulos de incidencia de la señal entre  $0^\circ - 60^\circ$  para polarizaciones TE y TM. Referente a la permitividad del sustrato el ancho de banda puede aumentar reduciendo el valor de la permitividad, por ejemplo 60 MHz más aumentó el valor de la permitividad en una unidad. También el ancho de banda y la frecuencia de resonancia de redujeron drásticamente con valores muy altos de permitividad. El

espesor del sustrato también juega un papel dentro de las características de transmisión, en el primer paso banda un pequeño incremento de 4 a 6 mm redujo el ancho de banda en 70 MHz además de reducir la frecuencia de resonancia y la frecuencia de supresión de banda. Sin embargo no hubo cambio significativo al variar dicho parámetro de 8 a 10 mm. Para el segundo paso banda, el ancho de banda se incrementó progresivamente como los valores del espesor eran incrementados, sin embargo el punto de supresión de banda y la frecuencia de resonancia se redujeron como el espesor del sustrato se incrementaba.

En [52] expone el diseño de una SSF paso banda para paneles de vidrio ahorradores de energía de doble capa. El diseño proporciona transmisión satisfactoria de 0.5 a 2 GHz. Este diseño tiene ventajas sobre algunas SSF de doble banda anteriores:

- a) El ancho de banda de transmisión es significativamente amplio
- b) No bloquea señales de comunicación importante como GSM (1800 MHz)
- c) Asegura señales a 2.45 GHz, confinándolas al interior del edificio.

Sólo resultados teóricos son mostrados en la investigación. El panel de doble capa con SSF de capa dura deja pasar señales de 0.5 a 2 GHz con una atenuación de menos de 11 dB. Su banda de transmisión es de 1.5 GHz y deja pasar las señales a 1800 MHz (GSM) satisfactoriamente. Por otra parte bloquea la señal de 2.45 GHz (WLAN/Wi-Fi) con una atenuación de cerca de 30 dB. El porcentaje de área de cubierta removida es del 9%, lo cual es aceptable. También puede ser diseñado para vidrio de cubierta suave y ser protegido por apilación de vidrio.

En [53] se reporta una SSF paso banda para comunicaciones inalámbricas que mejora la expuesta en [54]. Se comenta que una SSF con elementos fractales miniatura provee pérdidas de transmisión de 3 dB a señales de telefonía celular y más de 38 dB de atenuación para señales entre 2.4 -2.45 GHz. El fractal ha sido previamente implementado para una banda doble con una relación de banda reflexión/transmisión de 3, por ejemplo  $f_r/f_t=3$  [54] y para este reporte fue diseñado para una relación más pequeña  $2.4/2=1.2$ . Se comenta que debe contemplarse que usualmente ventanas no transparentes son requeridas para seguridad y privacidad por lo que varios dieléctricos oscuros como duroid 6006 o TMM-6 también pueden ser utilizados en el diseño de la SSF.

De acuerdo a lo comentado anteriormente, algunas investigaciones reportan la utilización de plásticos como sustratos.

En [55] se reporta una SSF de anillo circular con características de supresor de banda, permitiendo a los cuartos adyacentes mantenerse aislados de redes de área local para la reutilización de frecuencia mientras otras frecuencias pasan a través de las paredes con atenuación mínima. La SSF fue impresa en un sustrato flexible de plástico, con una permitividad de 3.2, una banda suprimida a los 12.3 GHz y un ancho de banda de 3.5 GHz a -10 dB. Debido a que la estructura no tiene un plano de tierra, la frecuencia de supresión de banda puede ser sensible a las propiedades magnéticas de los materiales de las paredes y a su espesor. Dichos efectos fueron investigados para diferentes objetos. La permitividad en el rango de  $1 < \epsilon_r < 10$  y diferentes espesores  $d$ . Cuando la SSF sobre un sustrato muy delgado es puesta sobre un objeto, la frecuencia de supresión de banda disminuye conforme la permitividad relativa del objeto se incrementa. En cuanto al espesor del objeto, se consideraron diferentes materiales para puertas y ventanas y se incrementó  $d$  de 1 a 20 mm. Para madera, concreto, vidrio y papel. Los resultados mostraron que hay un cambio significativo en la frecuencia de supresión de banda para  $d > 1$  mm, por lo que no es un parámetro importante en la atenuación de la señal. Se muestra como varía el ancho de banda cuando la SSF se encuentra o no en un objeto. Cuando no se encuentra en un objeto éste es de 3.5 GHz y cuando se sitúa en uno con  $\epsilon_r = 10$  disminuye a 2.5 GHz, por lo tanto una SSF diseñada para su uso sobre madera y concreto no funcionará satisfactoriamente en vidrio. Por lo tanto la SSF deberá ser específicamente diseñada para un objeto.

En [56] se presenta una SSF de doble banda sobre plástico que transmite señales a 1.5 GHz y 5.8 GHz. Dicha característica es implementada de dos maneras: por dos anillos o por un anillo ranurado fractal. La idea de realizar estas SSF sobre plástico es que dicho material de bajo peso ha sido utilizado para reducir el consumo de energía en el cuerpo y ventanas de los automóviles, además la capacidad de blindaje electromagnético es menor en metales y vidrio por lo que la interferencia electromagnética entre dispositivos de los autos puede ser eliminada sustituyendo el metal y el vidrio por el plástico. Por otra parte como en muchos otros lugares, algunas frecuencias específicas deben ser utilizadas por las aplicaciones de los autos como señales inalámbricas de GPS y telefonía celular por lo cual la implementación debe ser multibanda. Los autores presentan anillos combinados de multiperiodicidad, donde la cercanía de los elementos opera a un amplio ancho de banda de la frecuencia de resonancia más alta. En la SSF fractal, el camino de la ranura logra ambas resonancias y reduce el tamaño del período. La razón de la reducción de tamaño es investigada por la distribución del campo eléctrico. Las polarizaciones vertical y horizontal independientes se desarrollan utilizando un anillo de ranura simétrico.

También se han realizado diseños denominados híbridos. En [57] y [58] la estructura consiste en una SSF sobre FR4 y vidrio. En [57] se presenta una estructura de apertura anular circular combinada con una apertura anular cuadrada central y en [58] se presentan dos estructuras: una apertura de anillo circular y una apertura de anillo cuadrado. Las frecuencias de interés son 2.4 GHz y 5.2 GHz para ambas investigaciones. Los coeficientes de transmisión y reflexión son analizados para seis diferentes configuraciones para cada estructura, mostrando como el material híbrido FR4 + vidrio afecta la transmisión y la reflexión de la SSF. Dichas configuraciones están basadas en la posición de la SSF, el FR4 y el vidrio. En [57] se muestra como la impedancia característica de la SSF puede ser disminuida utilizando materiales híbridos FR4+vidrio y vidrio +FR4. La frecuencia se modifica de 2.4 GHz a 1.64 GHz y de 5.2 GHz a 3.15 GHz cuando se utilizan materiales híbridos. Los resultados muestran que los materiales híbridos afectan las pérdidas de retorno y la transmisión de la señal. El tamaño de la SSF puede ser reducida al 50% para que la respuesta en frecuencia deseada pueda ser alcanzada. En un trabajo futuro es necesario reducir el tamaño de la SSF para que el costo del proyecto pueda ser también reducido.

Respecto a los resultados en [58], las pérdidas de retorno para la apertura circular variaron en el rango de 23 a 27 dB y para la apertura de anillo cuadrado variaron de 16 a 18 dB. El anillo circular tuvo las pérdidas de retorno más altas al igual que la eficiencia, comparadas con las del anillo cuadrado. Se muestra que al usar materiales híbridos, éstos pueden modificar la frecuencia.

Dentro de las SSF activas con funcionalidades de absorción/reflexión, simetría cuádruple e insensibilidad a la polarización se encuentran [59-61]. En los tres diseños se utilizó FR4 como sustrato, grabando el patrón de la SSF en una de las caras metálicas del sustrato y dejando la otra como plato metálico. En [59] se diseñó una SSF con anillos cuadrados interconectados diagonalmente con diodos PIN. La simulación numérica y las mediciones experimentales del diseño coincidieron, se reportó para el estado de apagado absorción en 3.70 GHz con un coeficiente de reflexión de -19.1dB y para el estado de encendido se mostró completa reflexión de 2 a 6 GHz. Además para aumentar el ancho de banda de absorción se añadieron a la estructura resistores, se dejó un espaciado de 8mm entre el dieléctrico y el plato metálico y se modificaron las dimensiones del patrón de la SSF para operar en la banda de 4 a 8 GHz. Los resultados mostraron en el estado de apagado absorción a -10dB con un ancho de banda de 4.46 GHz (3.56-8.16 GHz). En el estado de encendido muestra buena reflexión en todo el rango de frecuencia. En [60] la variación del diseño de la SSF consiste en anillos circulares

conectados diagonalmente por líneas dobles (lo que ofrece miniaturización al diseño) cada una con un diodo PIN. De igual manera se dejó una de las capas metálicas del FR4 como plato metálico. En el estado de apagado la estructura presenta absorción con una banda angosta en 2.41 GHz y un coeficiente de reflexión de -10.93 dB. En el estado de apagado se muestra reflexión total de 1 a 4 GHz. En [61] el arreglo se basa sólo en anillos circulares con 4 diodos PIN, la absorción de presenta para ambos estados en diferentes frecuencias, para el estado de encendido presentó un coeficiente de reflexión de -11.38 dB para 3.41 GHz, y en el estado de apagado el coeficiente de reflexión fue de -11.53 dB en 5.35 GHz.

En [62] se propone un absorbedor para radar de banda ancha sintonizable, el patrón de la SSF son dos semicírculos unidos por un diodos PIN con la finalidad de proveer una impedancia variable. Las mediciones muestran que la estructura puede ser sintonizada para proporcionar un coeficiente de reflexión variable continuo menor a -10 dB de 2 a 11.3 GHz. El espesor de la estructura es de 8.8mm, lo que lo hace tener un mejor desempeño comparado a los absorbedores de este mismo tamaño.

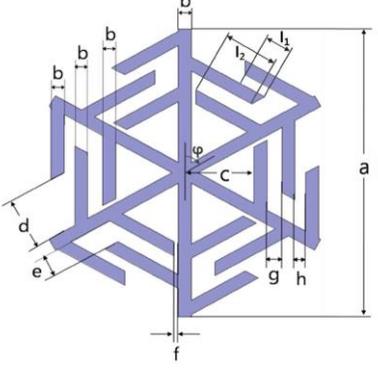
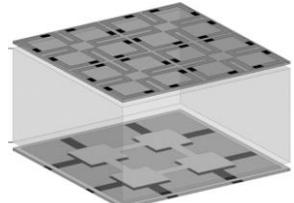
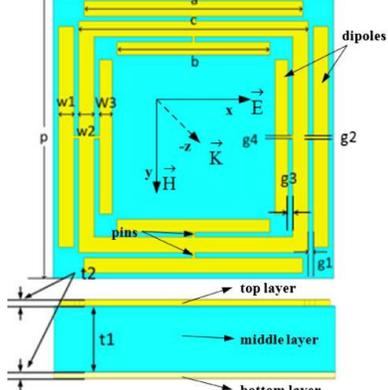
Otro ejemplo de absorbedor/reflector conmutable es [63]. Está compuesto por una SSF de anillo doble dividido. El anillo exterior contiene 2 ranuras, cada una con dos diodos PIN. Dicha geometría con resonancia acoplada le ayuda a lograr propiedades conmutables de banda ancha. La frecuencia de operación se sitúa de 4 a 8 GHz. La estructura se realizó en FR4 y una capa de aislamiento entre la capa patrón y la placa metálica. En el estado de apagado (0 V) el comportamiento fue de un absorbedor de banda ancha 3.2 GHz (3.8 a 7 GHz) con -10dB de reflexión, excepto de 5.1-5.5 GHz donde la absorción disminuyó significativamente. En el estado de encendido (10 V) presentó reflexión promedio de -2.8 dB de 4 a 8 GHz y -0.6 dB alrededor de la frecuencia central de la banda de operación.

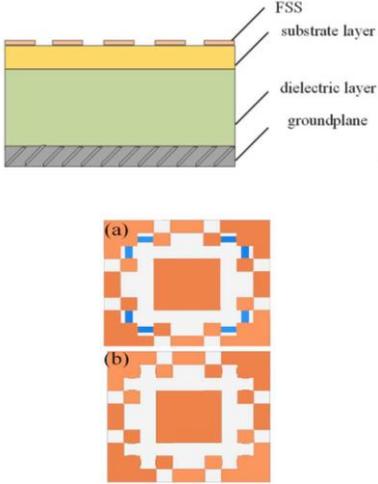
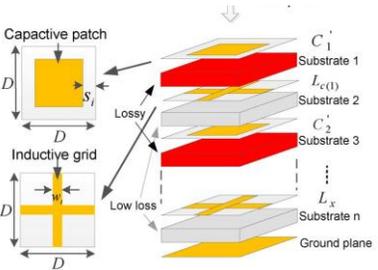
En [64] se presenta una SSF multifuncional que opera de 6 a 14 GHz. Es una estructura impresa en ambos lados de un FR4, con diodos PIN alimentados paralelamente. La multifuncionalidad es lograda a través del control independiente de dicha alimentación en cada uno de los lados del FR4 logrando 4 diferentes estados:

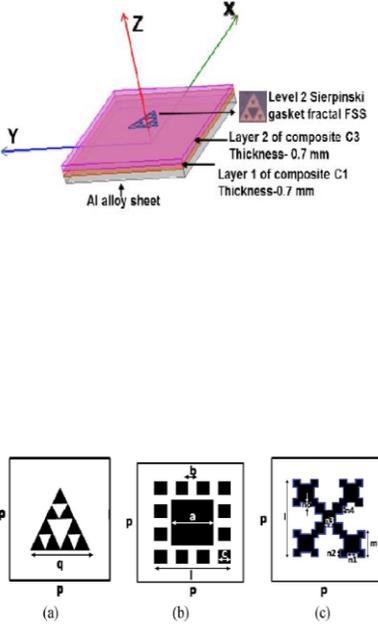
- apagado-apagado, con transmisión en 7.17 GHz y pérdidas de inserción de 2.36 dB
- apagado-encendido, con absorción del 94% en 8.75 GHz.
- encendido-apagado, con transmisión en 8.08 GHz y pérdidas de inserción de 2.76 dB.
- encendido-encendido, con reflexión en toda la banda de operación.

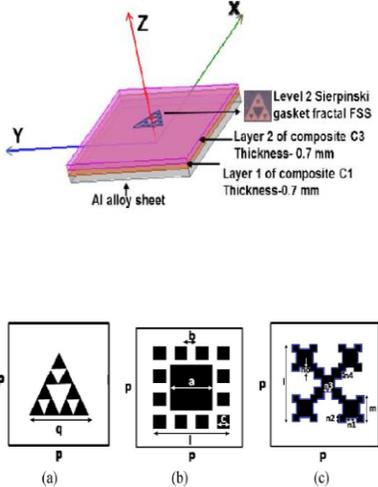
En un estudio posterior [65] una SSF activa es conmutable y sintonizable entre la transmisión y la absorción mediante la implementación de diodos pin y varactores respectivamente. La transmisión se puede sintonizar de 3.7 a 4.27 GHz con pérdidas de inserción de 1.96-4.3 dB y la absorción puede ir de 4.28 a 5.12 GHz con 78.77-90.78%.

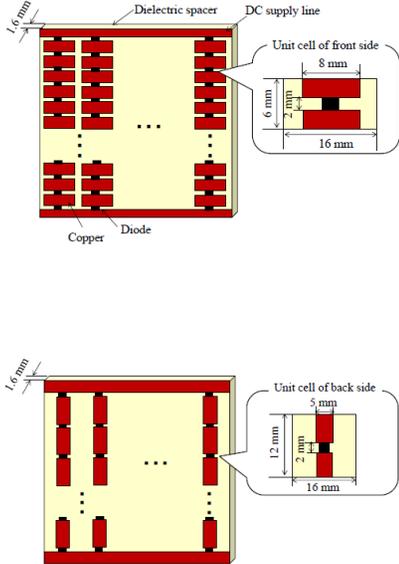
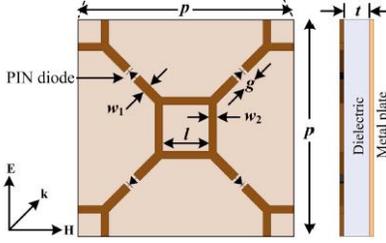
### Estado del arte de SSF absorbedoras

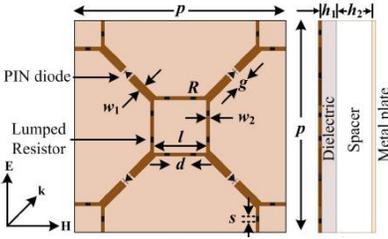
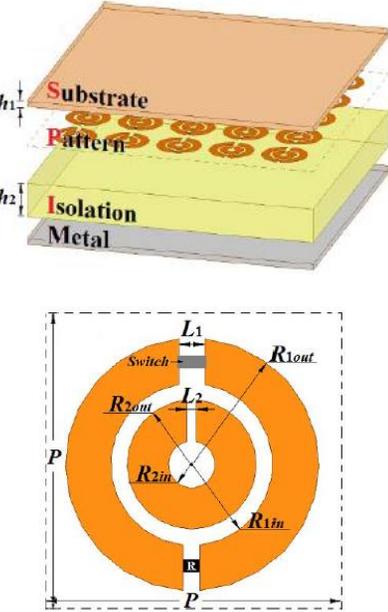
Autor / Ref.	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
Lee J. [39]	2015	Absorbe. Tres diferentes anchos de banda-doble resonancia	Banda de absorción $f_{r1}=9.5$ $f_{r2}=10.9$		Absorbedor doble banda: $f_1=9.61$ GHz, $f_2=10.9$ GHz Ancho de banda a -3dB $f_c=10.01$ GHz al 10% Ancho de banda a -10dB $f_c=10.18$ GHz al 4%	FR4 (0.6mm) $\epsilon_r=3.7$ $\tan\delta=0.02$ / Cobre
Chen Q. [40]	2015	Transmite y absorbe en diferente banda de frecuencias	Transmisión $f_t=0.92$ Absorción 3-9		Banda de transmisión = 0.92 GHz Pérdidas de inserción < 0.5 dB Banda de absorción = 3-9 GHz	Placa resistiva y SSF: sustrato FMB, $\epsilon_r=2.25$ Espesor=0.25mm  Placas separadas por Polimetacrilimida PMI. , $\epsilon_r=1$
Zhai H. [41]	2015	Absorbe tres diferentes bandas de frecuencia.	Picos de absorción: n: 3.25 9.45 10.9		Bandas de absorción: 3 - 5 GHz 7 - 10 GHz 10.2 - 13 GHz  Tasa de absorción de 90%	FR4 $\epsilon_r=4.4$ $\tan\delta=0.02$ $t1=1$ mm/Cobre $\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m $t2=0.017$ mm

Autor Ref. / Año Pub.	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
Mengyun Zhao [42]	2015	Absorbe una banda de frecuencia mediante resistores. Resistor loaded pixelated FSS (RPFSS)	2-6	 <p>The diagram shows a cross-section of the RPFSS structure with layers: FSS, substrate layer, dielectric layer, and groundplane. Below are two top-view unit cell designs: (a) a square unit cell with a central square patch and four resistors at the corners, and (b) a similar unit cell with a different patch and resistor arrangement.</p>	<p>Absorción por debajo de los 6dB.            Coeficiente de reflexión            -14.39 dB a 3.8 GHz            -10.14 dB a 5.68 GHz</p>	<p>FR4  <math>\epsilon_r = 4.4</math>  <math>\tan\delta = 0.02</math>            espesor=0.8mm/            Honeycomb  <math>\epsilon_r = 1.07</math>  <math>\tan\delta = 0.0017</math>            espesor=3.2mm</p>
Wenxing Tang [43]	2015	Absorbe y refleja		 <p>The diagram illustrates a multi-layered FSS structure. On the left, a unit cell is shown with a capacitive patch (a square with a central hole) and an inductive grid (a cross). Dimensions <math>D</math> and <math>S_i</math> are indicated. On the right, a 3D view shows multiple substrate layers (Substrate 1, 2, 3, ..., n) with a ground plane. The structure includes capacitive patches (<math>C_1, C_2, \dots</math>) and inductive grids (<math>L_{c(1)}, L_x</math>). Arrows indicate 'Lossy' and 'Low loss' regions.</p>	<p>A. Tercer orden:            8.7-11.6 GHz, <math>f_c = 10\text{GHz}</math>            FBW =30% Reflexión de 20 dB.            B. Segundo orden: <math>f_c = 17.7\text{GHz}</math>            FBW =6% Reflexión de 20 dB            C. Segundo orden: <math>f_c = 9\text{GHz}</math>            FBW =22% Reflexión de 20 dB            Banda de reflexión de 2-5GHz            con pérdidas de reflexión            menores a 0.5 dB.</p>	<p>A. Tercer orden:            sustrato  <math>\epsilon_r = 10</math>  <math>\tan\delta = 0.05, 0.2, 0.5</math>            B. Segundo orden  <math>\tan\delta = 0.0035</math>            C. Segundo orden  <math>\epsilon_r = 13</math>  <math>\tan\delta = 0.2</math></p>

Autor / Ref.	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
Panwar,R [44]	2015	SSF de fractal embebida en un absorbedor multicapa compuesto por material magnético-dieléctrico		 <p>Level 2 Sierpinski gasket fractal FSS Layer 2 of composite C3 Thickness-0.7 mm Layer 1 of composite C1 Thickness-0.7 mm Al alloy sheet</p> <p>Periodic unit cells of fractal FSSs. (a) Sierpinski gasket. (b) Sierpinski carpet. (c) Minkowski loop.</p>	<p>Espesor de acoplamiento</p> <p>Capa simple</p> <p>C1 1.7 mm. RL=2.42dB a 10.5 GHz BW=3.2 GHz de 8.8-12 GHz</p> <p>C2 1.5 mm. RL=19.41dB a 10.4 GHz BW=2.6 GHz de 9-11 GHz</p> <p>C3 1.6 mm. RL= 32.5dB a 9.4 GHz BW=3.6 GHz de 8.5-11.5 GHz</p> <p>Capa doble</p> <p>C1 y C3 (0.8+0.5mm=1.3 mm) RL=38.64dB a 12.4 GHz BW=1.46 GHz de 8.8-12 GHz</p> <p>C3 y C1 (0.7+0.7mm=1.4 mm) RL=45.77dB a 11.1 GHz BW=3.36 GHz de 9.1-12.4 GHz</p> <p>C3 y C1 (0.7+0.8mm=1.5 mm) RL=28.74dB a 10.36GHz BW=3.1 GHz de 8.6-11.7 GHz.</p> <p>Fractales inmersos en capa simple.</p> <p>C1 (1.7 mm) S.gasket BW=2.6 GHz</p> <p>S.carpet RL=30.17 dB a 9.2 GHz BW= 1.8 GHz</p> <p>Minkowski RL=30.43 dB a 4.1 GHz BW= 0.5 GHz</p> <p>C2 S.gasket RL=28.81 dB a 9.2 GHz BW= 1.3 GHz</p>	<p>Tres tipos de composición con <math>Fe_3O_4-Ti</math>:</p> <p>C1 Nano <math>Fe_3O_4</math> (50%)- Micro Ti (50%)</p> <p>C2 Nano <math>Fe_3O_4</math> (50%)- Nano Ti (50%)</p> <p>C3 Nano <math>Fe_3O_4</math> (50%)- Micro Ti (25%) + Nano Ti (25%)</p> <p>Doble capa sobre PEC:</p> <p>C1 <math>\epsilon_r=16.54</math> a 10 GHz <math>\mu_r=1.3</math> a 8.2 GHz</p> <p>C2 <math>\epsilon_r=21.4</math> a 12 GHz <math>\mu_r=1.4</math> a 8.2 GHz</p> <p>C3 <math>\epsilon_r=18.8</math> a 9.6 GHz <math>\mu_r=1.4</math> a 8.2 GHz</p>

Autor Ref. /	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
Panwar,R [44]	2015	SSF de fractal embebida en un absorbedor multicapa compuesto por material magnético-dieléctrico		 <p>Level 2 Sierpinski gasket fractal FSS Layer 2 of composite C3 Thickness- 0.7 mm Layer 1 of composite C1 Thickness-0.7 mm Al alloy sheet</p> <p>Periodic unit cells of fractal FSSs. (a) Sierpinski gasket. (b) Sierpinski carpet. (c) Minkowski loop.</p>	<p>S.carpet y Minkowski BW= 1 GHz C3 (1.6 mm) S.gasket RL=23.31 dB a 8.3 GHz RL=35.76 dB a 8.8 GHz RL=33 dB a 9.7 GHz RL=13.61 dB a 10.6 GHz S.carpet RL=26.74 dB a 8.7 GHz BW= 2.06 GHz Minkowski RL=29.49 dB a 9.5 GHz BW= 1.26 GHz</p> <p>Doble Capa S.gasket n=0 RL=26.79 dB a 9.6 GHz BW= 3.6 GHz n=1 RL=33.65 dB a 9.7 GHz BW= 3.7 GHz n=2 RL=38.76 dB a 9.86 GHz BW= 3.9 GHz</p> <p>Mediciones</p> <p>Doble capa sin SSF de fractal RL=36.38 dB a 11.36 GHz BW= 3.1 GHz</p> <p>Doble capa con SSF de fractal S. gasket n=2. Espesor total &lt;1.5 mm RL=35.57 dB a 9.56 GHz BW= 4.2 GHz</p>	<p>Pérdidas tangenciales con fractal impresa, espesor de capas intermedias=1.4mm y placa metálica de Al con espesor de 2.00 mm:</p> <p>C1  <math>\tan \delta_{\epsilon} = 0.39</math> a 9.3 GHz  <math>\tan \delta_{\epsilon} = 0.33</math> a 12 GHz  <math>\tan \delta_{\mu} = 0.31</math> a 8.7 GHz  <math>\tan \delta_{\mu} = 0.25</math> a 10.1 GHz</p> <p>C3  <math>\tan \delta_{\epsilon} = 0.32</math> a 8.2 GHz  <math>\tan \delta_{\epsilon} = 0.27</math> a 9.9 GHz  <math>\tan \delta_{\mu} = 0.25</math> a 8.6 GHz</p>

Autor Ref. /	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
Kitagawa, S [45]	2015	Absorbe/Transmite	9		<p>Estado Apagado:  <math>S_{11} = -27\text{dB}</math> @ 9GHz  <math>S_{21} = -17\text{dB}</math> @9GHz</p> <p>Estado Encendido:  <math>S_{11} = -13\text{dB}</math> @ 9GHz  <math>S_{21} = -0.3\text{dB}</math> @9GHz</p>	<p>Éter de polifenileno  <math>\epsilon_r = 3.5</math>/  cobre</p>
S. Ghosh [59]	2016	Absorbe/Refleja	2-6		<p>Estado Apagado:  Absorción  <math>S_{11} = -19.1\text{dB}</math> @ 3.7GHz</p> <p>Estado Encendido:  Reflexión total de 2 a 6 GHz</p>	<p>FR4  <math>\epsilon_r = 4.4</math>  <math>\tan\delta = 0.02</math>  <math>l = 6\text{ mm}</math>  <math>w_1 = 1.2\text{ mm}</math>  <math>w_2 = 1\text{ mm}</math></p>

Autor Ref. /	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
S. Ghosh [59]	2016	Absorbe/Refleja	4-8		<p>Estado Apagado: Absorción S11=-10 dB en 3.56-8.16 GHz</p> <p>Estado Encendido: Reflexión total de 4 a 8 GHz</p>	<p><math>l=8</math> mm  <math>w1=1.2</math> mm  <math>w2=0.5</math>mm  <math>h1=1</math>mm  <math>h2=8</math>mm</p>
P. Kong [63]	2018	Absorbe/Refleja	3.7-8		<p>Estado Apagado: Absorción S11=-10dB @ 3.8-5.1 GHz 5.5-7 GHz</p> <p>Estado Encendido: Reflexión promedio: -2.8 dB de 4 a 8 GHz -0.6 dB @ 5 GHz</p>	<p>FR4  <math>\epsilon_r=4.4</math>  <math>\tan\delta=0.02</math>  <math>R1_{out}=14.95</math> mm  <math>R1_{in}=9.6</math> mm  <math>R2_{out}=7.66</math> mm  <math>R2_{in}=2.75</math> mm  <math>L1=3.1</math> mm  <math>L2=1.1</math> mm  <math>P=36</math> mm  <math>R=80</math> ohms</p>

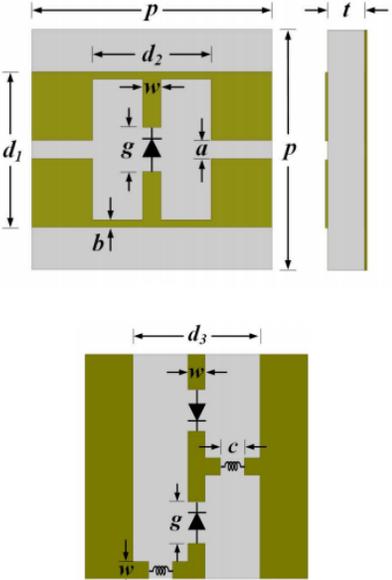
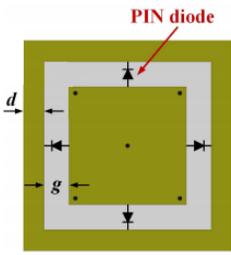
Autor Ref. /	Año Pub.	Tipo de SSF	F[GHz]	Celda unitaria	Resultados	Materiales y dimensiones
R. Phon [64]	2019	Absorbe/Transmite/ Refleja	6-14		<p>Estados:</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Apagado-apagado-Transmisión</li> <li>2. Apagado-encendido-Absorción</li> <li>3. Encendido-apagado-Transmisión</li> <li>4. Encendido-encendido-Reflector</li> </ol> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Transmisión en 7.17 GHz Pérdidas de inserción 2.36 dB</li> <li>2. Absorción en 8.75 GHz 94% de absorción.</li> <li>3. Transmisión en 8.08 GHz Pérdidas de inserción 2.76dB</li> <li>4. Refleja de 6 a 14 GHz</li> </ol> <p>Sensible a la polarización</p>	<p>FR4  <math>\epsilon_r=4.4</math>  <math>\tan\delta=0.02</math>  <math>p=6.5</math> mm  <math>d_1=4.2</math> mm  <math>d_2=3.8</math> mm  <math>d_3=3.7</math> mm  <math>a=0.5</math> mm  <math>b=0.2</math> mm  <math>c=0.7</math> mm  <math>g=1.2</math>mm  <math>w=0.5</math> mm  <math>t=1</math> mm</p>
R. Phon [65]	2019	Absorbe/Transmite/ Refleja	3 a 6		<p>Diodos PIN:  Estado apagado-Transmisión  Estado encendido-Absorción</p> <p>Transmisión de 3.7 a 4.27 GHz  Pérdidas de inserción 1.96-4.3 dB</p> <p>Absorción de 4.28 a 5.12 GHz  de 78.77-90.78%</p>	<p>FR4  <math>\epsilon_r=4.4</math>  <math>\tan\delta=0.02</math>  <math>p=10</math> mm  <math>a=3.5</math> mm  <math>b=0.3</math> mm  <math>c=0.2</math> mm  <math>d=1</math> mm  <math>e=1</math> mm  <math>g=1.2</math>mm  <math>w=0.5</math> mm  <math>t=1</math> mm</p>

Tabla 1. Estado del arte de SSF absorbedoras.

## Conclusiones del capítulo 1

La saturación del espectro radioeléctrico, principalmente en las bandas libres de 2.4 y 5 GHz, ha llevado a la investigación de dispositivos que realicen la transmisión de señales de manera óptima y segura. Uno de estos dispositivos es la superficie selectiva de frecuencia (SSF), que como su nombre lo indica, actúa como filtro seleccionando la frecuencia de la señal a transmitir. Su funcionamiento depende de las dimensiones de la estructura, su forma y las propiedades de los materiales empleados. Las SSF pueden ser pasivas o activas. Son activas cuando contienen elementos activos, como diodos, para cambiar sus parámetros de dispersión. La mayoría de las SSF utiliza la reflexión de las señales cuando no se desea transmitir pero esto ocasiona la multitrayectoria de las señales ocasionando en algunos casos degradación de la misma o interferencia. Con la finalidad de disminuir este problema se ha investigado la absorción de señales y su implementación en las SSF por lo que el presente trabajo se enfoca en la investigación de una superficie selectiva de frecuencia activa multifuncional, la cual tiene el objetivo de transmitir, reflejar y absorber señales en la banda de 4 a 6 GHz pero conmutando dichas funcionalidades a la misma frecuencia. En este capítulo se realizó un estudio acerca de los tipos de absorbedores utilizados en SSF, como los basados en metamateriales, las superficies conductoras magnéticas artificiales (AMC) y las de banda prohibida (EBG), mostrando que en los últimos diez años se han realizado diferentes SSF con capacidades de absorción pero sólo una se ha realizado en el año 2019 que contiene las tres funcionalidades mencionadas aunque no exactamente a la misma frecuencia ni en 2.4 o 5 GHz que son las frecuencias de interés en el presente trabajo por lo cual una de las aportaciones del mismo es que la investigación de la SSF multifuncional con transmisión, reflexión y absorción es en la misma frecuencia a 5GHz.

## Referencias

- [1] Taylor, Paul S., Edward A. Parker, and John C. Batchelor. "An active annular ring frequency selective surface." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 59, no. 9 (2011).pp 3265-3271.
- [2] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. New York: Wiley, 2000.
- [3] C. Mias, C. Tsakonas, and C. Oswald, "An Investigation Into the Feasibility of Designing Frequency Selective Windows Employing Periodic Structures," Tech. Rep. AY3922, Nottingham Trent Univ., Nottingham, U.K., 2001.
- [4] Kiani, G.I.; Weily, A.R.; Esselle, K.P. "A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Networks With Reduced Multipath Fading" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, No. 6, Jun 2006. Page(s): 378 – 380.
- [5] E. A. Parker and S.B. Savia. "Fields in an FSS screened enclosure" *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceeding*. Volume: 151 , 7 Feb.2004, Page(s): 77 – 80.
- [6] Kiani, G.I. ; Weily, A.R. ; Esselle, K.P.. "A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Networks With Reduced Multipath Fading" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, No. 6, Jun 2006. Page(s): 378 – 380.
- [7] Parker, E.A.; Robertson, J.B.; Sanz-Izquierdo, B.; Batchelor, J.C. "Minimal size FSS for long wavelength operation" *Electronics Letters*. Volume:44, Issue: 6, 2008 , Page(s): 394- 395.
- [8] Sanz-Izquierdo, B.; Robertson, J.B.; Parker, E.A.; Batchelor, J.C. "Minimal size of operation of fractal FSS" *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*. Page(s): 1- 4.
- [9] Kiani, G.I.; Ford, K.L.; Olsson, L.G.; Esselle, K.P.; Panagamuwa, C.J. "Switchable Frequency Selective Surface for Reconfigurable Electromagnetic Architecture of Buildings" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume. 58, No. 2, Feb 2010, Page(s): 581-584.

- [10] Taylor, Paul S., Edward A. Parker, and John C. Batchelor. "An active annular ring frequency selective surface." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 59, no. 9 (2011).pp 3265-3271.
- [11] Yiin, J.T.-P. ; Neve, M.J. ; Sowerby, K.W. "Investigating practical deployment of square loop frequency selective surfaces in the indoor wireless environment" *Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, 2013 Page(s): 191.
- [12] Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E.A., "Dual Polarized Reconfigurable Frequency Selective Surfaces," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.62, no.2, pp.764,771, Feb. 2014.
- [13] A. Itou, O. Hashimoto, H. Yokokawa, and K. Sumi, "A fundamental study of a thin  $\lambda/4$  wave absorber using FSS technology," *Electron.Commun. Jpn. (Part I: Commun.)*, vol. 87, no. 11, pp. 77–86, 2004.
- [14] A. Itou, H. Ebara, H. Nakajima, K. Wada, and O. Hashimoto, "An experimental study of a  $\lambda/4$  wave absorber using a frequency-selective surface," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 5, pp. 321–323, Mar. 2001.
- [15] Landy NI, Sajuyigbe S, Mock JJ, Smith DR, Padilla WJ. A perfect metamaterial absorber.*Phys. Rev. Lett.* 2008;100:207402.
- [16] Wen QY, Zhang HW, Xie YS, Yang QH, Liu YL. Dual band terahertz metamaterial absorber: design, fabrication, and characterization. *Appl. Phys. Lett.* 2009;95:241111.
- [17] Zhu B, Wang Z, Huang C, Feng Y, Zhao J, Jiang T. Polarization insensitive metamaterial absorber with wide incident angle. *Prog. Electromagnet. Res.* 2010;101:231–239.
- [18] Zhu B, Feng Y, Zhao J, Huang C, Wang Z, Jiang T. Polarization modulation by tunable electromagnetic metamaterial reflector/absorber. *Opt. Express.* 2010;18:23196–23203.
- [19] Sun J, Liu L, Dong G, Zhou J. An extremely broad band metamaterial absorber based on destructive interference. *Opt. Express.* 2011;19:21155–21162.

- [20] Lee J, Lim S. Bandwidth-enhanced and polarisation-insensitive metamaterial absorber using double resonance. *Electron. Lett.* 2011;47:8–9.
- [21] Liu Y, Gu S, Luo C. Ultra-thin broadband metamaterial absorber. *Appl. Phys. A.* 2012;108:19–24.
- [22] Wang B, Koschny T, Soukoulis CM. Wide-angle and polarization-independent chiral metamaterial absorber. *Phys. Rev. B.* 2009;80:033108.
- [23] Caddemi, A. & Donato, Nicola & Xibilia, M.G.. (2003). Advanced Simulation of Semiconductor Devices by Artificial Neural Networks: Special Issue on the Proceedings of the INTERNATIONAL WORKSHOP ON COMPUTATIONAL ELECTRONICS (IWCE-9). *Journal of Computational Electronics.* 2. 10.1023/B:JCEL.0000011442.17774.cf.
- [24] Armaki, Mahdi & Hosseini, Ebrahim & Anvarifard, Mohammad. (2010). "Modeling semiconductor devices by using Neuro Space Mapping". *Applied Mathematical Modelling.* 34. 10.1016/j.apm.2010.02.032.
- [25] J. Xu and D. E. Root, "Advances in artificial neural network models of active devices," *2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Ottawa, ON, 2015, pp. 1-3.
- [26] M. Li, O. İrsoy, C. Cardie and H. G. Xing, "Physics-Inspired Neural Networks for Efficient Device Compact Modeling," in *IEEE Journal on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits*, vol. 2, pp. 44-49, Dec. 2016.
- [27] J. Xu and D. E. Root, "Artificial neural networks for compound semiconductor device modeling and characterization," *2017 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Miami, FL, 2017, pp. 1-4.
- [28] Fang Wang and Qi-Jun Zhang, "Knowledge-based neural models for microwave design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2333-2343, Dec. 1997.

- [29] Wang, F., Devabhaktuni, V. K., Xi, C. and Zhang, Q., "Neural network structures and training algorithms for RF and microwave applications". *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, 9: 216-240. (1999)
- [30] Qi-Jun Zhang, K. C. Gupta and V. K. Devabhaktuni, "Artificial neural networks for RF and microwave design - from theory to practice," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1339-1350, April 2003.
- [31] Anhui Liang, Yanfeng Xu, Shouqing Jia and Guoquan Sun, "Neural networks for nonlinear modeling of microwave Schottky diodes," *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Nanjing, 2008, pp. 558-561.
- [32] J.Y. Rhee, Y.J. Yoo, K.W. Kim, Y.J. Kim & Y.P. Lee (2014) Metamaterial-based perfect absorbers, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 28:13, 1541-1580.
- [33] Munk BA. *Frequency selective surfaces: theory and design*. Wiley-Interscience: New York; 2000. pp 315-317.
- [34] Landy, N. I., Sajuyigbe, S., Mock, J. J., Smith, D. R. & Padilla, W. J. Perfect metamaterial absorber. *Phys. Rev. Lett.* 100, 07402 (2009).
- [35] Tomeo-Reyes I. *Aplicación de las Superficies de Alta Impedancia al Diseño de Antenas de Hilo de Bajo Perfil*. Universidad Carlos III de Madrid. Tesis de Ingeniería de Telecomunicación. Escuela Politécnica Superior. Enero 2008.
- [36] Bonache, J. *Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados*, Tesis doctoral, Universidad Autónoma de Barcelona, Diciembre 2006.
- [37] Casado, D. *Empleo de estructuras EBG (Electromagnetic Band Gap) para el diseño de antenas planas de alta eficiencia en la banda de 2.4 GHz*. Trabajo Final de Carrera. Universidad Politécnica de Valencia. Escuela Politécnica Superior de Gandia. 2012.
- [38] Martinez, I.; Panaretos, A.H.; Werner, D.H.; Oliveri, G.; Massa, A., "Ultra-thin reconfigurable electromagnetic metasurface absorbers," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, vol., no., pp.1843,1847, 8-12 April 2013.

- [39] Lee, J.; Yoo, M; Lim S. "A Study of Ultra-Thin Single Layer Frequency Selective Surface Microwave Absorbers With Three Different Bandwidths Using Double Resonance," in *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.63, no.1, pp.221-230, Jan. 2015.
- [40] Q.Chen; J.Bai; L.Chen; Y.Fu, "A Miniaturized Absorptive Frequency Selective Surface," in *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.14, no., pp.80-83, 2015.
- [41] Huiqing Zhai; Chuanhan Zhan; Zhenhua Li; Changhong Liang, "A Triple-Band Ultrathin Metamaterial Absorber With Wide-Angle and Polarization Stability," in *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.14, no., pp.241-244, 2015.
- [42] Mengyun Zhao; Xiaowei Yu; Qiao Wang; Peng Kong; Yun He; Ling Miao; Jianjun Jiang, "Novel Absorber Based on Pixelated Frequency Selective Surface Using Estimation of Distribution Algorithm," in *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.14, no., pp.1467-1470, 2015.
- [43] Wenxing Tang; Goussetis, G.; Legay, H.; Fonseca, N.J.G., "Efficient Synthesis of Low-Profile Angularly-Stable and Polarization-Independent Frequency-Selective Absorbers With a Reflection Band," in *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.63, no.2, pp.621-629, Feb. 2015.
- [44] Panwar, R.; Puthucheri, S.; Agarwala, V.; Singh, D., "Fractal Frequency-Selective Surface Embedded Thin Broadband Microwave Absorber Coatings Using Heterogeneous Composites," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.63, no.8, pp.2438-2448, Aug. 2015.
- [45] Kitagawa, S.; Suga, R.; Araki, K.; Hashimoto, O., "Active absorption/transmission FSS using diodes," in *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1538-1541, 16-22 Aug. 2015.
- [46] Kiani, G.I.; Karlsson, A.; Olsson, L.; Esselle, K.P., "Glass Characterization for Designing Frequency Selective Surfaces to Improve Transmission through Energy Saving Glass Windows," *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific* , vol., no., pp.1,4, 11-14 Dec. 2007.

[47] Kiani, G.; Olsson, L.; Karlsson, A.; Esselle, K., "Transmission analysis of energy saving glass windows for the purpose of providing FSS solutions at microwave frequencies," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1,4, 5-11 July 2008.

[48] Kiani, G.I.; Olsson, L.G.; Karlsson, A.; Esselle, K.P.; Nilsson, M., "Cross-Dipole Bandpass Frequency Selective Surface for Energy-Saving Glass Used in Buildings," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.59, no.2, pp.520,525, Feb. 2011.

[49] Ullah, I.; Xiaoli Zhao; Habibi, D.; Kiani, G., "Transmission improvement of UMTS and Wi-Fi signals through energy saving glass using FSS," *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2011 IEEE 12th Annual* , vol., no., pp.1,5, 18-19 April 2011.

[50] Sohail, S.I.; Kiani, G.I.; Esselle, K.P., "Enhancing RF/microwave efficient transmission through energy saving glass windows using Frequency Selective surface," *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.2262,2263, 3-8 July 2011.

[51] Ullah, I.; Habibi, D.; Xiaoli Zhao; Kiani, G., "Design of RF/Microwave efficient buildings using frequency selective surface," *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on* , vol., no., pp.2070,2074, 11-14 Sept. 2011

[52] Sohail, S.I.; Esselle, K.P.; Kiani, G., "Design of a bandpass FSS on dual layer energy saving glass for improved RF communication in modern buildings," *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE* , vol., no., pp.1,2, 8-14 July 2012.

[53] Wu, T.K., "Improved bandpass FSS for wireless communications," *Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), 2014 USNC-URSI* , vol., no., pp.153,153, 6-11 July 2014.

[54] Wu, T.K., "Improved Dual Band FSS Performance with Fractal Elements". *Microwave and Optical Technology Letters* / Vol. 54, No. 3, March 2012.

[55] Dewani, A.A.; Kanesan, M.; Thiel, D.V.; O'Keefe, S.G.; Varnoosfaderani, M.V., "Screen printed frequency selective surfaces for room isolation in buildings," *Antenna Technology:*

"Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications" (iWAT), 2014 International Workshop on , vol., no., pp.208,211, 4-6 March 2014.

[56] Tachikawa, K.; Sakakibara, K.; Kikuma, N.; Hirayama, H.; Kumaki, K.; Hori, S., "Transmission properties of dual-band loop slot Frequency Selective Surfaces on plastic board," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2012 15th International Symposium on , vol., no., pp.1,4, 25-28 June 2012.

[57] Md Shukor, M.; Abd Aziz, M.Z.A.; Ahmad, B.H.; Suaidi, M.K.; Johar, M.F.; Salleh, S.N.; Azmin, F.A.; Malek, F., "Design and characteristic impedance modelling of dual band frequency selective surface (FSS) on hybrid material," *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014 8th European Conference on , vol., no., pp.1974,1978, 6-11 April 2014.

[58] Md Shukor, M.; Abd Aziz, M.Z.A.; Ahmad, B.H.; Suaidi, M.K.; Johar, M.F.; Othman, M.A.; Salleh, S.N.; Azmin, F.A.; Abd Malek, M.F., "Characteristic impedance modelling of circular loop and square loop frequency selective surface (FSS) on hybrid material," *Technology Management and Emerging Technologies (ISTMET)*, 2014 International Symposium on , vol., no., pp.486,491, 27-29 May 2014.

[59] S. Ghosh and K. V. Srivastava, "Polarization-Insensitive Single- and Broadband Switchable Absorber/Reflector and Its Realization Using a Novel Biasing Technique," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3665-3670, Aug. 2016.

[60] S. Ghosh and K. V. Srivastava, "Polarisation-independent switchable absorber/reflector", in *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 52 No. 13 pp. 1141–1143 23rd June 2016.

[61] S. Ghosh and K. V. Srivastava, "A polarization-independent single band switchable metamaterial absorber," *2016 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, Espoo, 2016, pp. 618-621.

[62] J. Li *et al.*, "Design of a Tunable Low-Frequency and Broadband Radar Absorber Based on Active Frequency Selective Surface," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 774-777, 2016.

[63] P. Kong, Y. He, X. Yu, L. Miao and J. Jiang, "Wideband switchable frequency selective surfaces absorber/reflector," *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Nanjing, 2018, pp. 1-4.

[64] R. Phon, S. Ghosh and S. Lim, "Novel Multifunctional Reconfigurable Active Frequency Selective Surface," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1709-1718, March 2019.

[65] R. Phon, S. Ghosh and S. Lim, "Active Frequency Selective Surface to Switch Between Absorption and Transmission Band With Additional Frequency Tuning Capability," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 9, pp. 6059-6067, Sept. 2019.

## Capítulo 2. Redes neuronales artificiales

Las superficies selectivas de frecuencia activas pueden poseer diodos como elementos de control para llevar a cabo la reconfigurabilidad de su respuesta. La transmisión y reflexión son implementadas mediante el cambio de estado de apagado y encendido del diodo y respecto a la absorción se propone utilizar la variación de impedancia del diodo en polarización directa para lograr un acoplamiento ideal con el espacio libre y lograr las condiciones de absorción. Sin embargo es difícil obtener un modelo matemático de dichos elementos. Después del desarrollo de las redes neuronales artificiales y de los algoritmos genéticos, estas técnicas han sido aplicadas en el modelado y simulación de elementos de circuitos semiconductores [1-5] y para aplicaciones de microondas y radiofrecuencia [6-9]. Es por esta razón que dedicamos este capítulo a las redes neuronales artificiales ya que son una herramienta capaz de modelar el comportamiento del diodo varactor que se propone utilizar en una SSF activa para lograr las funcionalidades de transmisión, reflexión y absorción de señales. Al obtener dicho modelo mediante una red neuronal tenemos un mejor control de los parámetros del diodo varactor que nos permitirán alcanzar dichas funcionalidades dentro de los mejores parámetros.

### 2.1 Redes neuronales artificiales

Una red neuronal artificial (RNA) se basa en la estructura del sistema nervioso humano. La arquitectura de una red neuronal está formada por la conexión de múltiples procesadores elementales llamados neuronas los cuales poseen un algoritmo para ajustar sus pesos (parámetros libres) y alcanzar los requerimientos de desempeño del problema de acuerdo a muestras representativas.

Una neurona artificial cuenta con entradas  $x_j(t)$ , pesos sinápticos ( $w_{ij}$ ), regla de propagación

$h_i(t)$  :

$$h_i(t) = \sum_{j=1}^n w_{ij} x_j \quad (2.1)$$

umbral o polarización  $\theta_i$  , función de activación o transferencia  $a_i(t)$ :

$$a_i(t) = H \quad (2.2)$$

Donde  $H$  suele ser comúnmente alguna de las funciones de la tabla 2.1.

y una función de salida  $y_i(t)$ :

$$y(i) = H(\sum_{j=1}^n w_{ij} - \theta_i) \tag{2.3}$$

La figura 2.1 muestra una neurona artificial.

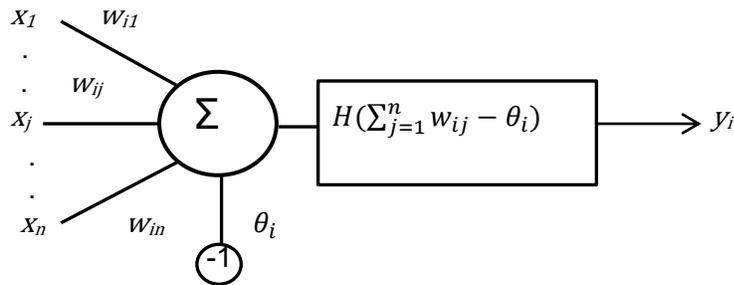


Figura 2.1. Neurona artificial.

Funciones de activación	
Identidad	$y = x$
Escalón	$y = \text{sign}(x)$ $y = H(x)$
Lineal a tramos	$y = \begin{cases} -1 & \text{si } x < -1 \\ x & \text{si } -1 \leq x \leq 1 \\ 1 & \text{si } x > 1 \end{cases}$
Sigmoidea	$y = \frac{1}{1 + e^{-x}}$ $y = \text{tgh}(x)$
Gaussiana	$y = Ae^{Bx^2}$
Sinusoidal	$y = A\text{sen}(wx + \varphi)$

Tabla 2.1. Funciones de activación comunes.

Una de las características de la RNA es su capacidad de aprender a partir de un conjunto de patrones de entrenamiento y encontrar un modelo que ajuste los datos. Los procesos más comunes de aprendizaje o entrenamiento son supervisado y no supervisado. El aprendizaje supervisado consiste en entrenar la red a partir de datos de entrada y salida.

El objetivo del algoritmo de aprendizaje es ajustar los pesos ( $w$ ) de la red de tal manera que la salida generada por la RNA sea lo más cercanamente posible a la salida de una cierta entrada. En el aprendizaje no supervisado se presentan los datos de entrada y se busca que la RNA encuentre un patrón o modelo de acuerdo a un objetivo específico.

## 2.2 El perceptrón y el perceptrón multicapa

El Perceptrón (Rosenblatt, 1958) es un modelo unidireccional compuesto por dos capas, una de entrada y una de salida, donde la función de activación es la función escalón. Esta red clasifica datos linealmente separables mediante un aprendizaje supervisado y con salidas binarias [10].

La operación de un perceptrón con  $n$  neuronas de entrada y  $m$  salidas se puede expresar:

$$y(i) = H\left(\sum_{j=1}^n w_{ij} - \theta_i\right), 1 \leq i \leq m \quad (2.4)$$

Donde el término  $\theta_i$  representa un umbral de disparo o activación y  $H$  es la función escalón.

El perceptrón tiene limitantes, las cuales fueron presentadas en 1969 por Minsky y Papert [11], por otro lado Rosenblatt ya había pensado en agregar una capa de neuronas (capa oculta) entre las capas de entrada y de salida para resolver dichos problemas, aunque desconocía la salida de dicha capa y cómo entrenarla. En 1974 Paul Werbos propone el algoritmo denominado retropropagación de errores (backpropagation), dando origen al perceptrón multicapa o MLP (Multi-Layer Perceptron) [12].

El algoritmo de retropropagación de errores se desarrolló para cualquier tipo de red, siendo las redes neuronales una aplicación especial, es por esta razón que la comunidad de investigadores de redes neuronales no lo aceptó inmediatamente, fue hasta mediados de la década de 1980, cuando el algoritmo fue redescubierto por los investigadores David Rumelhart, Geoffrey Hinton, Ronal Williams, David Parker y Yann Le Cun, siendo el perceptrón multicapa una de las redes más ampliamente empleadas. El perceptrón multicapa es una red neuronal unidireccional constituida por tres o más capas: una capa de entrada, otra capa de salida y el resto de capas intermedias denominadas capas ocultas. La estructura de un perceptrón multicapa, con una capa oculta se muestra en la figura 2.2 [13]

La capa de entrada tiene  $K$  nodos y un nodo de polarización, la capa oculta tiene  $J$  nodos y un nodo de polarización, la capa de salida tiene  $I$  nodos y no tiene nodo de bias. Los tipos de

conexiones permitidas en un perceptrón multicapa con algoritmo de retropropagación de errores son de tipo hacia adelante, esto es que la conexión va de una capa de índice bajo a una de mayor índice (por ejemplo de la capa 0 a la capa 1 y 2, o de la capa 1 a la capa 2) sin saltar capas (por ejemplo de la capa 0 a la capa 2). El tipo de conexiones hacia adelante mostradas en la figura 2 corresponden a un MLP de conectividad estándar y es el que se describirá en el presente trabajo.

Si asumimos que la entrada aplicada es el vector  $x(p)$  en la capa de entrada, la entrada de red al nodo  $j$  en la capa oculta se denota como:

$$net_j^1(p) = \sum_{k=0}^K w_{jk}^1 x_k(p) \quad (2.5)$$

entonces la salida del nodo  $j$  en la capa oculta se designa como:

$$y_j^1(p) = g\left(net_j^1(p)\right) = g\left[\sum_{k=0}^K w_{jk}^1 x_k(p)\right] \quad (2.6)$$

Donde  $g$  es la función de activación. Así, la entrada de red al nodo  $i$  en la capa de salida es:

$$net_i^2(p) = \sum_{j=0}^J w_{ij}^2 y_j^1(p) \quad (2.7)$$

y finalmente la salida del nodo  $i$  en la capa de salida se define como:

$$y_i^2(p) = g\left(net_i^2(p)\right) = g\left[\sum_{j=0}^J w_{ij}^2 y_j^1(p)\right] \quad (2.8)$$

Un parámetro asociado con un nodo tiene un subíndice que identifica el nodo, un superíndice que identifica la capa y un índice entre paréntesis que identifica el patrón aplicado en la capa de entrada. Las conexiones de los pesos del nodo  $k$  en la capa de entrada al nodo  $j$  en la capa oculta se definen como  $w_{jk}^1$ , mientras que las conexiones de los pesos del nodo  $j$  en la capa oculta al nodo  $i$  en la capa de salida se denotan como  $w_{ij}^2$ . El primer subíndice designa el nodo

al cual el peso converge, el segundo del cual proviene y el superíndice la capa del nodo al cual el peso converge.

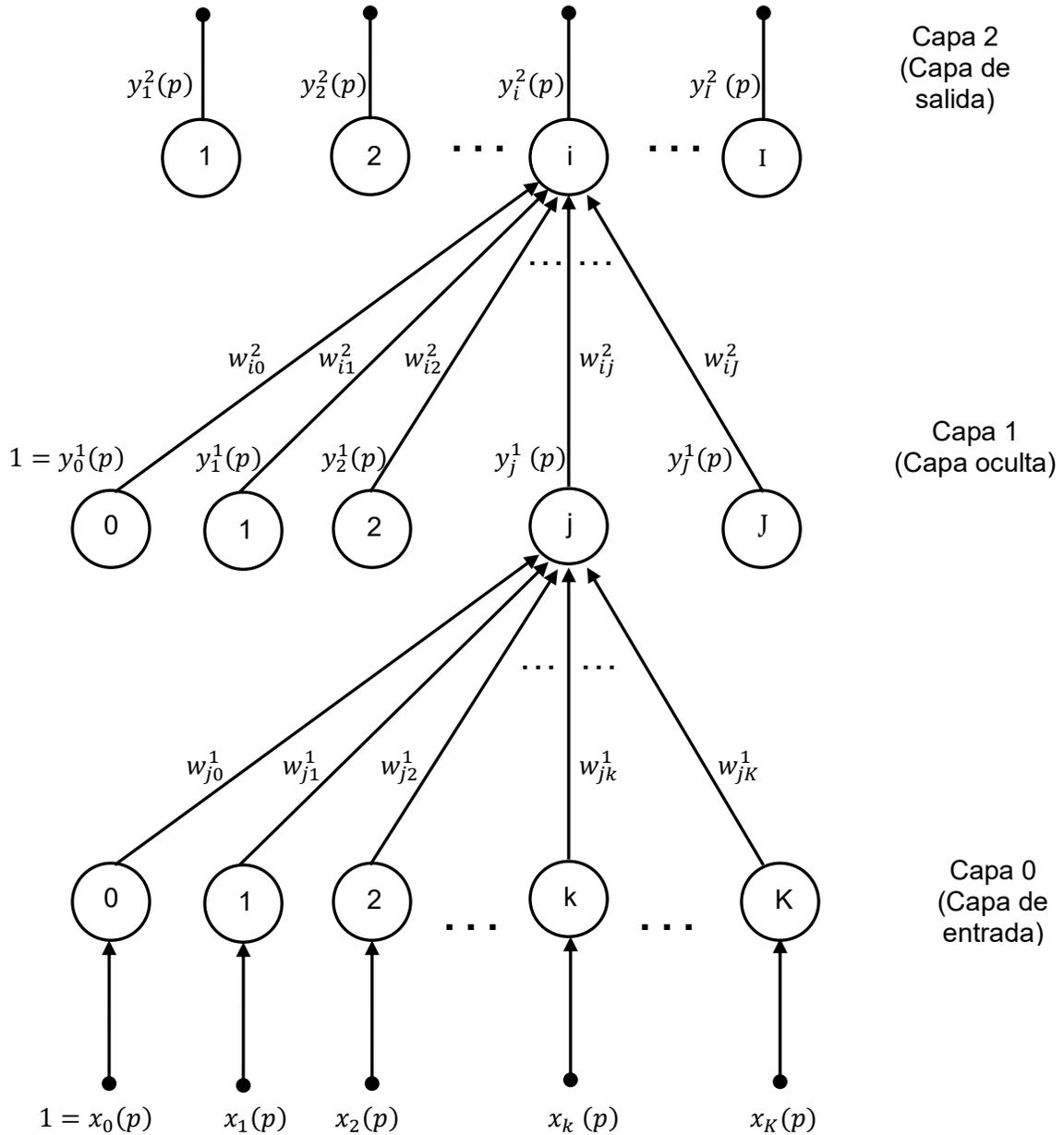


Figura 2.2. Perceptrón Multicapa.

### 2.3 Algoritmo de retropropagación (Backpropagation)

Consideremos que el patrón de entrada  $x(p)$  se aplica a una capa de entrada de un MLP. Queremos que la salida del MLP sea igual a  $d(p)$ . Para lograr nuestro objetivo construiremos una función de error de la siguiente forma:

$$E^p(w) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^I [d_i^2(p) - y_i^2(p)]^2 \quad (2.9)$$

El objetivo es cambiar el vector de pesos  $w$ , minimizando la función de error  $E(w)$ .

Asumiendo que la función de error es diferenciable, podemos aplicar algún método de optimización para minimizarla como el gradiente descendente. Este procedimiento cambia el vector de pesos  $w$  por una cantidad proporcional al gradiente negativo que es:

$$\Delta w = -\eta \nabla E^p(w) \quad (2.10)$$

Donde  $\eta$  es una constante de proporcionalidad llamada razón o velocidad de aprendizaje. Esta regla es conocida como regla delta generalizada.

El algoritmo de retropropagación es un procedimiento de gradiente descendente aplicado a la función de error (2.9)

**$\frac{\partial E^p(w)}{\partial w}$  para pesos ( $w$ ) en la capa de salida.**

Calculemos entonces  $\frac{\partial E^p(w)}{\partial w}$  para un peso  $w$  que converge a un nodo en la capa de salida. Siendo el peso  $w_{ij}^2$  que sale del nodo  $j$  en la capa oculta y converge al nodo  $i$  en la capa de salida. La función de error que minimizaremos es de la forma:

$$E^p(w) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^I [d_l^2(p) - y_l^2(p)]^2 \quad (2.11)$$

Entonces

$$\frac{\partial E^P(w)}{\partial w_{ij}^2} = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^I \frac{\partial}{\partial w_{ij}^2} [d_l^2(p) - y_l^2(p)]^2 \quad (2.12)$$

Aplicando la regla de la cadena, la derivada parcial de  $\frac{1}{2} [d_i^2(p) - y_i^2(p)]^2$  con respecto a  $w_{ij}^2$  es:

$$-[d_i^2(p) - y_i^2(p)] \left[ \frac{\partial y_i^2(p)}{\partial w_{ij}^2} \right] \quad (2.13)$$

Del mismo modo la derivada parcial de  $y_i^2(p)$  con respecto a  $w_{ij}^2$  es:

$$\frac{\partial y_i^2(p)}{\partial net_i^2(p)} \frac{\partial net_i^2(p)}{\partial w_{ij}^2} \quad (2.14)$$

$\frac{\partial y_i^2(p)}{\partial net_i^2(p)}$  se puede escribir también como  $g'(net_i^2(p))$ , la cual representa la derivada de la

función de activación  $g(\cdot)$  del nodo  $i$  con respecto a  $net_i^2(p)$ .

Si  $net_i^2(p) = \sum_{m=0}^J w_{im}^2 y_m^1(p)$  el único término que depende de  $w_{ij}^2$  es cuando  $m=j$ , así que

$$\frac{\partial net_i^2(p)}{\partial w_{ij}^2} = y_j^1(p) \quad (2.15)$$

Combinando las observaciones en (2.6) tenemos que:

$$\frac{\partial E^P(w)}{\partial w_{ij}^2} = -[d_i^2(p) - y_i^2(p)] g'(net_i^2(p)) y_j^1(p) \quad (2.16)$$

Esto nos dice que el cambio de un peso converge a un nodo de salida (en particular el peso  $w_{ij}^2$ ) siguiendo la siguiente regla:

$$\Delta w_{ij}^2 = \eta [d_i^2(p) - y_i^2(p)] g'(\text{net}_i^2(p)) y_j^1(p) = \eta \delta_i^2(p) y_j^1$$
(2.17)

Donde:

$$\delta_i^2(p) = g'(\text{net}_i^2(p)) [d_i^2(p) - y_i^2(p)]$$
(2.18)

denominado delta o término de error del nodo  $i$  en la capa de salida.

El cambio de un peso que converge a la capa de salida es proporcional al término de error del nodo al cual converge y proporcional a la salida del nodo del cual proviene.

$\frac{\partial E^P(w)}{\partial w}$  para pesos (w) en la capa oculta.

Siendo el peso  $w_{jk}^2$  que sale del nodo  $k$  en la capa de entrada y converge al nodo  $j$  en la capa oculta. La función de error que minimizaremos es de la forma:

$$E^P(w) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^I [d_l^2(p) - y_l^2(p)]^2$$
(2.19)

Entonces

$$\frac{\partial E^P(w)}{\partial w_{jk}^1} = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^I \frac{\partial}{\partial w_{jk}^1} [d_l^2(p) - y_l^2(p)]^2$$
(2.20)

La derivada parcial de  $\frac{1}{2} [d_l^2(p) - y_l^2(p)]^2$  con respecto a  $w_{jk}^1$  es:

$$-[d_l^2(p) - y_l^2(p)] \left[ \frac{\partial y_l^2(p)}{\partial w_{jk}^1} \right]$$
(2.21)

y la derivada parcial de  $y_i^2(p)$  con respecto a  $w_{jk}^1$  es:

$$\frac{\partial y_i^2(p)}{\partial net_i^2(p)} \frac{\partial net_i^2(p)}{\partial w_{jk}^1} \quad (2.22)$$

$\frac{\partial y_i^2(p)}{\partial net_i^2(p)}$  se puede escribir también como  $g'(net_i^2(p))$ , la cual representa la derivada de la función de activación  $g(\cdot)$  del nodo  $i$  con respecto a  $net_i^2(p)$ .

También tenemos que:

$$\delta_i^2(p) = [d_i^2(p) - y_i^2(p)]g'(net_i^2(p)) \quad (2.23)$$

Por lo tanto:

$$\frac{\partial E^P(w)}{\partial w_{jk}^1} = - \sum_{l=1}^I \delta_l^2(p) \frac{\partial net_l^2(p)}{\partial w_{jk}^1} \quad (2.24)$$

Además:

$$net_i^2(p) = \sum_{m=0}^J w_{im}^2 y_m^1(p) \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial net_i^2(p)}{\partial w_{jk}^1} = w_{ij}^2 \frac{\partial y_j^1(p)}{\partial w_{jk}^1} \quad (2.26)$$

Aplicando regla de la cadena:

$$\frac{\partial y_j^1(p)}{\partial net_j^1(p)} \frac{\partial net_j^1(p)}{\partial w_{jk}^1} \quad (2.27)$$

$\frac{\partial y_j^1(p)}{\partial net_j^1(p)}$  se puede escribir también como  $g'(net_j^1(p))$ , la cual representa la derivada de la función de activación  $g(\cdot)$  del nodo  $j$  con respecto a  $net_j^1(p)$ .

Y si  $net_j^1(p) = \sum_{m=0}^K w_{jm}^1 x_m(p)$  el único término que depende de  $w_{jk}^1$  es cuando  $m=k$ , así que

$$\frac{\partial net_j^1(p)}{\partial w_{jk}^1} = x_k(p) \quad (2.28)$$

Combinando las observaciones en (2.24) tenemos que:

$$\frac{\partial E^P(w)}{\partial w_{jk}^1} = -[g'(net_j^1(p)) \sum_{l=1}^I \delta_l^2(p) w_{lj}^2] x_j(p) \quad (2.29)$$

El término  $[g'(net_j^1(p)) \sum_{l=1}^I \delta_l^2(p) w_{lj}^2]$  se denota como  $\delta_j^1(p)$  y se denomina error del nodo  $j$  en la capa oculta.

$$\delta_j^1(p) = g'(net_j^1(p)) \sum_{l=1}^I w_{lj}^2 \delta_l^2(p) \quad (2.30)$$

Utilizando la definición de  $\delta_j^1(p)$  tenemos:

$$\Delta w_{jk}^1 = \eta \delta_j^1(p) x_k(p) \quad (2.31)$$

El cambio de un peso que converge a una capa oculta es proporcional al error del nodo al que converge el peso y proporcional a la salida del nodo del que proviene.

Las ecuaciones que describen el cambio de pesos para un peso que converge a un nodo de capa oculta o a uno de capa de salida, involucran la derivada de una función de activación  $g$ . En el presente trabajo se utilizó la función sigmoideal que es del tipo:

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (2.32)$$

Por lo que:

$$g'(x) = g(x)[1 - g(x)] \quad (2.33)$$

El algoritmo de retropropagación lo podemos dividir en tres partes: la propagación hacia adelante, donde se calculan las salidas de los nodos en la estructura MLP debido a un patrón de entrada aplicado en la capa de entrada, la propagación hacia atrás, donde se calculan los términos de error de los nodos en la capa de salida y en las capas ocultas, por último la adaptación o actualización de los pesos, donde éstos se cambian de acuerdo a las ecuaciones derivadas para que las salidas de la red se aproximen a las salidas deseadas.

Asumiendo que tenemos una red neuronal perceptrón multicapa de 3 capas (capa de entrada, capa oculta y capa de salida) el algoritmo de retropropagación sería:

1. Inicialización de pesos en valores pequeños aleatorios. Inicialización de índice  $p$  a 1.
2. Presentar el patrón de entrada  $x(p)$  para entrenamiento.
3. Calcular las salidas de los nodos en las capas oculta y de salida utilizando las ecuaciones (2.6) y (2.8)

$$y_j^1(p) = g(\text{net}_j^1(p)) = g\left[\sum_{k=0}^K w_{jk}^1 x_k(p)\right] \quad 1 \leq j \leq J$$

$$y_i^2(p) = g(\text{net}_i^2(p)) = g\left[\sum_{j=0}^J w_{ij}^2 y_j^1(p)\right] \quad 1 \leq i \leq I$$

4. Verificar si  $y_i^1(p) = d_i(p)$  para  $1 \leq i \leq I$  Se distinguen dos casos:
  - 4a. Si  $y_i^1(p) = d_i(p)$  para  $1 \leq i \leq I$  Seguir al paso 7.
  - 4b. Si  $y_i^1(p) \neq d_i(p)$  para algún  $i$ , tal que  $1 \leq i \leq I$  Seguir al paso 5.

5. Calcular los términos de error ( $\delta$ 's) primero en los nodos de la capa de salida y continuar con los nodos de la capa oculta, moviéndose hacia atrás en la estructura MLP. Los términos de error se calculan con las ecuaciones (2.18) y (2.30).

$$\delta_i^2(p) = g' \left( net_i^2(p) \right) [d_i^2(p) - y_i^2(p)] \quad 1 \leq i \leq I$$

$$\delta_j^1(p) = g' \left( net_j^1(p) \right) \sum_{i=1}^I w_{ij}^2 \delta_i^2(p) \quad 1 \leq j \leq J$$

6. Actualización de pesos de acuerdo a las ecuaciones (2.17) y (2.31)

$$\Delta w_{ij}^2 = \eta \delta_i^2(p) y_j^1 \quad 1 \leq i \leq I, \quad 1 \leq j \leq J$$

$$\Delta w_{jk}^1 = \eta \delta_j^1(p) x_k(p) \quad 1 \leq j \leq J, \quad 1 \leq k \leq K$$

7. Se presentan dos casos:

7a. Si  $p \neq PT$ , donde  $PT$  es el número de muestras de entrenamiento, ir al punto 2 y presentar el siguiente en la secuencia del patrón de entrada.

7b. Si  $p = PT$  y el criterio de convergencia se cumple, el entrenamiento se ha completado, si por el contrario el criterio de convergencia no se cumple se debe regresar al punto 2 y presentar el primer patrón de entrada correspondiente a  $p=1$ . Un ejemplo de criterio de convergencia es que el error cuadrático medio  $(\frac{1}{PT} \sum_{p=1}^{PT} E^p(w))$  debe ser más pequeño que el valor umbral designado.

## 2.4 Modificaciones al algoritmo de retropropagación

### 2.4.1 Impulso o momentum

Esta modificación de la regla delta generalizada no modifica la velocidad de aprendizaje, acelera la convergencia de los pesos. En el paso  $t$  cada peso  $w(t)$  se ajusta de acuerdo a:

$$w(t+1) = w(t) + \Delta w(t) \tag{2.34}$$

$$\Delta w(t) = -(1 - \alpha)\eta \frac{\partial E(t)}{\partial w(t)} + \alpha \Delta w(t - 1) \quad (2.35)$$

$$\Delta w(t) = -(1 - \alpha)\eta \sum_{i=0}^t \alpha^i \frac{\partial E(t - i)}{\partial w(t - i)} \quad (2.36)$$

Donde  $\alpha \in [0,1]$  y se le denomina término de momento.  $\Delta w(t - 1)$  da la cantidad por la cual el peso  $w$  fue modificado durante el paso anterior. Típicamente  $\alpha$  es puesto  $\approx 0.9$  pero podría ser modificado después de algunas pruebas.  $\alpha$  controla la proporción de la derivada actual para el cambio del peso previo al nuevo. Si  $\alpha = 0$  hablamos de gradiente descendente.  $\Delta w(t)$  es principalmente el promedio exponencial de todas las derivadas pasadas con respecto a  $w$ . Cuando las derivadas tienen el mismo signo en pasos consecutivos, la suma en (2.36) se hace más grande (causando que el cambio en  $w$  sea más grande) de lo contrario permanece pequeño (provocando un cambio pequeño en  $w$ ). Este método tiene dos desventajas, puede existir un límite superior en la suma en (2.36) (si todas las derivadas son = 0); por lo tanto la mayor cantidad por la cual se puede cambiar un peso es limitada, lo cual no es deseable en ciertas áreas planas de la superficie de error. Además, el signo de la suma que comienza en  $i = 1$  puede diferir del signo de la derivada actual; así, en una situación extrema,  $w$  puede moverse en una dirección incorrecta.

#### 2.4.2 Descenso coordinado paralelo

La velocidad de aprendizaje  $\eta$  determina decisivamente el ajuste de los pesos. Debido a que una velocidad de aprendizaje para todos los pesos no puede seguir diferentes curvaturas de la superficie de error en cada dimensión, cada peso debe tener una velocidad de aprendizaje individual. Utilizando velocidades de aprendizaje individuales, el punto sobre la superficie de error no se moverá en la dirección del gradiente negativo y por lo tanto no habrá gradiente descendente, será un descenso coordinado. Esto no minimiza el error directamente, pero busca un mínimo para cada peso. Exactamente como el gradiente descendente, el descenso coordinado paralelo no necesariamente converge a un mínimo global pero puede finalizar en un mínimo local. La convergencia sin embargo es global [14].

### 2.4.3 Algoritmo delta barra delta (DBD)

La regla delta barra delta (DBD) fue desarrollada por Jacobs [15]. Esta variación del algoritmo de retropropagación fue propuesta para remediar las oscilaciones del gradiente descendente. Es una variación de la regla delta generalizada y consiste en dos reglas: una para el ajuste de pesos y la otra para el control de velocidades de aprendizaje.

1. Cada peso que interviene en la función de error  $E(w)$  debe tener su propia e individual rapidez de aprendizaje.
2. Cada rapidez de aprendizaje debe variar de iteración en iteración.
3. Cuando la derivada de la función de error con respecto al peso tenga el mismo signo algebraico en muchas iteraciones consecutivas, la rapidez de aprendizaje para ese peso en particular debe ser incrementada.
4. Cuando el signo algebraico de la derivada de la función de error con respecto a un peso particular alterne por varias iteraciones consecutivas, la rapidez de aprendizaje para ese peso en particular debe disminuir.

Los pesos son modificados de la siguiente manera:

$$w(t+1) = w(t) - \sum_{i=1}^n \eta_i(t) D_{i,i} \frac{\partial E}{\partial w} \quad (2.37)$$

Donde  $n$  es la dimensión de  $w$ ,  $\eta_i > 0$  es la velocidad de aprendizaje correspondiente a  $w_i$ ;  $D_{i,i}$  es una matriz de  $n \times n$  con cada componente =0, excepto un componente con renglón=columna= $i$ , el cual es =1, ( $1 \leq i \leq n$ ).  $w(t)$  son los pesos en el paso  $t$  y  $\eta_i(t)$  es el valor de  $\eta_i$  en el paso  $t$ .

Cada velocidad de aprendizaje es ajustada de acuerdo a:

$$\eta(t+1) = \eta(t) + \Delta\eta(t) \quad (2.38)$$

Con

$$\Delta\eta(t) = \begin{cases} k & , \text{si } \bar{\delta}(t-1)\delta(t) > 0 \\ -\phi\eta(t) & , \text{si } \bar{\delta}(t-1)\delta(t) < 0 \\ 0 & , \text{cualquier otro caso} \end{cases} \quad (2.39)$$

Donde

$$\delta(t) = \frac{\partial E(t)}{\partial w(t)} \quad (2.40)$$

y

$$\bar{\delta}(t) = (1 - \theta)\delta(t) + \theta\bar{\delta}(t-1) = (1 - \theta) \sum_{i=0}^t \theta^i \delta(t-i) \quad (2.41)$$

$k > 0$  y  $\phi \in [0,1]$ ,  $k, \phi, \theta$  son las mismas para cada velocidad de aprendizaje.  $\bar{\delta}$  es un promedio exponencial de las derivadas actual y anterior de  $w$ .

Cuando el signo de la actual derivada (paso  $t$ ) y del promedio exponencial en  $(t-1)$  son iguales, la velocidad de aprendizaje se incrementa en  $k$ . Cuando los signos son diferentes, la velocidad de aprendizaje disminuye en una porción de sí misma (determinada por  $\phi$ ).

El algoritmo delta barra delta fue comparado con el algoritmo de retropropagación con momento en varios tipos de problemas y la conclusión fue que delta barra delta converge en menos iteraciones que el de retropropagación con momento, aunque delta barra delta necesita más recursos computacionales que el de retropropagación.

#### 2.4.4 Algoritmo delta barra delta extendido (DBDE)

En 1990 A. A. Minai and R. D. Williams publicaron algunas modificaciones al algoritmo delta barra delta denominándolo extendido DBDE [16]. Los cambios realizados se basaron en las siguientes consideraciones: Incluso cuando la dirección de la pendiente no cambia, un aumento en la inclinación a menudo señala el acercamiento de un mínimo. Dado que, para el descenso más pronunciado,  $\eta$  es un factor multiplicativo y el tamaño real del paso es proporcional a la pendiente, también lo es el efecto de cualquier incremento en la tasa de aprendizaje. Usar un incremento constante de la tasa de aprendizaje significa que el tamaño del paso aumenta más rápidamente en pendientes pronunciadas que en pendientes poco profundas. Claramente, esto

es lo opuesto a lo que se requiere. Intuitivamente, el descenso en pendientes pronunciadas debe ser más cuidadoso para que el mínimo no se supere. La dirección del descenso más pronunciado apunta hacia el mínimo solo cuando la pendiente en todas las direcciones es igual. Si las pendientes no son iguales, la orientación del vector de descenso puede mejorarse, dando pasos desproporcionadamente grandes en direcciones planas y pasos desproporcionadamente más pequeños en direcciones con pendientes pronunciadas. Sin embargo, esto no debe exagerarse, o la mayor parte del tiempo se pasará en espiral en lugar de descender.

En DBD, el impulso conduce a la divergencia porque aumenta los incrementos de la tasa de aprendizaje. Dado que el tamaño del paso es más grande en pendientes pronunciadas que preceden a un mínimo, esto también es precisamente cuando el impulso es más peligroso y debe mantenerse bajo control. Sin embargo, en áreas planas, proporciona una mayor velocidad y debe usarse de la mejor manera

El aumento de la tasa de aprendizaje (o impulso) sin límite puede conducir a la divergencia incluso con pequeños incrementos, dependiendo, por supuesto, de la superficie de error. Por lo tanto, el crecimiento debe ser limitado o reducido para evitar esto.

En base a estos puntos, se realizaron los siguientes cambios:

El aumento de la tasa de aprendizaje se convirtió en una función exponencialmente decreciente de  $|\bar{\delta}(t)|$  en lugar de ser una constante  $k$ . Esto significa que la tasa de aprendizaje aumenta más rápido en áreas muy planas que en áreas de mayor pendiente.

Esto permite el uso de incrementos bastante grandes en áreas planas sin arriesgar saltos abruptos desde pendientes pronunciadas.

El uso de una exponencial asegura que las desviaciones de la dirección de descenso más pronunciada sean significativas sólo cuando diferentes pendientes son marcadamente desproporcionadas y se necesite una distorsión compensatoria.

Momentum se utilizó como parte estándar del algoritmo, pero se varió al igual que la tasa de aprendizaje. Así, el impulso se incrementó en mesetas y disminuyó exponencialmente cerca de los mínimos. Se utilizó el criterio de DBD para este propósito también, pero el factor de incremento fue nuevamente una función exponencial decreciente de  $|\bar{\delta}(t)|$ .

Para evitar que la tasa de aprendizaje o el impulso se vuelvan demasiado altos, se definió un límite para ambos en el cual están fuertemente limitados. Esto facilitó aún más el uso de grandes incrementos, ya que su efecto no era ilimitado.

Las ecuaciones para el algoritmo DBDE se pueden escribir de la siguiente manera:

$$\Delta w_{ij}(t) = -\eta_{ij}(t) = \frac{\partial E(t)}{\partial w_{ij}} + \mu_{ij}(t)\Delta w_{ij}(t-1) \quad (2.42)$$

$$\eta_{ij}(t+1) = \text{MIN}[\eta_{max}, \eta_{ij}(t) + \Delta\eta_{ij}(t)] \quad (2.43)$$

$$\mu_{ij}(t+1) = \text{MIN}[\mu_{max}, \mu_{ij}(t) + \Delta\mu_{ij}(t)] \quad (2.44)$$

$$\Delta\eta_{ij}(t) = \begin{cases} k_l \exp(-\gamma_l |\bar{\delta}_{ij}(t)|) & , \text{si } \bar{\delta}_{ij}(t-1)\delta_{ij}(t) > 0 \\ -\phi_l \eta_{ij}(t) & , \text{si } \bar{\delta}_{ij}(t-1)\delta_{ij}(t) < 0 \\ 0 & , \text{cualquier otro caso} \end{cases} \quad (2.45)$$

$$\Delta\mu_{ij}(t) = \begin{cases} k_m \exp(-\gamma_m |\bar{\delta}_{ij}(t)|) & , \text{si } \bar{\delta}_{ij}(t-1)\delta_{ij}(t) > 0 \\ -\phi_m \mu_{ij}(t) & , \text{si } \bar{\delta}_{ij}(t-1)\delta_{ij}(t) < 0 \\ 0 & , \text{cualquier otro caso} \end{cases} \quad (2.46)$$

$k_l, \phi_l, \gamma_l, \eta_{max}, k_m, \phi_m, \gamma_m, \mu_{max}$ , son datos especificados por el usuario.

En el trabajo de Minai y Williams las simulaciones preliminares indicaron que tanto DBD como DBDE eran más eficientes que la retropropagación con momento fijo. También mostraron que

DBDE generalmente proporcionaba una aceleración significativa respecto a DBD, y era mucho más robusto. Sin embargo, dado el carácter intuitivo de la heurística utilizada, no era del todo claro qué cambios fueron responsables de los beneficios.

En el presente trabajo se desarrolló en MATLAB® una red neuronal basada en DBDE y momentum con la finalidad de tener una red lo suficientemente rápida, convergente y sin gastos excesivos de memoria para poder modelar el comportamiento de un diodo varactor.

## Conclusiones del capítulo 2

Este capítulo se centra en los conceptos básicos de las redes neuronales artificiales debido a que es la herramienta empleada para modelar el diodo varactor que permitirá la conmutación entre las diferentes funcionalidades de la SSF. Cabe destacar que la red neuronal modelará primero una SSF activa y posteriormente se propone la extracción de la impedancia del diodo en sus dos polarizaciones. Las redes neuronales artificiales han demostrado ser capaces de modelar sistemas complejos con valores experimentales en el campo de circuitos electrónicos en alta frecuencia igualando y prediciendo el comportamiento dentro y fuera de los valores utilizados en su entrenamiento.

La red neuronal se programó en el programa Matlab® se utilizó una configuración de perceptrón de tres capas, 3 entradas (frecuencia, voltaje, coeficiente de reflexión de SSF pasiva), una salida (coeficiente de reflexión de SSF activa para cada voltaje y para cada polarización) y 20 neuronas en capa oculta. Se utilizó el algoritmo de retropropagación y el algoritmo delta barra delta extendido. El programa no consume mucha memoria pero el tiempo de convergencia es considerable (varía entre 1 a 5 días) si se requiere obtener una aproximación con un error muy bajo.

## Referencias

- [1] Caddemi, A. & Donato, Nicola & Xibilia, M.G.. (2003). Advanced Simulation of Semiconductor Devices by Artificial Neural Networks: Special Issue on the Proceedings of the INTERNATIONAL WORKSHOP ON COMPUTATIONAL ELECTRONICS (IWCE-9). Journal of Computational Electronics. 2. 10.1023/B:JCEL.0000011442.17774.cf.
- [2] Armaki, Mahdi & Hosseini, Ebrahim & Anvarifard, Mohammad. (2010). "Modeling semiconductor devices by using Neuro Space Mapping". *Applied Mathematical Modelling*. 34. 10.1016/j.apm.2010.02.032.
- [3] J. Xu and D. E. Root, "Advances in artificial neural network models of active devices," *2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Ottawa, ON, 2015, pp. 1-3.
- [4] M. Li, O. Irsoy, C. Cardie and H. G. Xing, "Physics-Inspired Neural Networks for Efficient Device Compact Modeling," in *IEEE Journal on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits*, vol. 2, pp. 44-49, Dec. 2016.
- [5] J. Xu and D. E. Root, "Artificial neural networks for compound semiconductor device modeling and characterization," *2017 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Miami, FL, 2017, pp. 1-4.
- [6] Fang Wang and Qi-Jun Zhang, "Knowledge-based neural models for microwave design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2333-2343, Dec. 1997.
- [7] Wang, F., Devabhaktuni, V. K., Xi, C. and Zhang, Q., "Neural network structures and training algorithms for RF and microwave applications". *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, 9: 216-240. (1999)
- [8] Qi-Jun Zhang, K. C. Gupta and V. K. Devabhaktuni, "Artificial neural networks for RF and microwave design - from theory to practice," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1339-1350, April 2003.

- [9] Anhui Liang, Yanfeng Xu, Shouqing Jia and Guoquan Sun, "Neural networks for nonlinear modeling of microwave Schottky diodes," *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Nanjing, 2008, pp. 558-561.
- [10] Martín del Brío, B. y Sanz, A. *Redes Neuronales y Sistemas Borrosos*. Alfaomega. 2007.
- [11] Minsky, M. and Papert, S. *Perceptrons*. MIT Press, 1969.
- [12] Paul J. Werbos. *Beyond Regression: New Tools for Prediction and Analysis in the Behavioral Sciences*. PhD thesis, Harvard University, 1974.
- [13] Christodoulou, C. and Georgiopoulos, M. *Applications of Neural Networks in Electromagnetics*. 1<sup>st</sup>. Artech House, Inc. Norwood, MA, USA, 2000.
- [14] W.-Lippe, T.Feuring and A.Tenhagen, "A fuzzy-controlled delta-bar-delta learning rule," *Proceedings of 1994 IEEE International Conference on Neural Networks (ICNN'94)*, Orlando, FL, USA, 1994, pp. 1686-1690 vol.3.
- [15] Jacobs, Robert A., "Increased Rates of Convergence Through Learning Rate Adaption", in *Neural Networkr*, Vol.1, pp.295-307,1988.
- [16] A. A. Minai and R. D. Williams, "Back-propagation heuristics: a study of the extended delta-bar-delta algorithm," *1990 IJCNN International Joint Conference on Neural Networks*, San Diego, CA, USA, 1990, pp. 595-600 vol.1.

## Capítulo 3. Diseño y fabricación de una celda unitaria para el modelado de un diodo varactor

### 3.1 Diseño

Con la finalidad de obtener los datos experimentales que alimenten a la red neuronal y modelar el comportamiento de un diodo varactor, se diseñó, simuló, fabricó y caracterizó una celda unitaria activa que opera de 7 a 13 GHz. El diodo varactor utilizado es el MA46H146 y la estructura es una apertura circular con meandros rectangulares. Este tipo de estructuras se ha utilizado para la miniaturización y para mantener la estabilidad al ángulo de la onda incidente [1-3]. La figura 3.1 muestra una estructura con las principales dimensiones y la figura 3.2 muestra la estructura final con el diodo varactor y sus líneas de polarización.

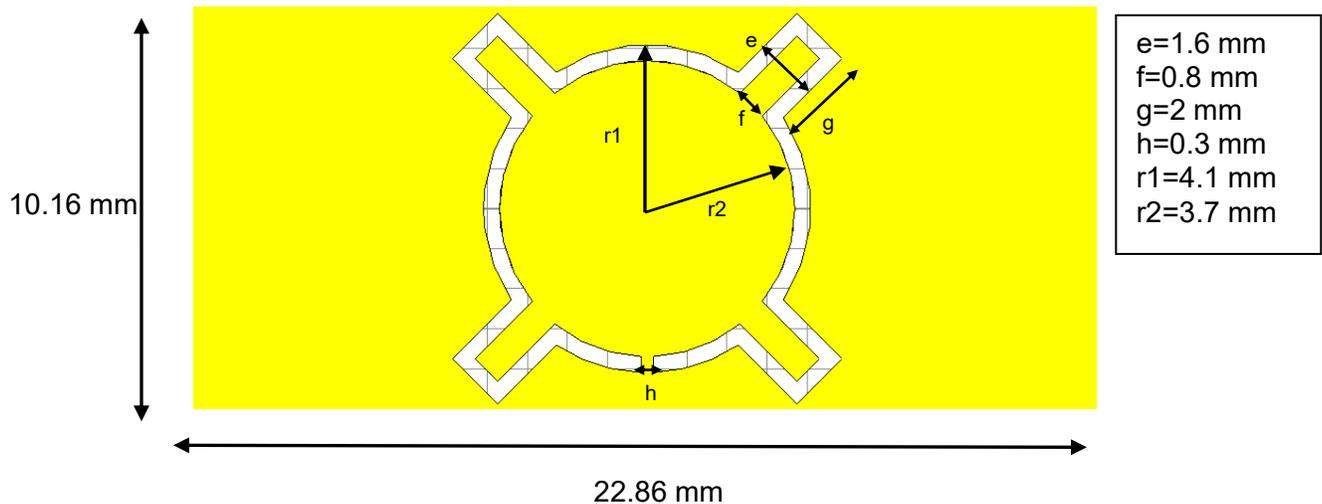


Figura 3.1. Estructura con dimensiones principales.

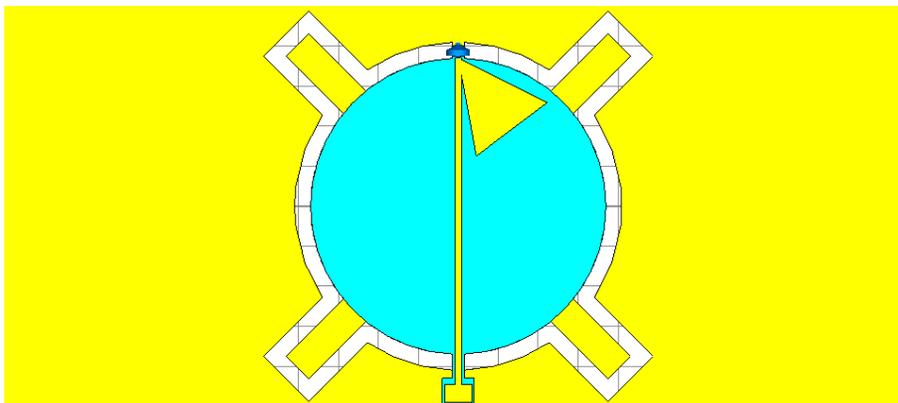


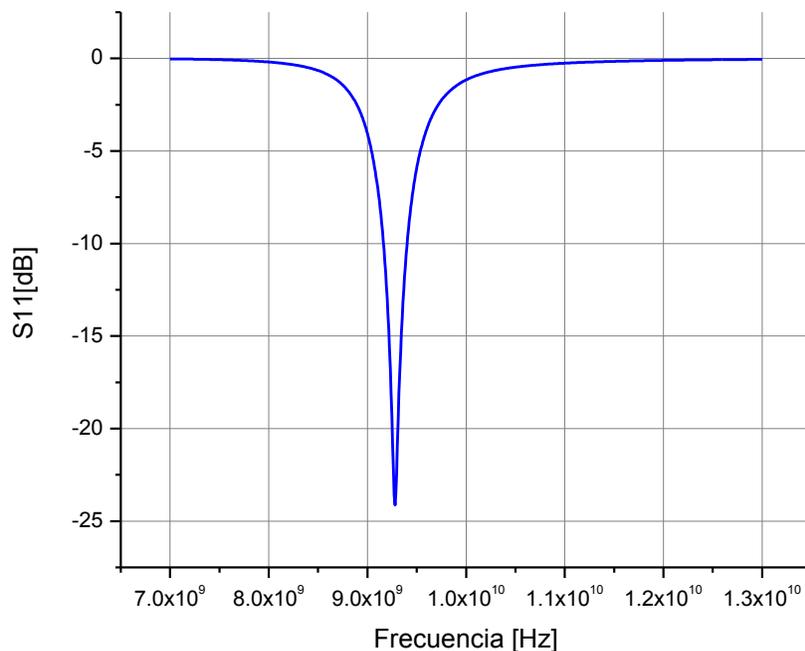
Figura 3.2. Estructura final con diodo varactor.

La simulación numérica de la estructura se realizó en CST Microwave Studio®, el cual es un programa de simulación electromagnética en 3D. El análisis se resolvió en el dominio de la frecuencia, este módulo utiliza el método del elemento finito (FEM) [4-5]. Todas las simulaciones fueron realizadas como guía de onda ya que las mediciones se realizarán bajo este mismo método. El mallado utilizado en todas las simulaciones es tetraedros y la polarización de la onda incidente lineal. Los materiales utilizados se describen en la tabla 3.1.

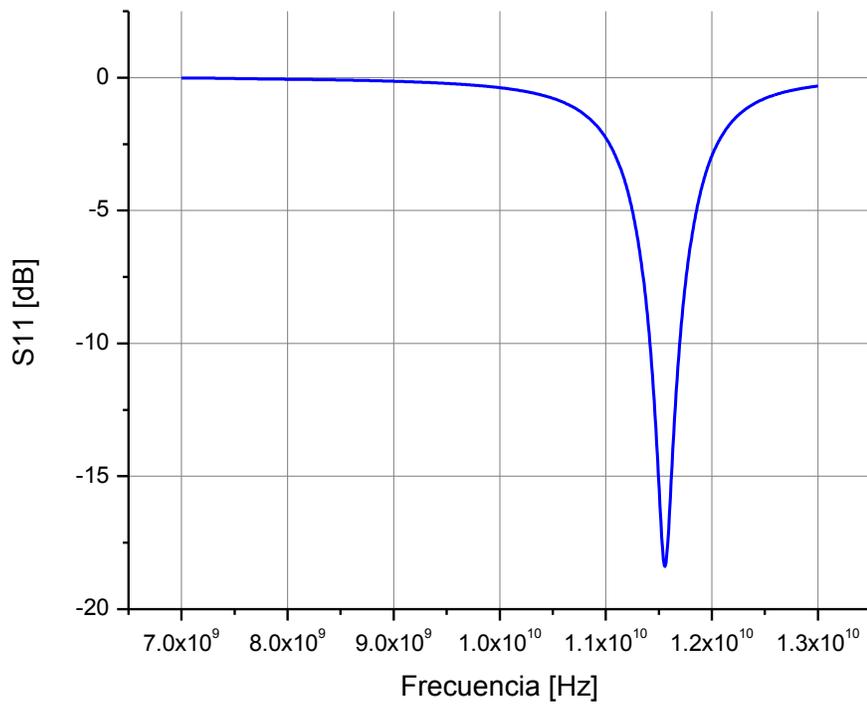
No. Capa	Material	Espesor [ $\mu\text{m}$ ]	Función
1	Rogers RO4003C	508	Sustrato dieléctrico con depósito superior de cobre
2	Cobre/sobre ataque	17/11	Capa conductora, tierra del dispositivo.
3	Benzocyclobuteno (BCB)	5	Capa aislante entre la tierra y las líneas de transmisión del dispositivo.
4	Cobre	1	Capa conductora de las líneas de transmisión del dispositivo.

Tabla 3.1 Parámetros de fabricación de la estructura en CST MicrowaveStudio®.

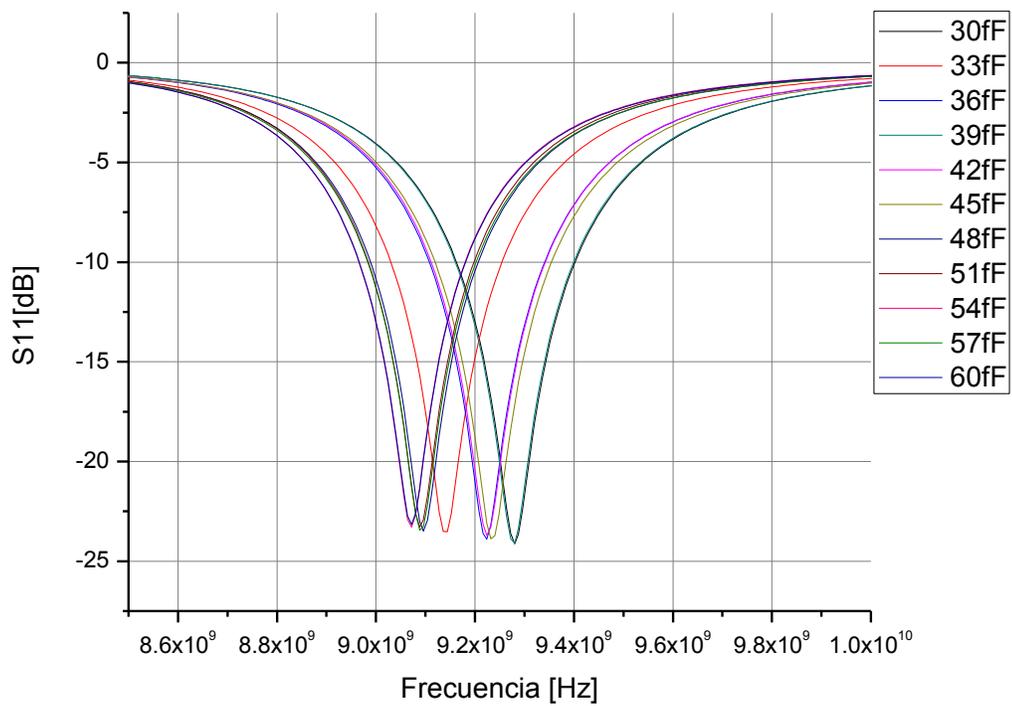
Las gráficas 3.1 y 3.2 muestran los coeficientes de reflexión obtenidos para la estructura con diodo en estado abierto y cerrado. En la gráfica 3.3 se muestra el estado abierto con variación capacitiva de 30 a 60 fF.



Gráfica 3.1 Coeficiente de reflexión S11 para estructura en estado abierto.



Gráfica 3.2 Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  para estructura en estado cerrado.



Gráfica 3.3 Coeficiente de reflexión en estado abierto con variación capacitiva de 30 a 60 fF.

### 3.2 Fabricación y resultados

La fabricación de las estructuras se realizó mediante el proceso flexible de circuito impreso utilizado en el Departamento de Electrónica de la División de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. Este proceso se ha utilizado y perfeccionado ampliamente y se basa en la tabla 3.1.

La figura 3.3.a muestra la estructura pasiva y la figura 3.3.b la estructura activa fabricadas.

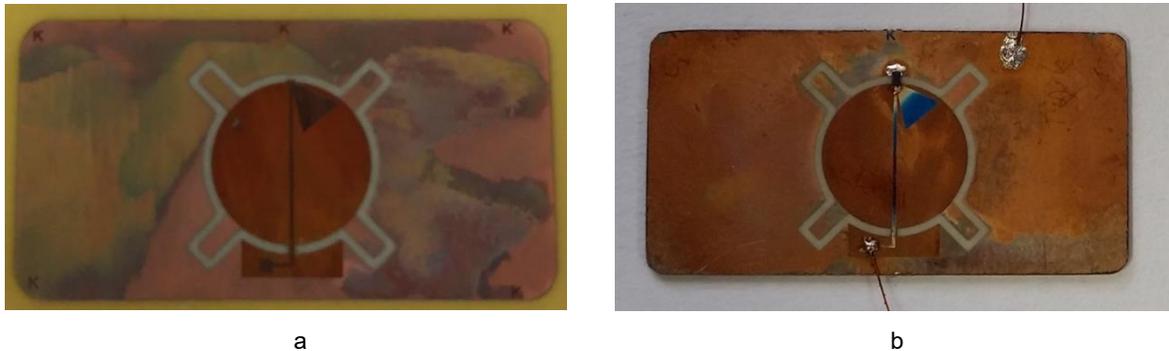
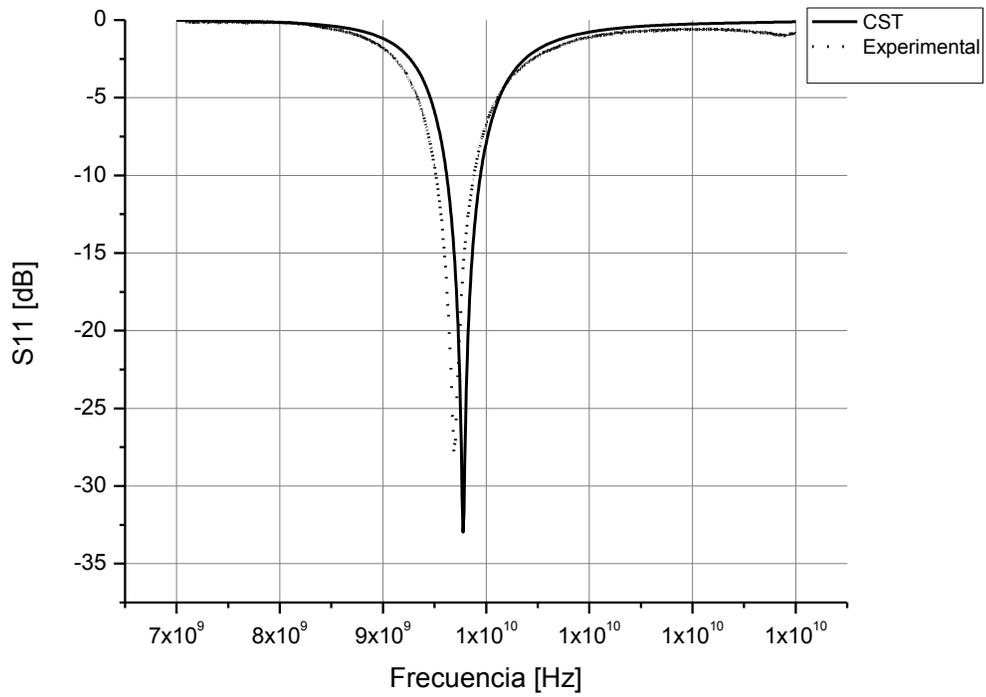


Figura 3.3. a) Estructura fabricada pasiva. b) Estructura fabricada activa.

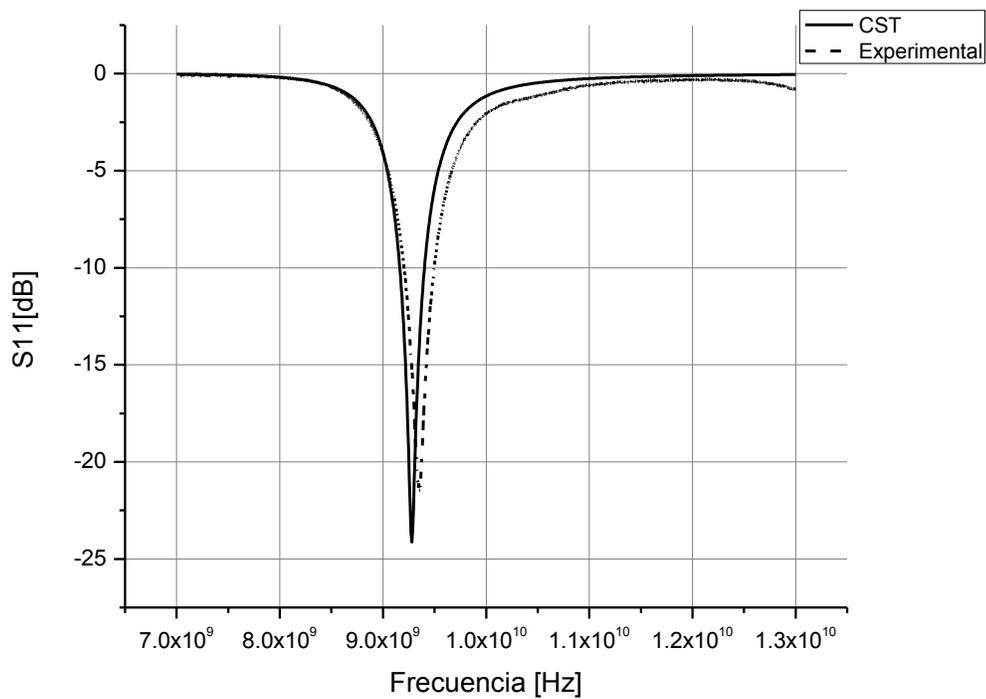
La estructura pasiva sirve como referencia para poder cuantificar los efectos del diodo.

Los resultados obtenidos pueden compararse con la simulación numérica en las gráficas 3.4, 3.5 y 3.6, las cuales presentan el coeficiente de reflexión de la estructura pasiva, la estructura activa en estado abierto y la estructura activa en estado cerrado respectivamente. En la gráfica 3.5 se tomó la curva de 25 V en polarización inversa, que correspondería a una capacitancia de diodo de 30Ff y en la gráfica 3.6 se tomó la curva para mayor voltaje en polarización directa.

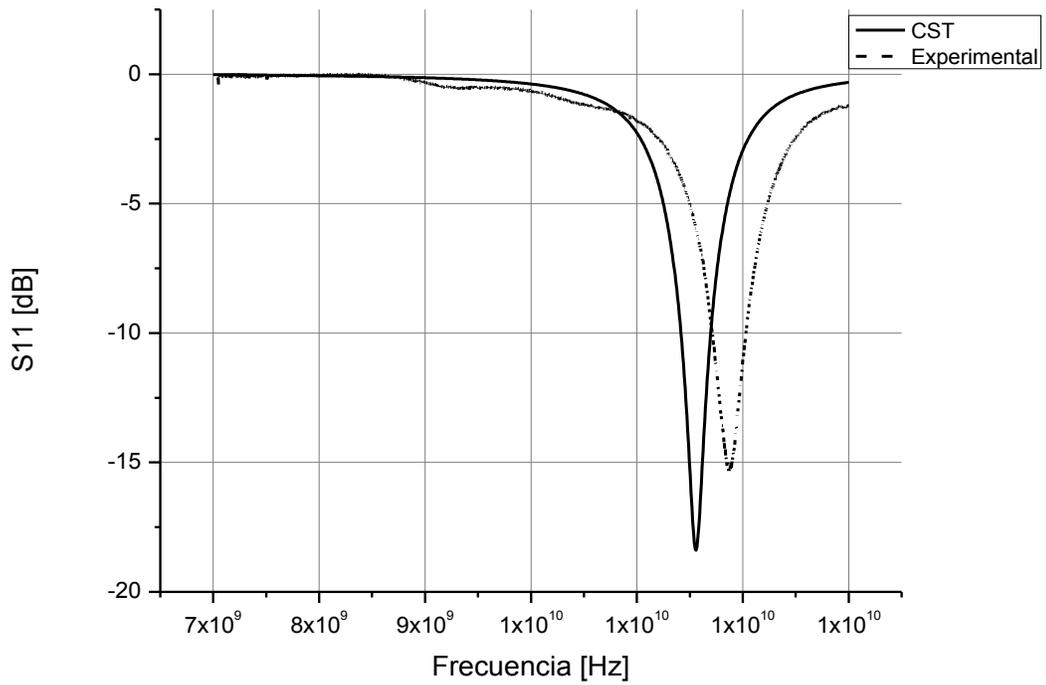
La gráfica 3.7 muestra las mediciones de la estructura con el diodo en polarización inversa, en ella se puede visualizar la variación de capacitancia del diodo para valores entre 0 y -25 V (capacidad de unión [6]). En la gráfica 3.8 las mediciones obtenidas en polarización directa muestran que de 0 a 0.9V el comportamiento aún es como en polarización inversa y de 1 a 4V el comportamiento cambia disminuyendo la frecuencia de resonancia de 12.96 a 11.87 GHz donde se alcanza el estado cerrado (capacidad de difusión [6]). La capacidad de difusión aparece únicamente en el caso de polarización directa y la de unión en polarización inversa y polarizaciones directas inferiores a  $V_k$  (barrera de potencial de la unión del diodo), pero en este último caso, es mucho menor que la capacidad de difusión [6].



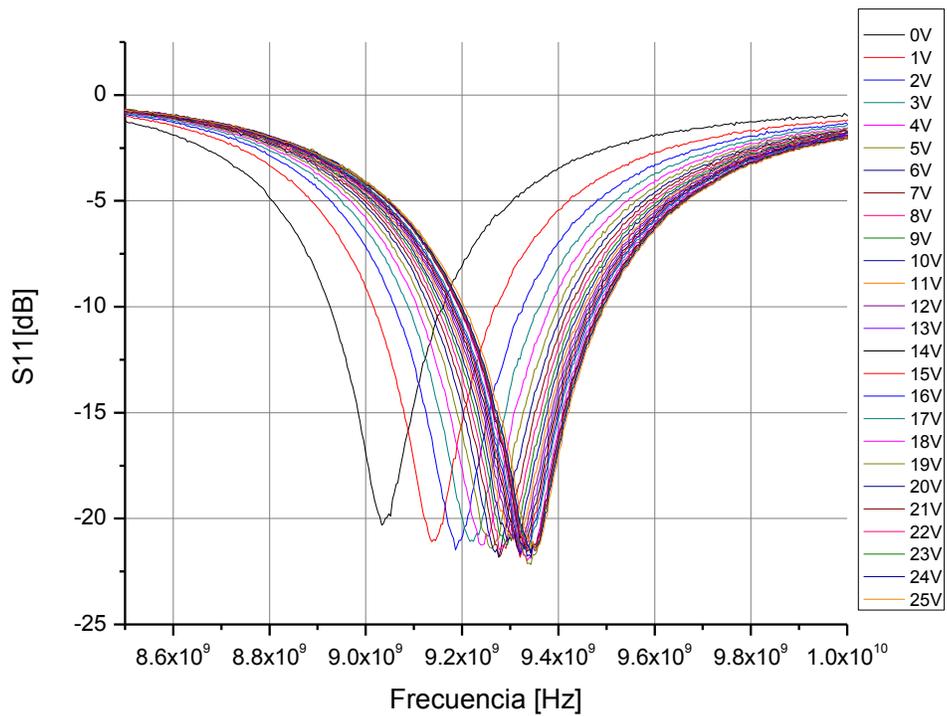
Gráfica 3.4 Comparación de S11 entre los datos obtenidos de CST y los experimentales de la estructura pasiva.



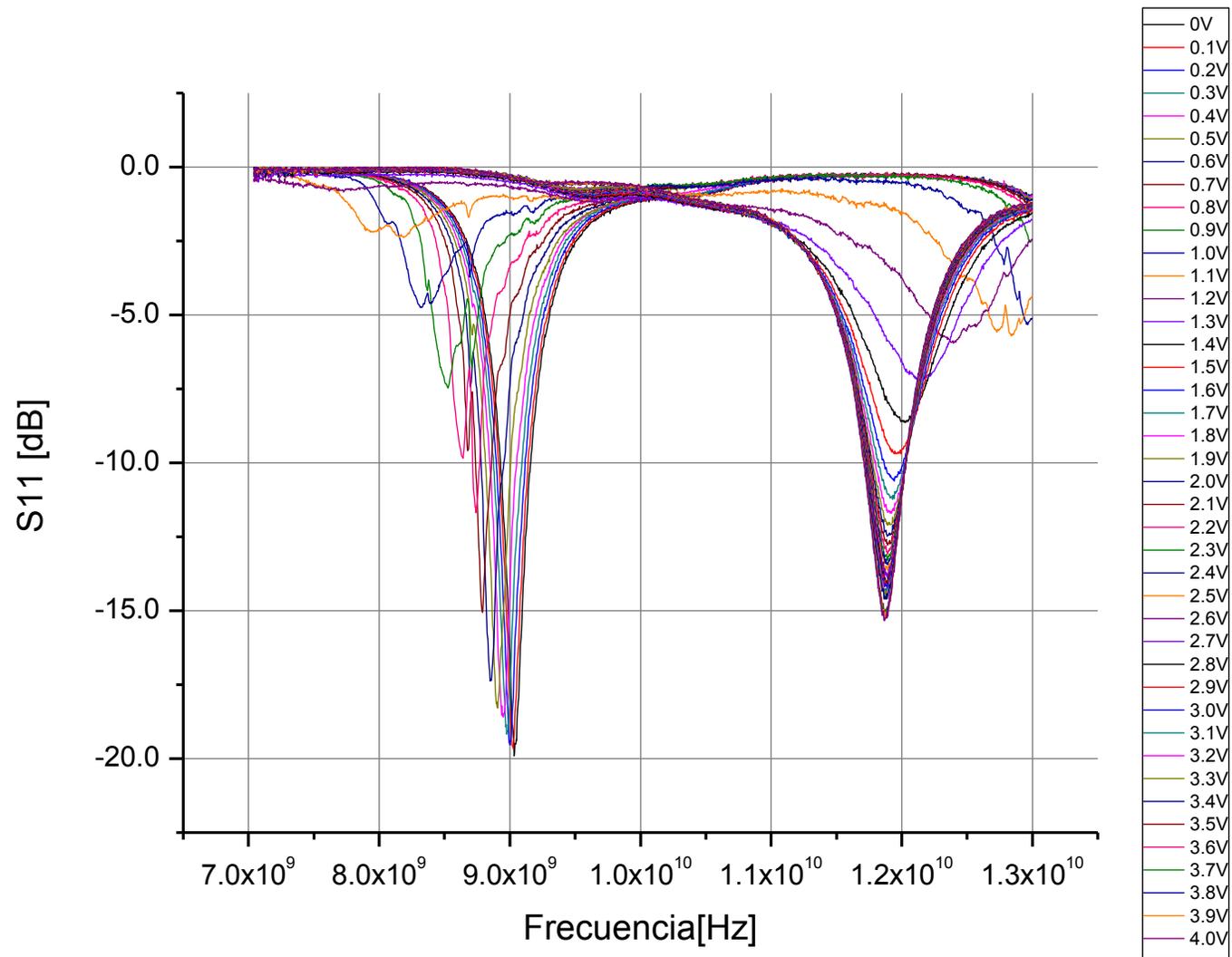
Gráfica 3.5 Comparación de S11 entre los datos obtenidos de CST y los experimentales de la estructura activa en estado abierto para una capacitancia de diodo de 30fF.



Gráfica 3.6 Comparación de S11 entre los datos obtenidos de CST y los experimentales de la estructura en estado cerrado



Gráfica 3.7 S11 experimental de la estructura activa en polarización inversa.

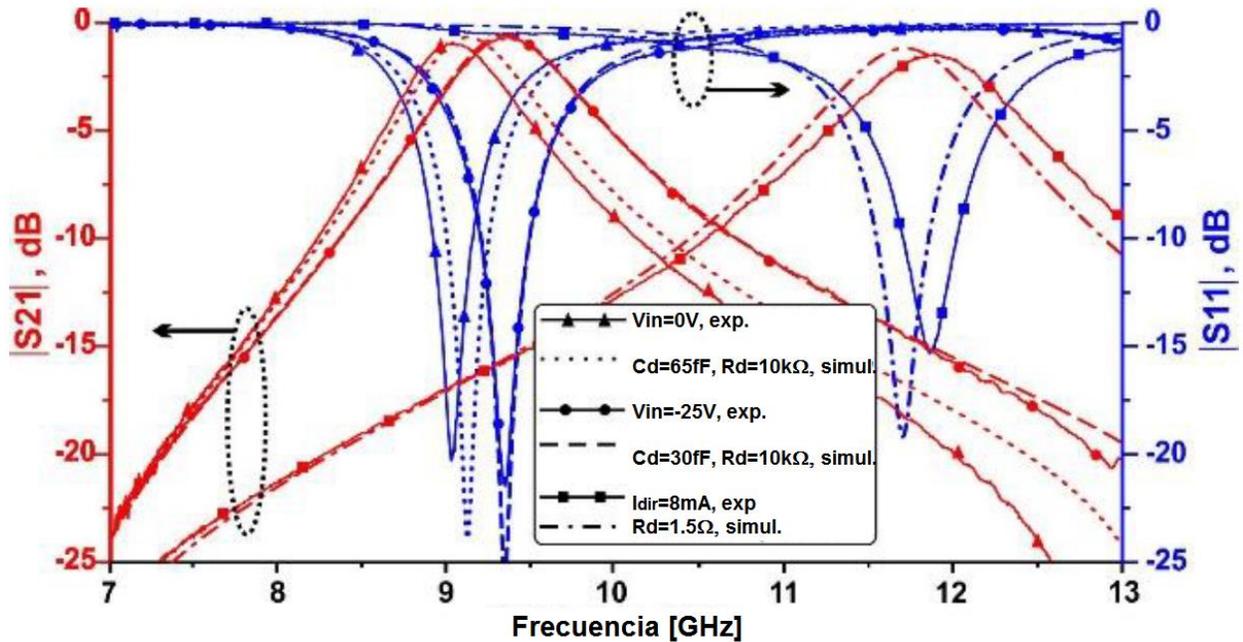


Gráfica 3.8  $S_{11}$  experimental de la estructura activa en polarización directa.

En [7] se reportaron los resultados obtenidos del diseño y la fabricación de la estructura propuesta. En la figura 3.4 se muestra cómo se polarizó la celda unitaria y en la gráfica 3.9 se muestran los coeficientes de reflexión y transmisión de los resultados simulados en guía de onda y los medidos.



Figura 3.4. Diafragma fabricado y su polarización.



Gráfica 3.9  $S_{21}$  y  $S_{11}$  experimental y simulado de la celda unitaria de la SSF activa.

### Conclusiones del capítulo 3

Se diseñaron, simularon y fabricaron dos estructuras, una pasiva y otra activa basadas en aperturas anulares con meandros, las cuales operan de 7 a 13 GHz. Los resultados de la simulación numérica muestran que cuando el diodo varactor se encuentra en estado abierto la SSF puede transmitir señales entre 9.07 y 9.28 GHz con un coeficiente de reflexión de -23.1 y -24.1 dB respectivamente, esto es debido a la variación de la capacitancia del diodo lo que permite la sintonización de la frecuencia deseada. En el estado cerrado del diodo la transmisión de la señal se presenta en 11.56 GHz con un coeficiente de reflexión de -18.4 dB. Los resultados experimentales en el estado abierto del diodo presentan transmisión de las señales entre 9.03 y 9.35 GHz con coeficientes de reflexión de -20 y -21.3 dB respectivamente. En el estado cerrado del diodo los resultados muestran que la transmisión se presenta en 11.87 GHz con un coeficiente de reflexión de -15.3 dB.

Los datos experimentales mostraron similitud con los datos obtenidos en las simulaciones numéricas. En los datos obtenidos en polarización directa atribuimos el aumento de capacitancia de 1 a 4 V a la capacidad de difusión, la cual depende de la corriente del diodo y la cual deberá tomarse en cuenta para el acoplamiento de impedancias en la funcionalidad de absorción de la SSF. Los datos obtenidos están dentro de los rangos esperados por lo que pueden ser utilizados en la red neuronal para su alimentación y así poder predecir el comportamiento del diodo varactor y sintonizar la impedancia requerida para la implementación de la función de absorción de la superficie selectiva de frecuencia multifuncional.

## Referencias

- [1] L. Yang, Z. Wang, Z. Zong, W. Wu and D. Fang, "A miniaturized frequency selective surface based on convoluted ring slot," *2012 6th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM)*, Shanghai, 2012, pp. 63-66.
- [2] B. Sanz-Izquierdo and E. A. Parker, "Dual Polarized Reconfigurable Frequency Selective Surfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 2, pp. 764-771, Feb. 2014.
- [3] Sivasamy, R., & Kanagasabai, M. (2019). "A novel miniaturized frequency selective surface". *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*.
- [4] [https://la.mathworks.com/products/connections/product\\_detail/cst-microwave-studio.html](https://la.mathworks.com/products/connections/product_detail/cst-microwave-studio.html)  
2 de diciembre de 2019.
- [5] <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/solvers/>  
2 de diciembre de 2019.
- [6] Sanchis E, Ejea J. "El diodo" Universidad de Valencia. Escuela Técnica Superior de Ingeniería. [https://www.uv.es/~esanchis/cef/pdf/Temas/A\\_T1.pdf](https://www.uv.es/~esanchis/cef/pdf/Temas/A_T1.pdf). 30 de Noviembre de 2019.
- [7] T.E. Esparza-Aguilar, J. Rodriguez-Cuevas, A.E. Martynyuk and J.I. Martinez-Lopez, "Active frequency selective surface with tunable and switchable properties based on loaded split ring slots" in *Electronics Letters*, Jan (2020).

## Capítulo 4. Red neuronal de la estructura activa y modelado del diodo varactor

### 4.1 Red Neuronal de la estructura activa

Como se ha mencionado anteriormente, las redes neuronales artificiales han sido ampliamente utilizadas en el modelado de dispositivos semiconductores [1-5] y de radiofrecuencia frecuencia [6-9] debido a la complejidad de su comportamiento, presentando una buena alternativa a dicho problema. Uno de los algoritmos más utilizados en redes neuronales artificiales es el de backpropagation o retropropagación [10-13], en el presente trabajo se propone una red neuronal basada en el algoritmo de retropropagación y delta barra delta extendido. La estructura es un perceptrón de 3 capas: una capa de entrada, una oculta y una de salida. Se definen tres entradas: la frecuencia, el voltaje y el coeficiente de reflexión S11 de la estructura pasiva. La red cuenta con 20 neuronas en capa oculta y una salida, que es el coeficiente de reflexión S11 de la estructura activa en la modalidad y polarización deseada (figura 4.1). La red neuronal se codificó en el programa Matlab®.

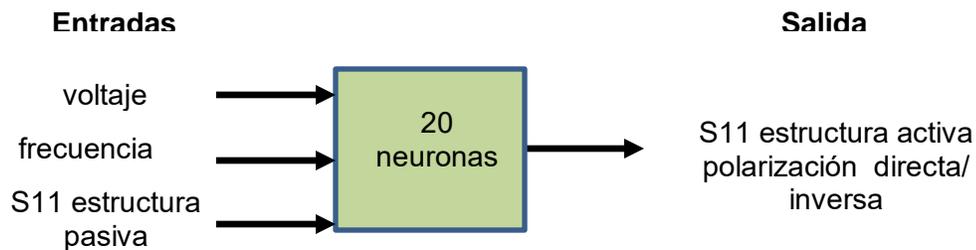


Figura 4.1 Componentes de la red neuronal propuesta.

Se implementaron cuatro redes neuronales, una para cada comportamiento:

Coeficiente de reflexión S11 en dB para polarización directa.

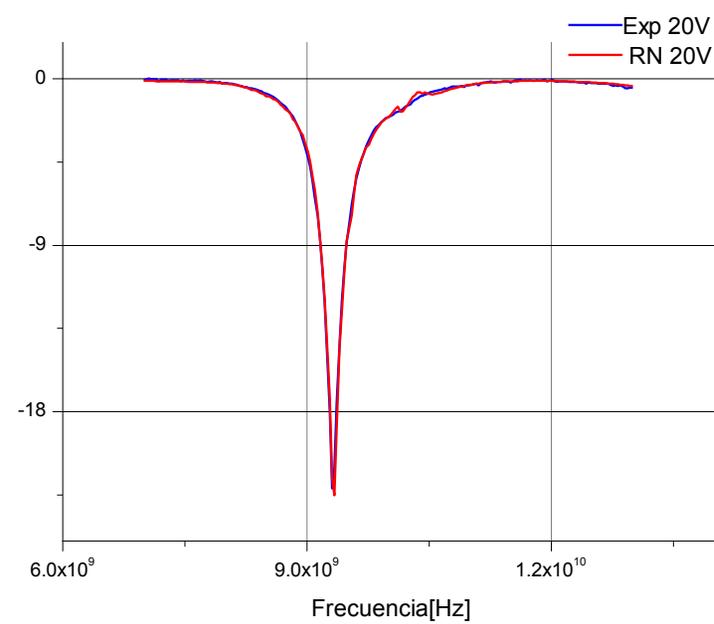
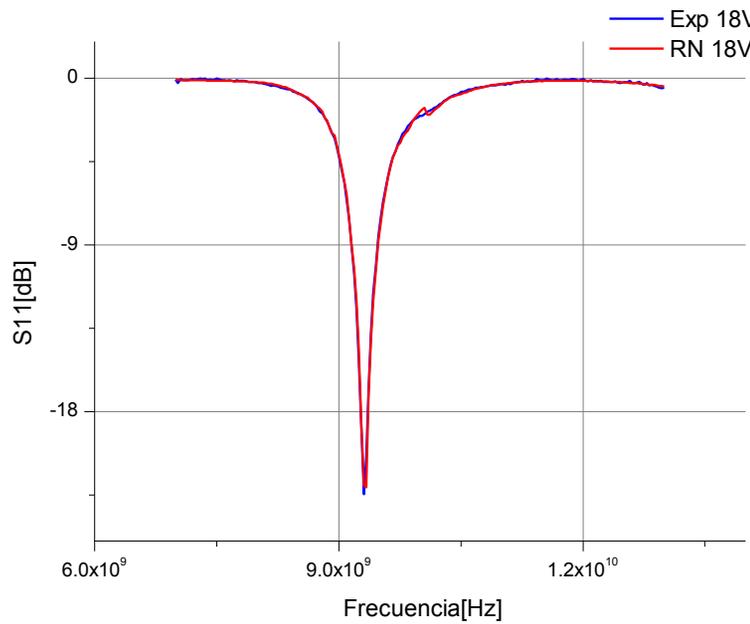
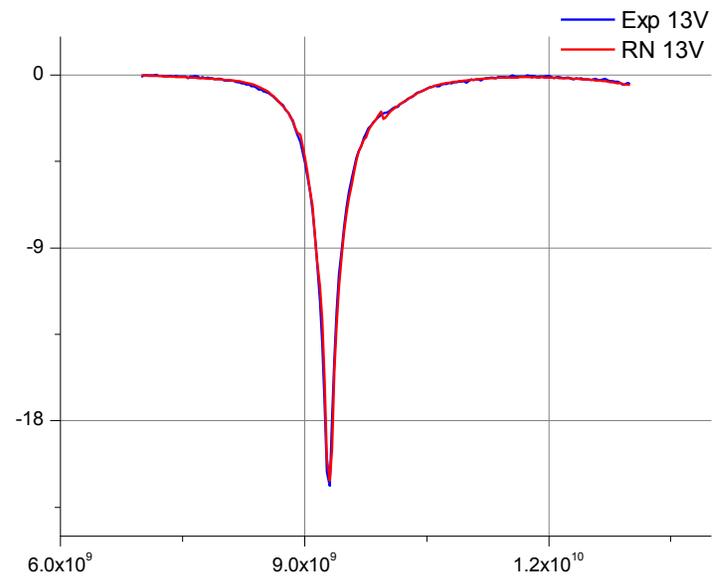
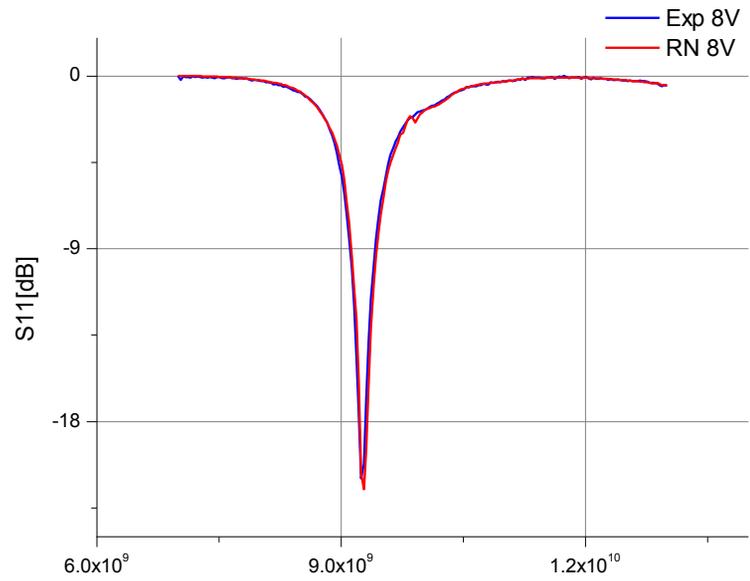
Fase del coeficiente de reflexión S11 para polarización directa.

Coeficiente de reflexión S11 en dB para polarización inversa.

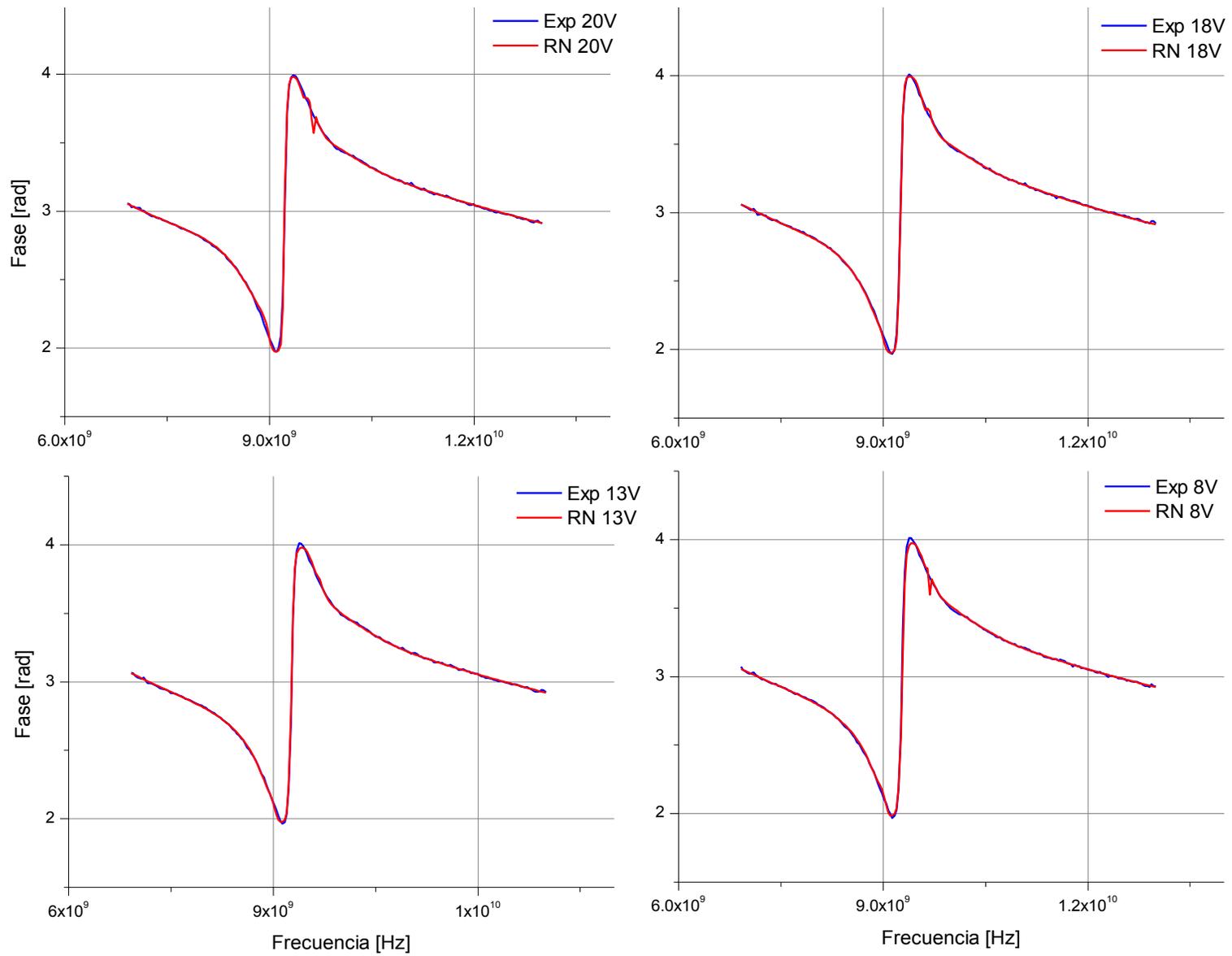
Fase del coeficiente de reflexión S11 para polarización inversa.

En las gráficas 4.1, 4.2, 4.3 y 4.4 se muestran los resultados obtenidos con la red neuronal comparados con los datos experimentales. En cada una de las gráficas se presentan cuatro muestras de voltaje, observando que la red converge adecuadamente. Analizando la manera en la que se compone la red neuronal podemos decir que ésta es el propio diodo ya que a una

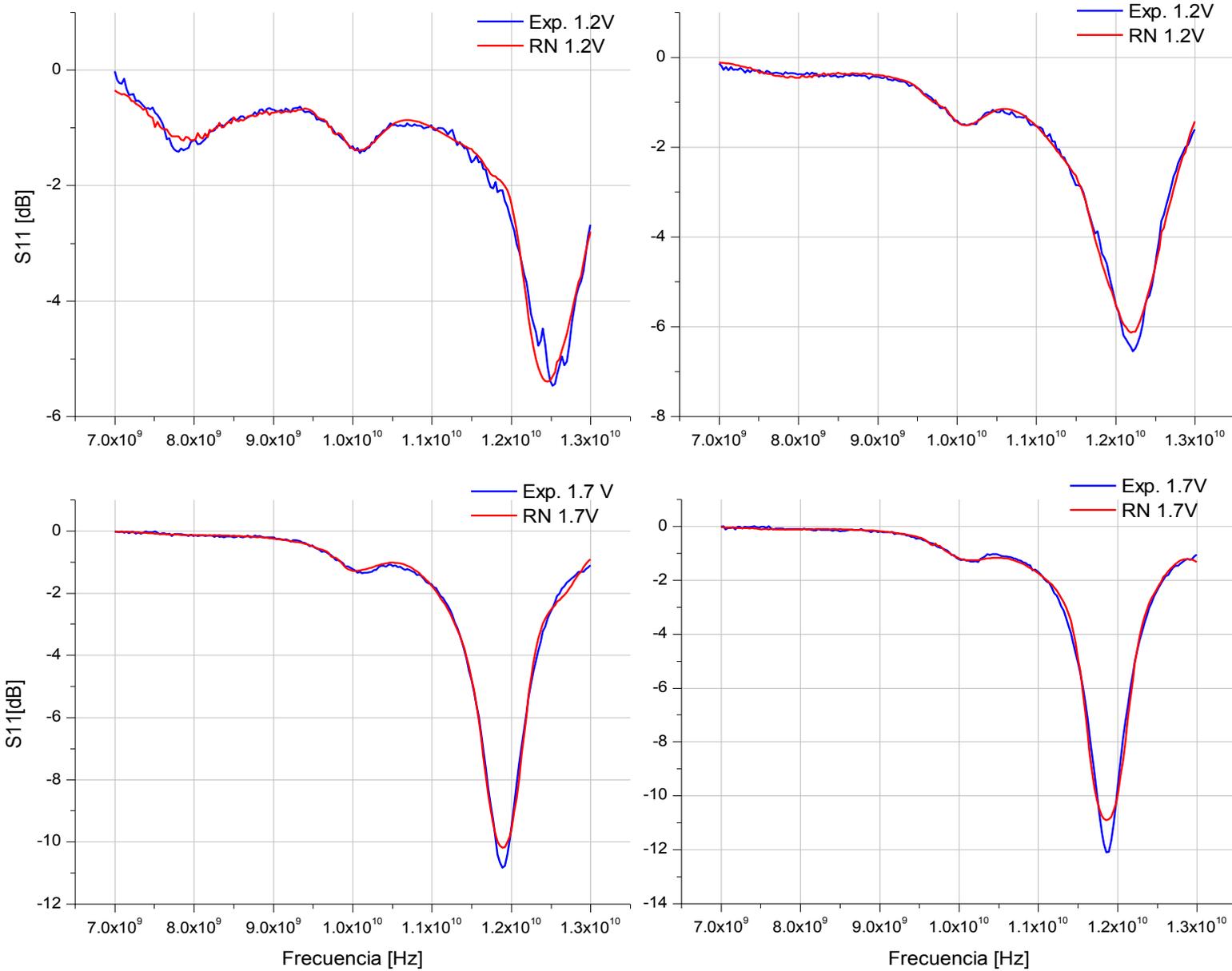
estructura pasiva se le inserta un diodo, se aplica voltaje, se opera en una frecuencia y al final se puede obtener un determinado parámetro que en este caso es el coeficiente de reflexión. La red neuronal opera y funciona igual que el diodo varactor utilizado.



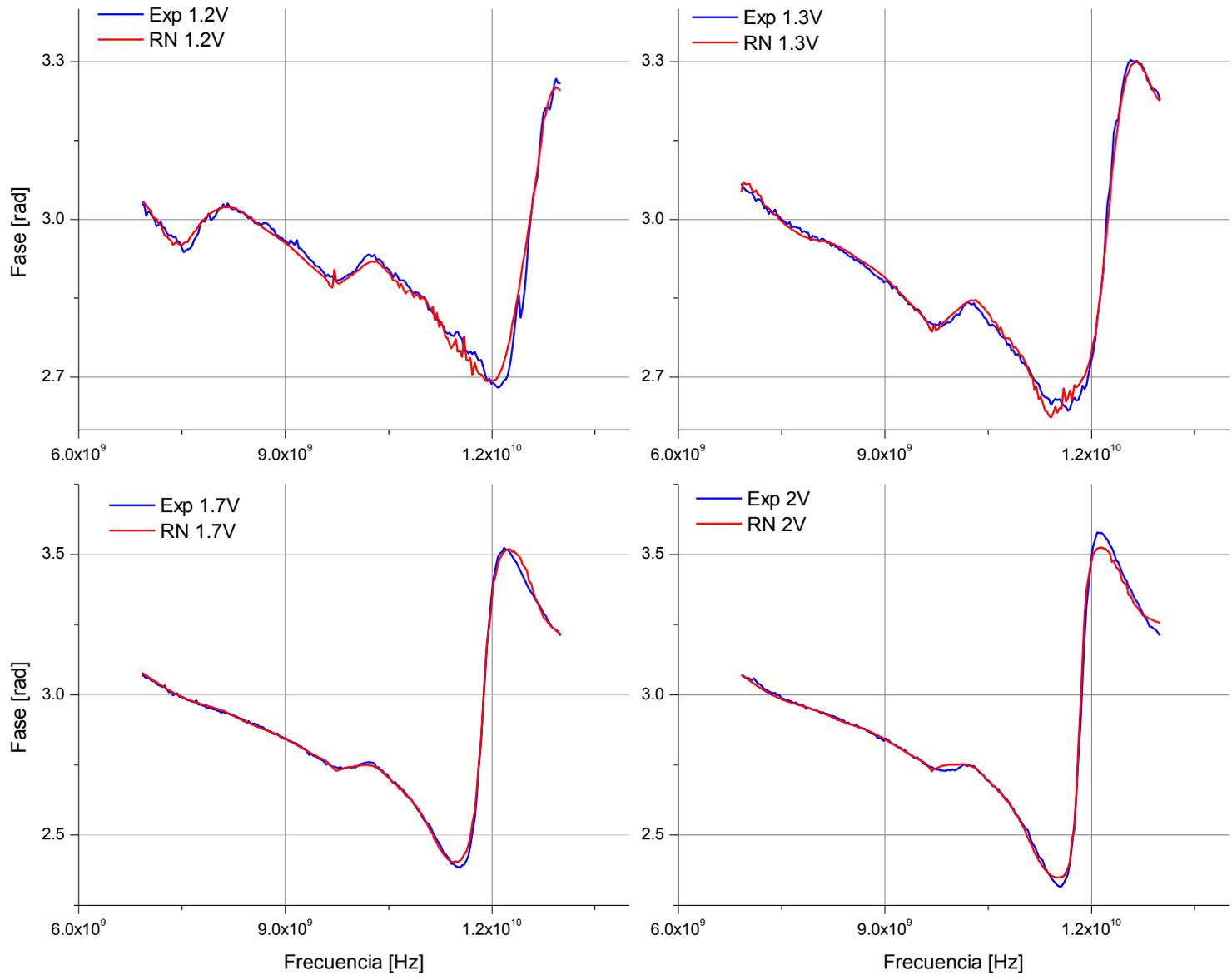
Gráfica 4.1 Comparación entre  $S_{11}$  experimental y el calculado por la red neuronal en polarización inversa.



Gráfica 4.2 Comparación entre la fase de S11 experimental y la calculada por la red neuronal en polarización inversa.



Gráfica 4.3 Comparación entre S11 experimental y el calculado por la red neuronal en polarización directa.



Gráfica 4.4 Comparación entre la fase de S11 experimental y la calculada por la red neuronal en polarización directa.

## 4.2 Modelado del diodo varactor

Conocer la impedancia del diodo es fundamental ya que de acuerdo a nuestra propuesta utilizaremos la variación de ésta en el diodo para lograr un acoplamiento de impedancia entre placas y lograr la funcionalidad de absorción en la SSF multifuncional.

Con tal objetivo buscamos extraer la impedancia del diodo de la siguiente manera:

Se considera un circuito eléctrico resonante en paralelo para la estructura anular con meandros rectangulares (figura 4.2). Donde  $Z_T$  es la impedancia de la guía de onda donde se midió la estructura y  $Z_P$  es la impedancia del circuito pasivo.

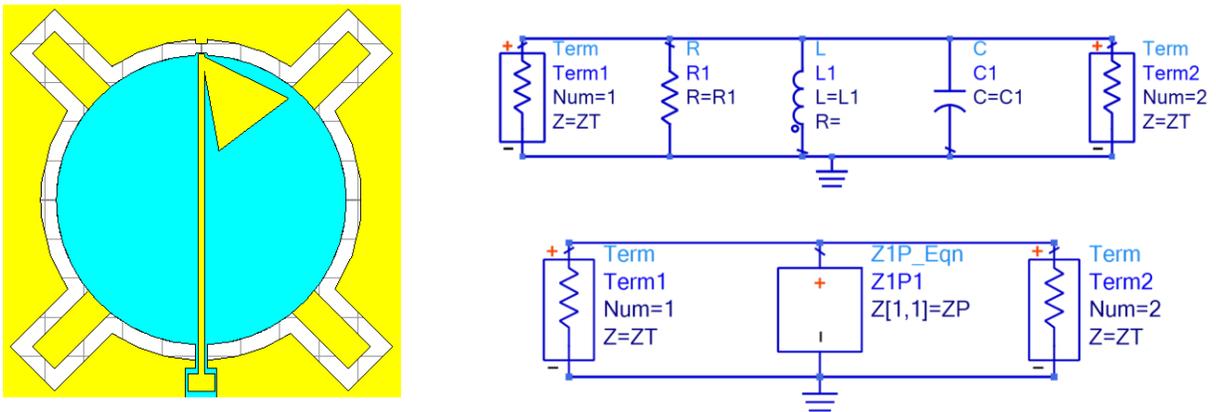


Figura 4.2 . Estructura anular pasiva y su circuito equivalente en guía de onda.

Se inserta un diodo varactor con impedancia  $Z_D$  en la estructura anular (figura 4.3).

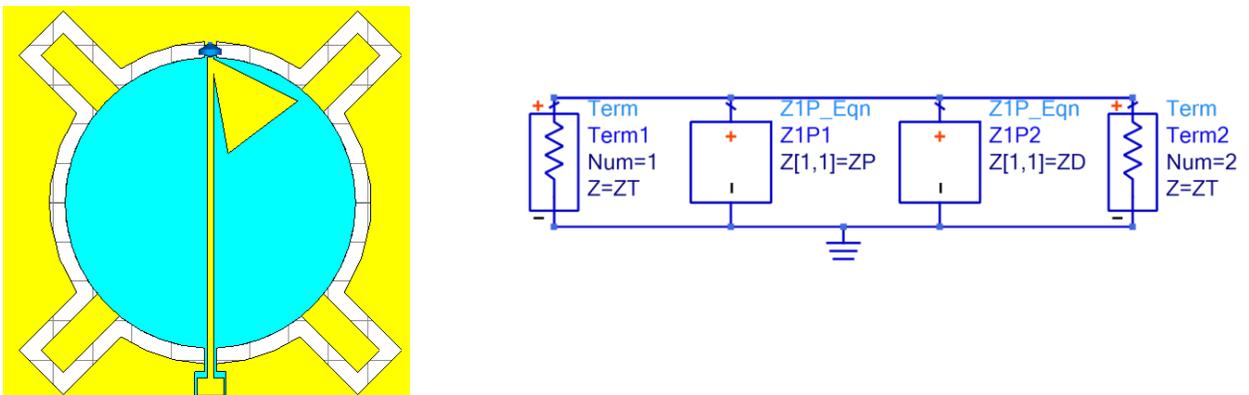


Figura 4.3. Estructura anular activa y su circuito equivalente en guía de onda.

La impedancia  $ZD$  es desconocida, para poderla extraer se realizan las mediciones de la estructura completa  $ZE$ : sin voltaje, en polarización directa e inversa.

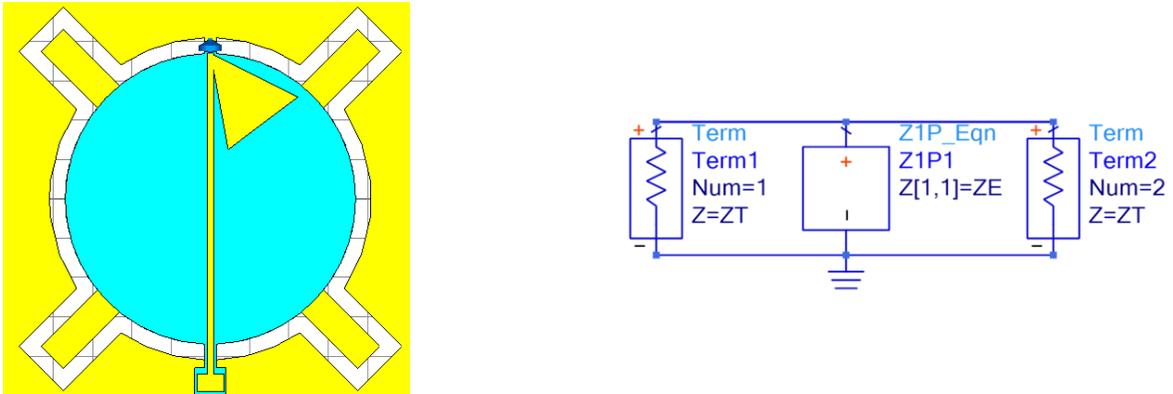
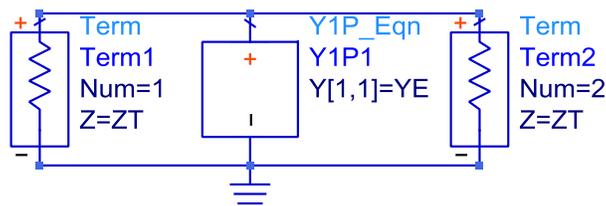


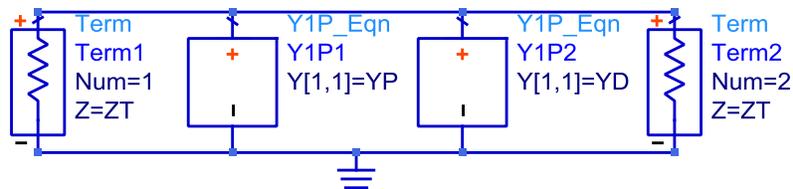
Figura 4.4. La estructura completa tiene una impedancia  $ZE$ .

Se convierte la impedancia  $ZE$  en admitancia  $YE$ .



$YE$  es igual a la suma de la admitancia de la estructura pasiva  $YP$  y la admitancia del diodo  $YD$ .

$$YE = YP + YD$$



Por lo tanto la admitancia del diodo será  $YD = YE - YP$ . Y finalmente la impedancia del diodo es

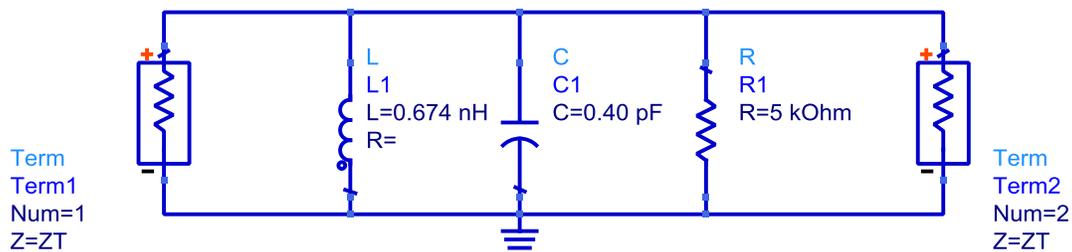
$$ZD = 1/YD.$$

Para comprobar lo anterior, se realizaron simulaciones en Advanced Design System (ADS ®) y CST Microwave Studio®. Advanced Design System es un programa de automatización de diseño electrónico para RF, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad [14].

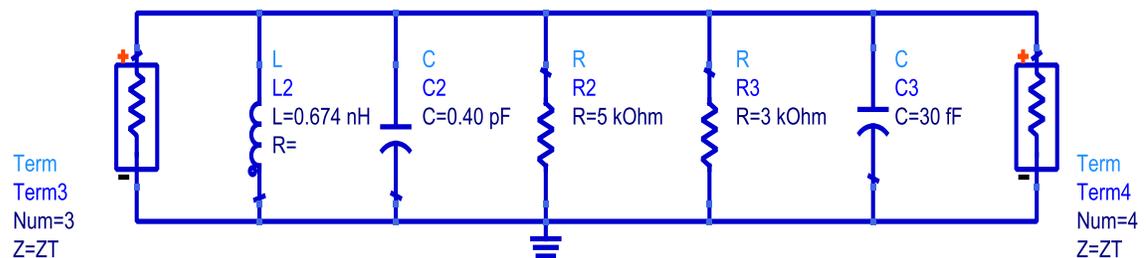
### Simulación en ADS

Se consideraron los siguientes circuitos pasivo y activo, se calcularon sus impedancias y admitancias correspondientes.

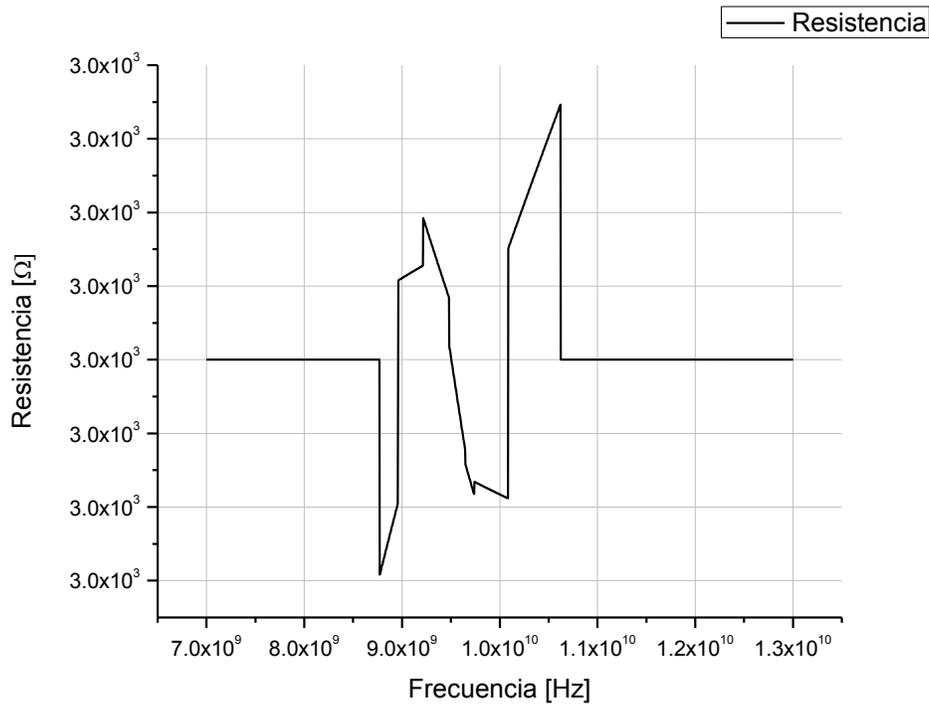
Circuito pasivo



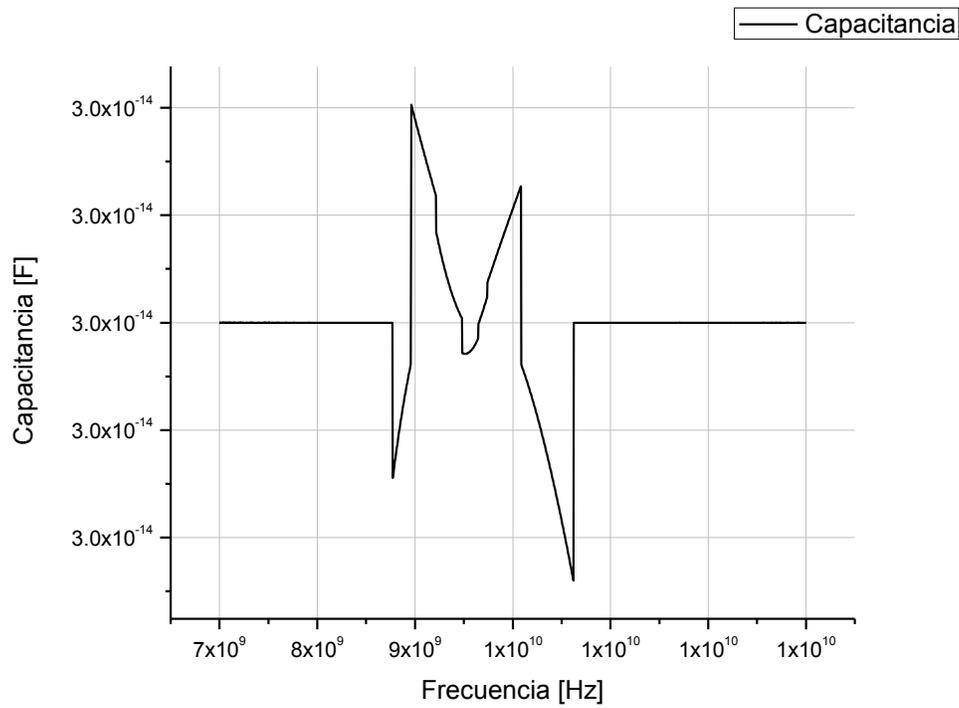
Circuito activo: La impedancia del diodo es representada mediante la resistencia de 3 kΩ en paralelo con el capacitor de 30 fF para polarización inversa.



En las gráficas 4.5 y 4.6 se puede observar que la impedancia del diodo varactor extraída del circuito activo corresponde a una resistencia de 3 kΩ y a una capacitancia de 30fF, lo cual concuerda con los valores del circuito.



Gráfica 4.5. Resistencia del diodo obtenida en ADS.



Gráfica 4.6. Capacitancia del diodo obtenida en ADS.

## Simulación en CST

Las estructuras simuladas en CST son las aperturas anulares pasiva y activa de la figura 4.5.

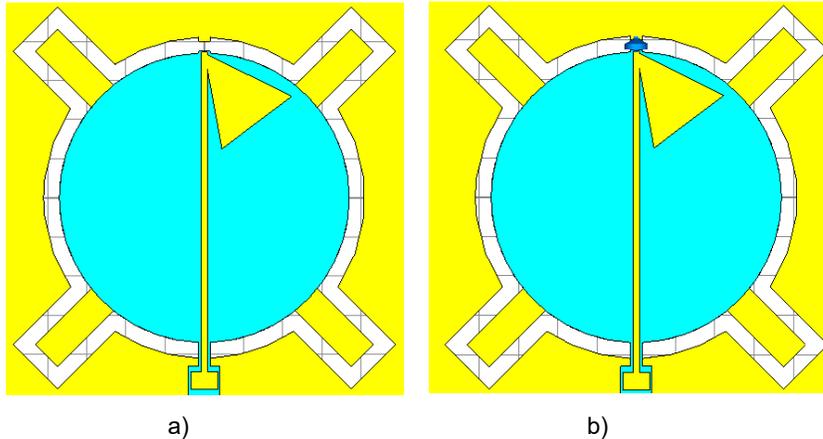
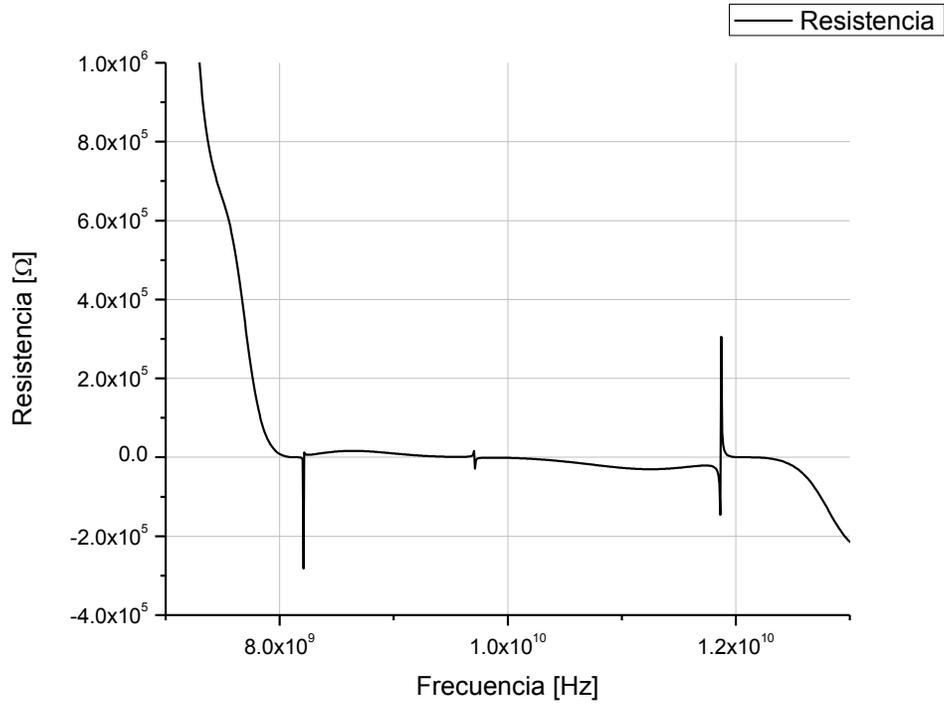


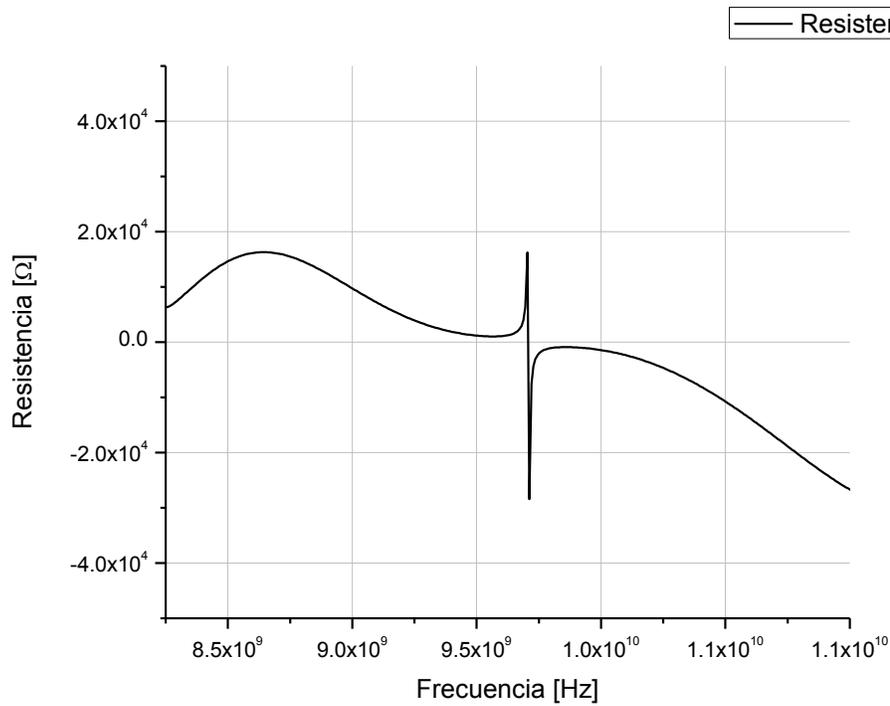
Figura 4.5 a) Estructura pasiva. b) Estructura con carga en paralelo de  $5\text{k}\Omega$  y  $30\text{fF}$ .

La estructura activa fue implementada con un elemento capacitivo de  $30\text{fF}$  y otro resistivo en paralelo de  $5\text{k}\Omega$  para la realización de la prueba.

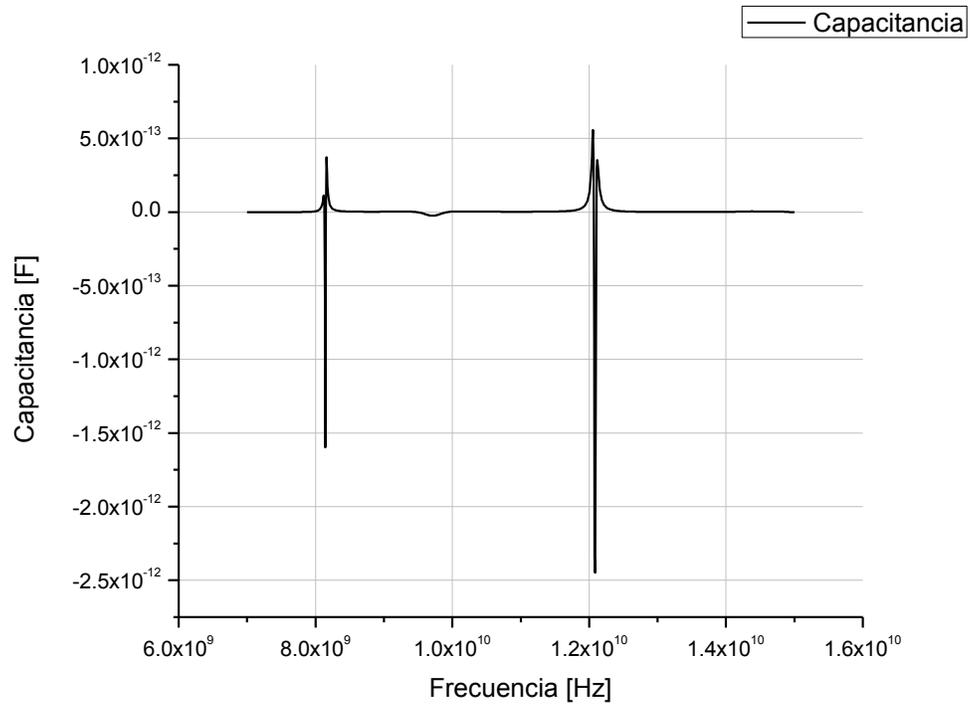
Los resultados obtenidos se muestran de la gráfica 4.7 a la 4.10. En ellas podemos ver que la resistencia y la capacitancia extraídas no corresponden a los datos que se implementaron en CST a diferencia de los resultados obtenidos en ADS, esto se debe a que la fase de los circuitos implementados en ADS no está desplazada y la simulación en CST sí. En las gráficas 4.11 y 4.12 se puede ver la diferencia de las fases. Debido a esta circunstancia, el cálculo de la impedancia del diodo por este método no podría ser comprobado con los cálculos numéricos de CST.



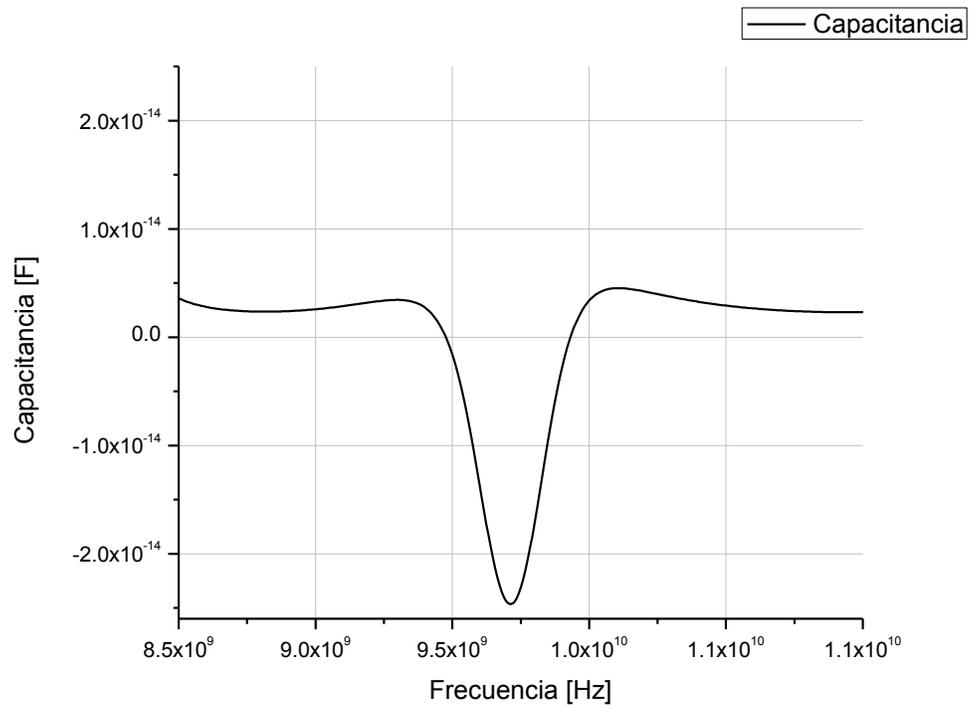
Gráfica 4.7. Resistencia del diodo obtenida en CST



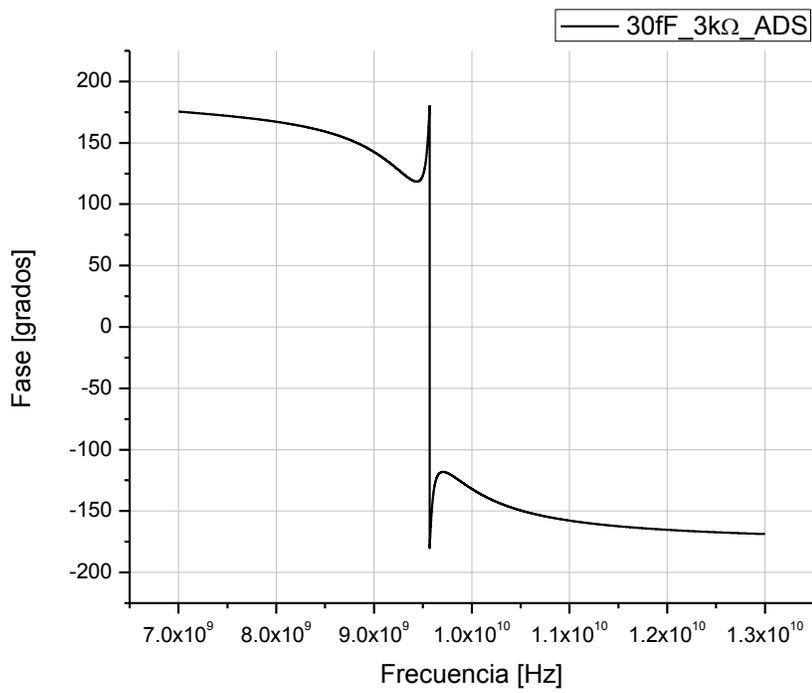
Gráfica 4.8. Resistencia del diodo obtenida en CST de 8.5 a 11GHz.



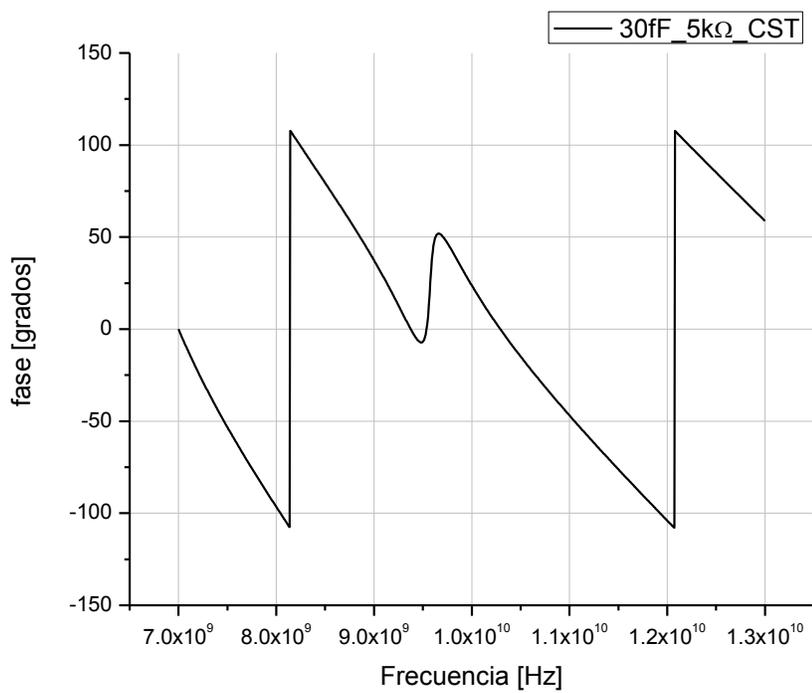
Gráfica 4.9. Capacitancia del diodo obtenida en CST



Gráfica 4.10. Capacitancia del diodo obtenida en CST de 8.5 a 11 GHz



Gráfica 4.11. Fase de estructura activa en ADS



Gráfica 4.12. Fase de estructura activa en CST.

## Datos experimentales

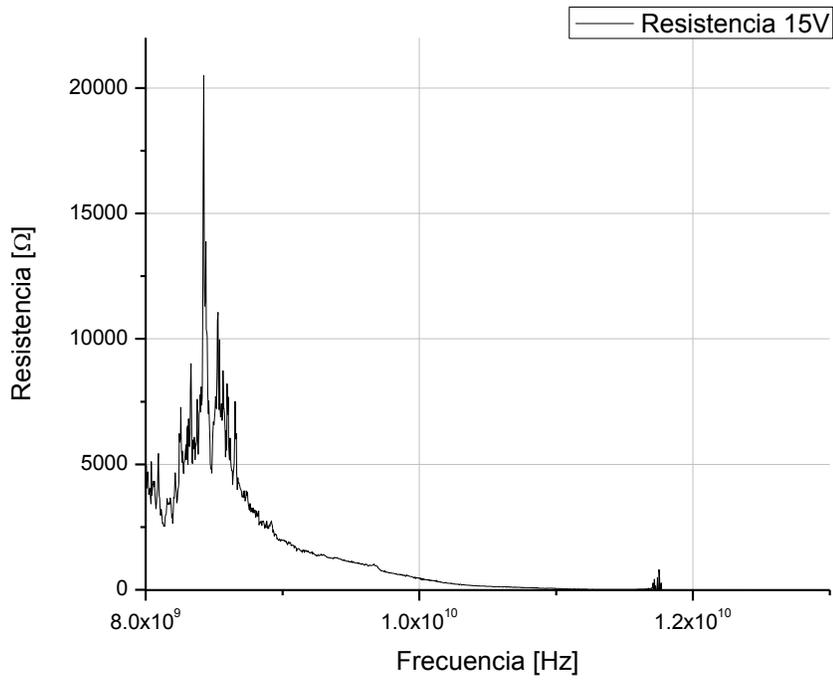
De la misma manera, para la obtención de la impedancia del diodo por medio de los datos experimentales se utilizaron las mediciones de las estructuras pasiva y activa de la figura 4.6.



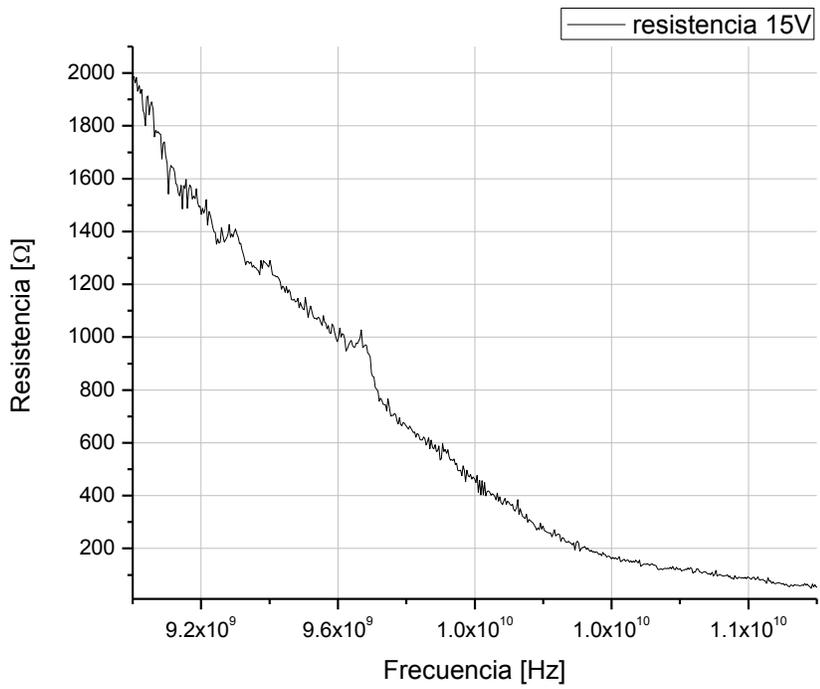
Figura 4.6. a) estructura pasiva. b) estructura activa

Para la extracción de la impedancia del diodo se utilizó la medición de la estructura activa en -15V. Los resultados obtenidos se presentan de la gráfica 4.13 a la 4.16.

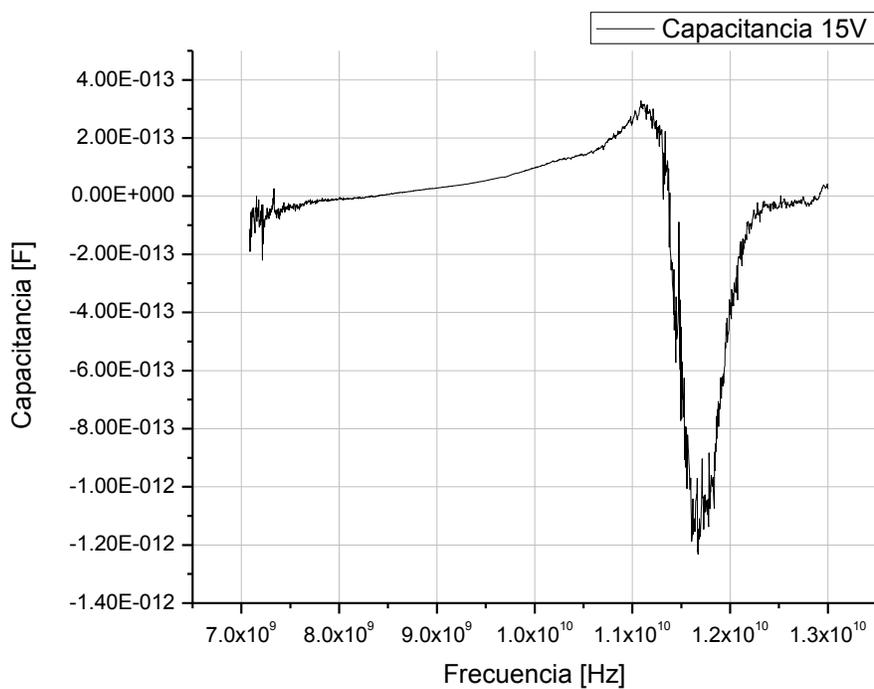
Al igual que en CST los datos presentan la fase desplazada. En las gráficas podemos observar que los resultados no corresponden a valores dentro de los rangos del diodo especificados por el fabricante. Se movió la fase de la medición y se obtuvieron los datos mostrados en las gráficas 4.17 y 4.18, éstos muestran valores dentro de los rangos especificados por el fabricante en cuanto a la capacitancia, pero no son constantes, de la misma manera la resistencia muestra inconsistencias por lo que el método no pudo ser validado con datos experimentales. El diodo varactor será modelado de manera diferente. En la siguiente sección se determinará el circuito equivalente del diodo para poder así determinar su impedancia.



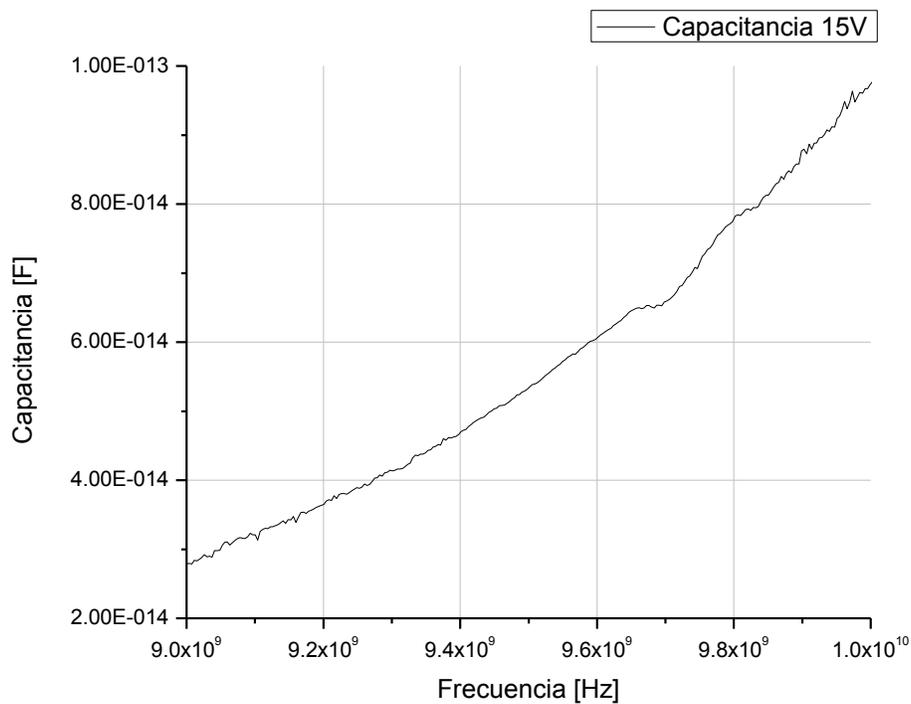
Gráfica 4.13. Resistencia del diodo obtenida de los datos experimentales.



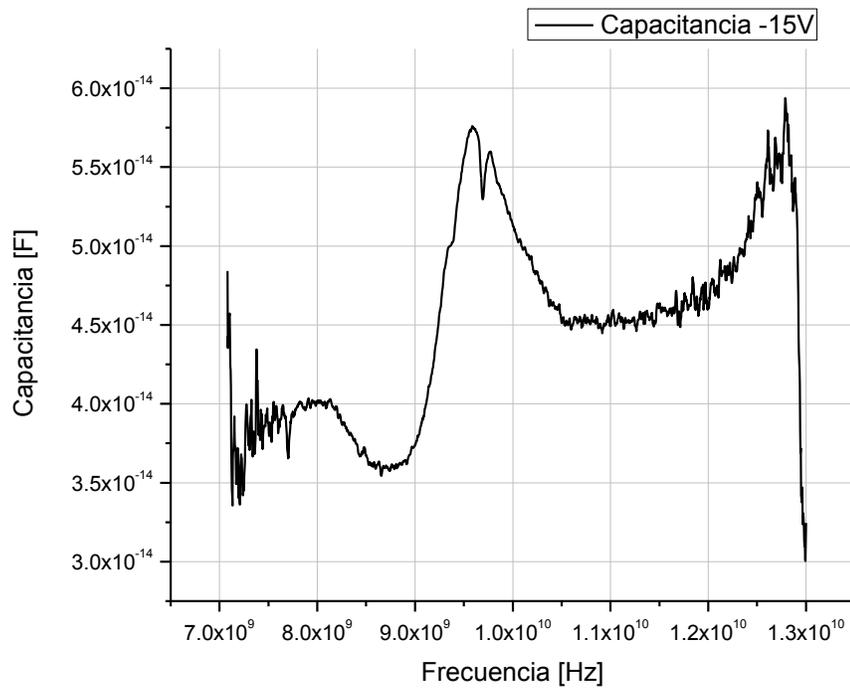
Gráfica 4.14. Resistencia del diodo obtenida de los datos experimentales de 9 a 11.2 GHz.



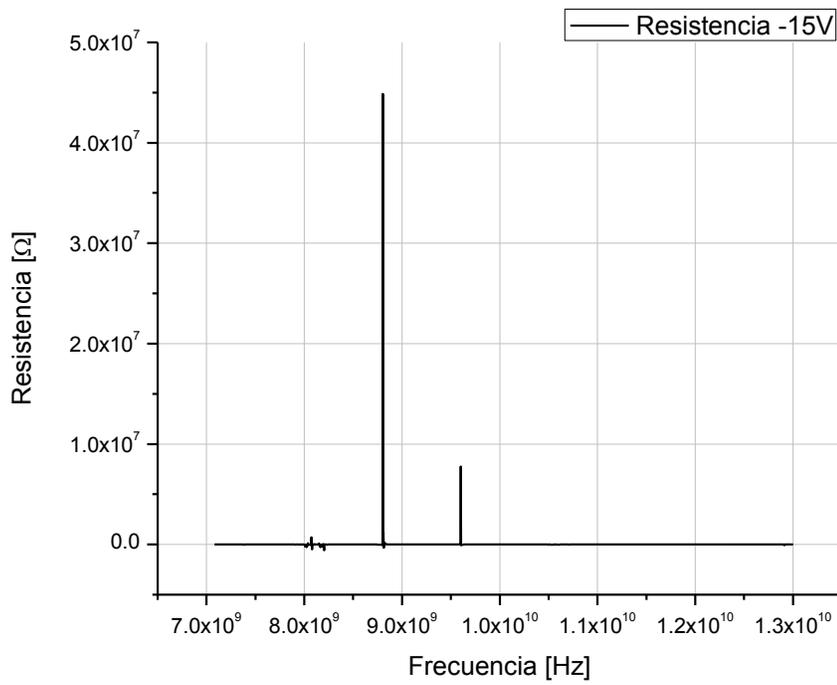
Gráfica 4.15. Capacitancia del diodo obtenida con datos experimentales de 8.5 a 11 GHz.



Gráfica 4.16. Capacitancia del diodo obtenida con datos experimentales de 8.5 a 11 GHz.



Gráfica 4.17. Capacitancia del diodo obtenida con datos experimentales después de mover la fase.



Gráfica 4.18. Resistencia obtenida con datos experimentales después de mover la fase,

### Circuito equivalente del diodo varactor.

Se calcularon los siguientes circuitos para reproducir el comportamiento de la estructura activa fabricada.

#### Polarización directa

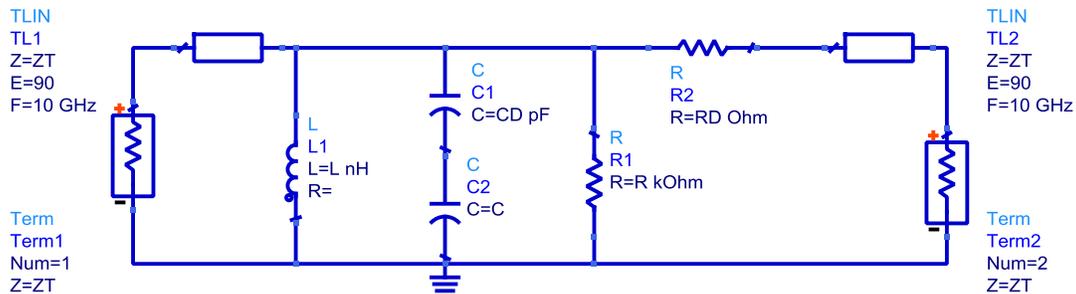


Figura 4.7 Circuito equivalente de estructura fabricada en polarización directa.

L, C y R son los componentes de la estructura pasiva. CD es la capacitancia de difusión del diodo y RD es la resistencia de éste en polarización directa.

$L=0.673 \text{ nH}$

$C=0.4 \text{ pF}$

$R=5.05 \text{ k}\Omega$

RD tiene una variación de  $1.387 \text{ k}\Omega$  a partir de 1V y hasta  $238 \Omega$  en 4V.

CD varía de  $0.51 \text{ pF}$  a 1V hasta  $0.8 \text{ pF}$  en 4V.

#### Polarización inversa

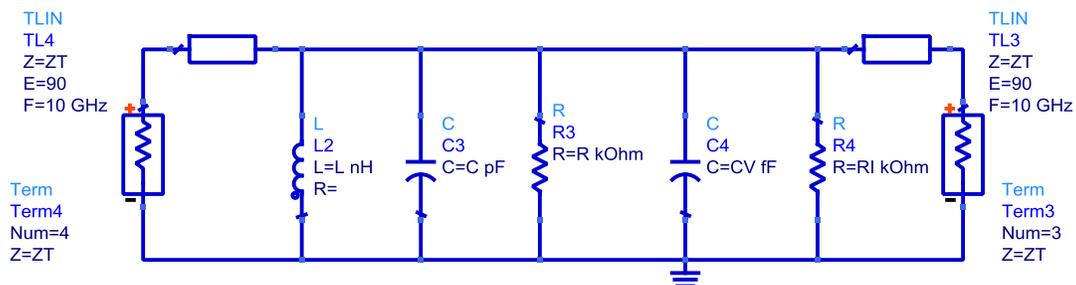
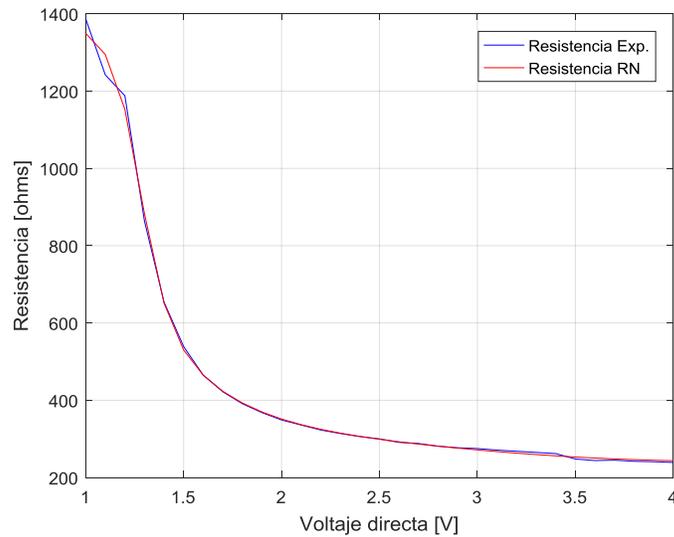


Figura 4.8 Circuito equivalente de estructura fabricada en polarización inversa..

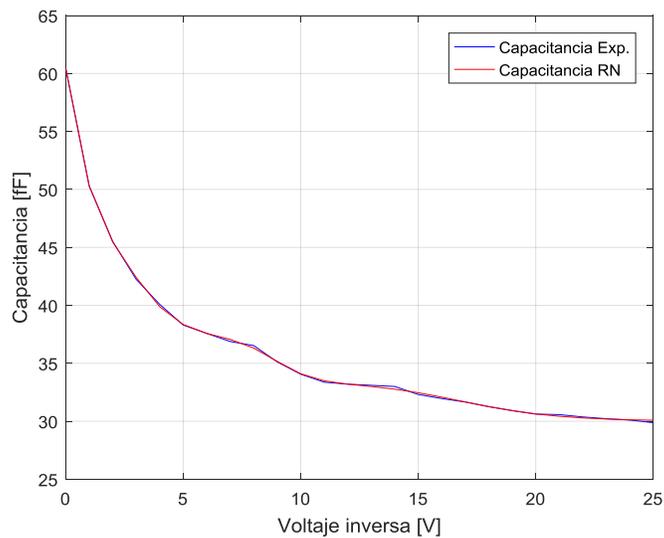
CV es la capacitancia del diodo varactor en polarización inversa y va de 29.88 a 60.47 fF. De -25 a 0V. Los datos proporcionados por el fabricante son de 30 a 63 fF. RI es la resistencia en inversa y varía entre 4 y 5 kΩ.

Al tener dichos datos podemos utilizarlos también en una red neuronal, la cual nos dirá el comportamiento del diodo varactor respecto al voltaje aplicado.

Los resultados de la red neuronal que modela la impedancia del diodo varactor en polarización directa de 1 a 4V se muestran en la gráfica 4.19 y los que modelan la impedancia en polarización inversa se muestran en la gráfica 4.20. La resistencia en polarización inversa varía muy poco por lo que no se modeló en red neuronal.



Gráfica 4.19 modelado de impedancia del diodo varactor en polarización directa.



Gráfica 4.20 modelado de impedancia del diodo varactor en polarización inversa.

## **Conclusiones del capítulo 4.**

Se desarrolló una red neuronal capaz de modelar el comportamiento de una estructura activa en dos polarizaciones. Esta red neuronal se comporta como el diodo varactor inmerso en la estructura pasiva y nos puede ayudar a conocer la impedancia de dicho diodo. Se utilizó un método para conocer la impedancia a través de la resta de admitancias de la estructura activa y pasiva, dicho método fue validado con el programa de simulación ADS® pero no así con los datos experimentales y los simulados en guía de onda, por esta razón se optó por sacar el circuito eléctrico de la estructura activa en ambas polarizaciones para tener los datos suficientes y utilizarlos en la red neuronal directamente y conocer el comportamiento del diodo.

De acuerdo a los resultados obtenidos, el diodo en polarización directa varía de  $1.4 \text{ k}\Omega$  a  $239 \text{ }\Omega$  y en polarización inversa muestra una capacitancia de 30 a 63 fF con una resistencia entre 4 y 5  $\text{k}\Omega$ .

## Referencias

- [1] Caddemi, A. & Donato, Nicola & Xibilia, M.G.. (2003). Advanced Simulation of Semiconductor Devices by Artificial Neural Networks: Special Issue on the Proceedings of the INTERNATIONAL WORKSHOP ON COMPUTATIONAL ELECTRONICS (IWCE-9). Journal of Computational Electronics. 2. 10.1023/B:JCEL.0000011442.17774.cf.
- [2] Armaki, Mahdi & Hosseini, Ebrahim & Anvarifard, Mohammad. (2010). "Modeling semiconductor devices by using Neuro Space Mapping". *Applied Mathematical Modelling*. 34. 10.1016/j.apm.2010.02.032.
- [3] J. Xu and D. E. Root, "Advances in artificial neural network models of active devices," *2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Ottawa, ON, 2015, pp. 1-3.
- [4] M. Li, O. Irsoy, C. Cardie and H. G. Xing, "Physics-Inspired Neural Networks for Efficient Device Compact Modeling," in *IEEE Journal on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits*, vol. 2, pp. 44-49, Dec. 2016.
- [5] J. Xu and D. E. Root, "Artificial neural networks for compound semiconductor device modeling and characterization," *2017 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Miami, FL, 2017, pp. 1-4.
- [6] Fang Wang and Qi-Jun Zhang, "Knowledge-based neural models for microwave design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2333-2343, Dec. 1997.
- [7] Wang, F., Devabhaktuni, V. K., Xi, C. and Zhang, Q., "Neural network structures and training algorithms for RF and microwave applications". *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, 9: 216-240. (1999)
- [8] Qi-Jun Zhang, K. C. Gupta and V. K. Devabhaktuni, "Artificial neural networks for RF and microwave design - from theory to practice," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1339-1350, April 2003.

[9] Anhui Liang, Yanfeng Xu, Shouqing Jia and Guoquan Sun, "Neural networks for nonlinear modeling of microwave Schottky diodes," *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Nanjing, 2008, pp. 558-561.

[10] P. Chawla and R. Khanna, "Design and optimization of RF MEMS switch for reconfigurable antenna using feed-forward back-propagation ANN method," *2012 Nirma University International Conference on Engineering (NUICONE)*, Ahmedabad, 2012, pp. 1-6.

[11] J. Cai, J. Wang, C. Yu, H. Lu, J. Liu and L. Sun, "An artificial neural network based nonlinear behavioral model for RF power transistors," *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kuala Lumpur, 2017, pp. 600-603.

[12] C. W. Karangu, A. J. Ogunniyi, S. L. Henriquez, M. Reece and C. White, "Device Modeling using Neural Network Techniques for Solid State Power Amplifier Applications," *2008 IEEE Sarnoff Symposium*, Princeton, NJ, 2008, pp. 1-4.

[13] P. Roblin, F. J. Martinez-Rodriguez, Hsiu Chen Chang, Chenggang Xie and J. I. Martinez-Lopez, "Transistor characterization and modeling and the use of embedding device models for the design of microwave power amplifiers," *2015 Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC)*, Taormina, 2015, pp. 1-6.

[14]<https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?&cc=MX&lc=eng>  
2 de diciembre de 2020.

## Capítulo 5. Diseño de una superficie selectiva de frecuencia multifuncional

### 5.1 Antecedente

En [1] se investigó una superficie selectiva de frecuencia activa basada en una ranura de anillo conmutable de diodo PIN con circuitos de polarización de baja disrupción en banda X (8.2- 12.4 GHz). La superficie propuesta puede proporcionar dos estados de operación y puede usarse para el control efectivo de la transmisión de ondas electromagnéticas. Esta superficie selectiva de frecuencia puede utilizar la transmisión y la reflexión de señales en diferentes aplicaciones, pero la desventaja de la reflexión es que puede provocar multitrayectorias adicionales, retraso o degradación de la propia señal.

Como una alternativa a esta desventaja se propone añadir la funcionalidad de absorción.

### 5.2 Diseño

El objetivo es diseñar una SSF multifuncional que posea los estados de absorción, reflexión y transmisión a la frecuencia de 5 GHz y tenga la capacidad de cambiar de estado a solicitud.

La propuesta está formada por dos SSF que tienen como celda unitaria una apertura anular con elementos capaces de modificar su estado de actuación (EC1, EC2, EC3 y EC4) y separadas una distancia  $d$  como se muestra en la figura 1.

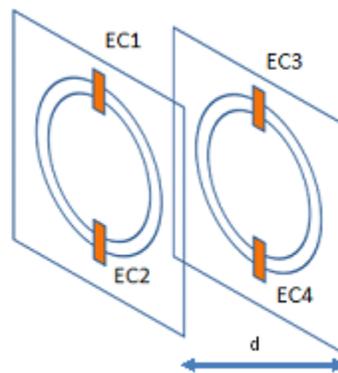


Figura 5.1. Dos superficies separadas una distancia  $d$  con elementos para cambio de estado.

### **Diseño de la celda unitaria.**

Las dimensiones de la apertura son calculadas de la siguiente manera:

$$d = \frac{\lambda}{\pi}$$

La frecuencia de interés es 5 GHz por lo que  $d = 19.1 \text{ mm}$  aproximadamente.

### **Dimensiones y características de la apertura**

Sustrato Rogers 4003 Lossy de 22x22 mm

Espesor: 0.203 mm

Apertura en cobre

Diámetro exterior=17.3 mm

Diámetro interior=16.5 mm

Espesor del cobre =0.011mm

### **5.3 Simulación numérica de la celda unitaria**

Para la obtención del modelo eléctrico de la celda unitaria se realizó una simulación numérica en el programa CST, cuyos resultados fueron aproximados a un modelo eléctrico en el programa ADS. En la figura 5.2.a se muestra la estructura en CST y en la figura 5.2.b el modelo eléctrico obtenido. La gráfica 5.1 muestra los resultados de ambas simulaciones.

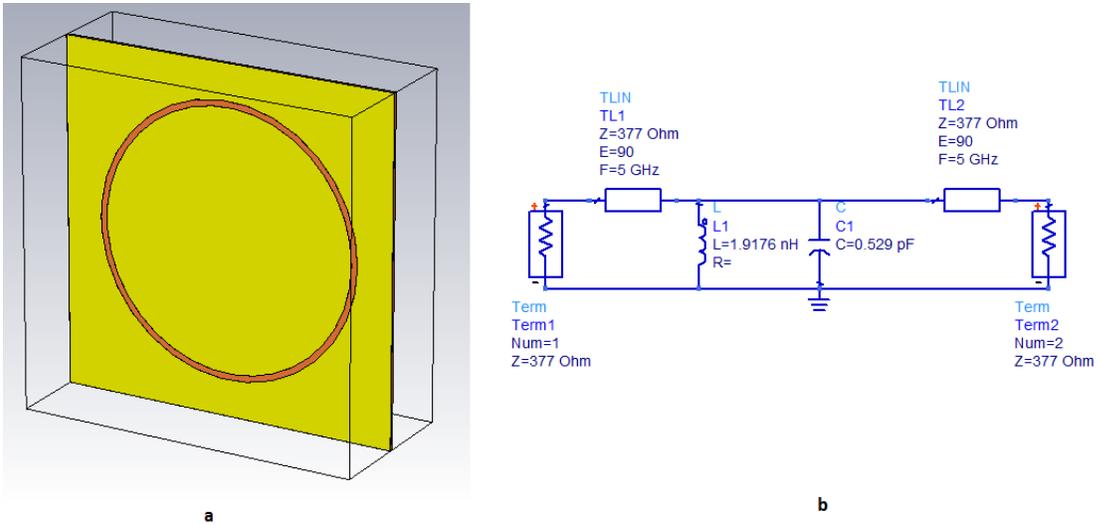
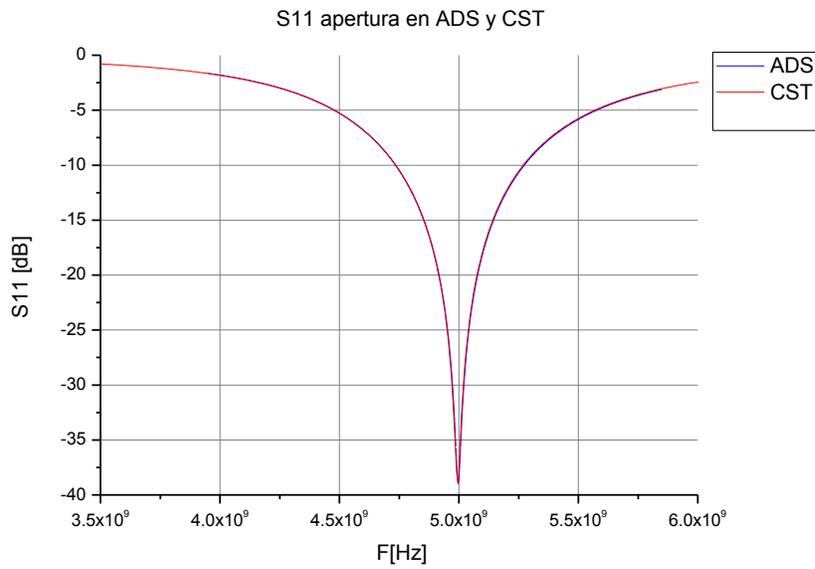


Figura5. 2. a) Estructura en CST. b) modelo eléctrico obtenido.



Gráfica 5.1. S11 de la apertura en ADS y en CST.

**Valores del modelo eléctrico**

L=1.92 nH  
C=0.53 pF

Del modelo de celda unitaria obtenido podemos proponer el circuito completo de la siguiente manera:

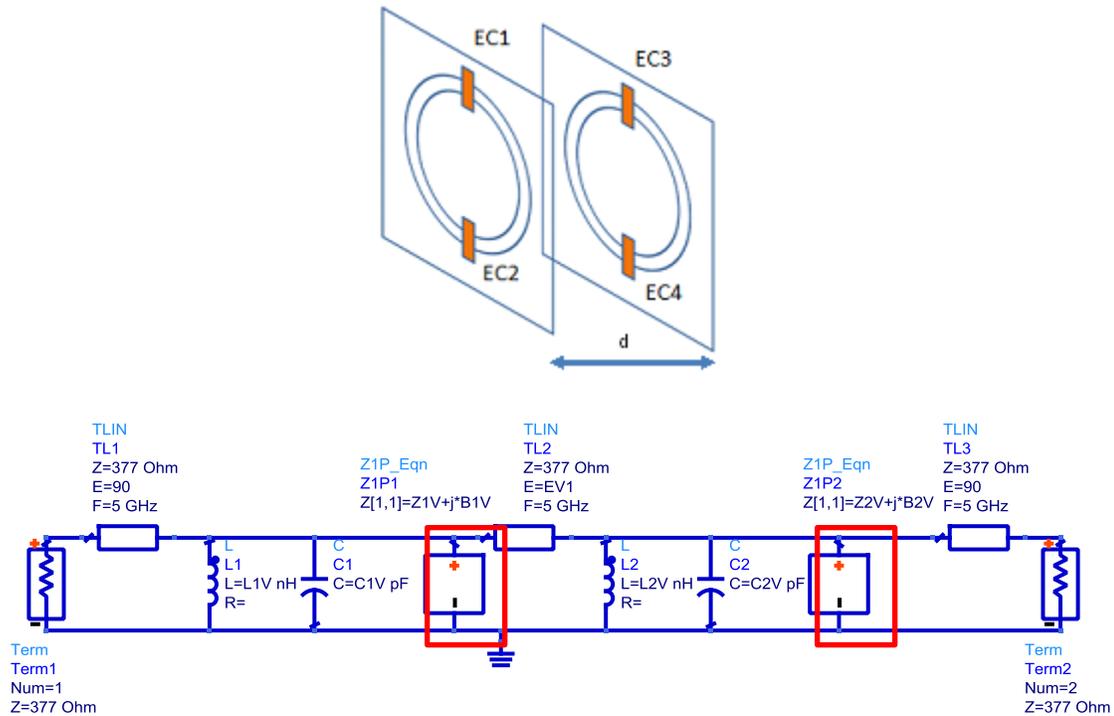


Figura 5.3. Arriba: SSF Multifuncional propuesta. Abajo: Modelo eléctrico general de la SSF.

Donde Z1 y Z2 son las impedancias para un estado de actuación y su valor dependerá de la función a desempeñar. Así para los tres estados de actuación: transmisión, absorción y reflexión se tienen las impedancias Z1, Z2, Z3, Z4, Z5 y Z6 respectivamente como se muestra en la figura 5.4.

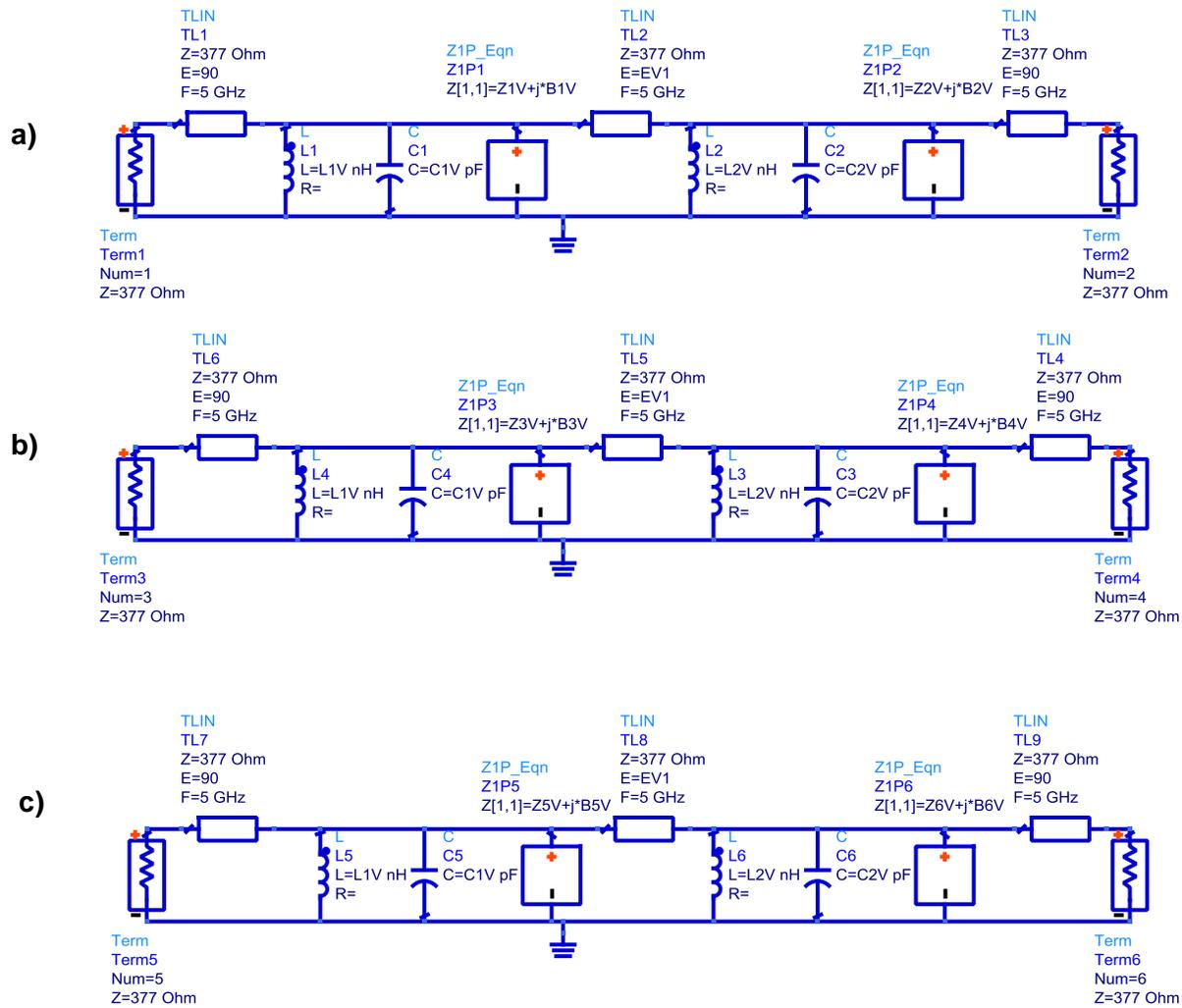


Figura 5.4. a) Modelo eléctrico para el estado de transmisión. b) Modelo eléctrico para el estado de absorción. c) Modelo eléctrico para el estado de reflexión.

## 5.4 Simulación y optimización del modelo eléctrico de la SSF para cada estado en ADS.

Los modelos eléctricos anteriores fueron simulados y optimizados en el programa ADS para cumplir con las siguientes características:

L y C deben ser iguales en los tres modelos.

E que es la longitud eléctrica debe ser igual para los tres modelos.

Para el modelo 4.a.  $S_{21}=1$  o transmisión total.

Para el modelo 4.b.  $S_{11}^2 + S_{21}^2=0$  o absorción total

Para el modelo 4.c.  $S_{11}=1$  o reflexión total.

Los resultados obtenidos se presentan a continuación:

$$L1=L2= 1.92 \text{ nH}$$

$$C1=C2=0.53 \text{ pF}$$

$$E=88.4^\circ$$

$$Z1=Z2=R1=R2=9.7 \text{ K}\Omega$$

$$Z3=R3=372 \Omega$$

$$Z4=Z5=Z6=R4=R5=R6= 1.5 \Omega$$

### **Parámetros de dispersión para cada estado de actuación obtenidos en ADS.**

Los parámetros de dispersión obtenidos con la optimización realizada son los siguientes:

Estado de Transmisión a 5 [GHz]

$$S_{21}=0.962$$

$$S_{11}=0.002$$

$$A=1 - S_{11}^2 - S_{21}^2= 0.07$$

Estado de Absorción a 5 [GHz]

$$S_{21}=0.004$$

$$S_{11}=0.009$$

$$A=1 - S_{11}^2 - S_{21}^2=0.99$$

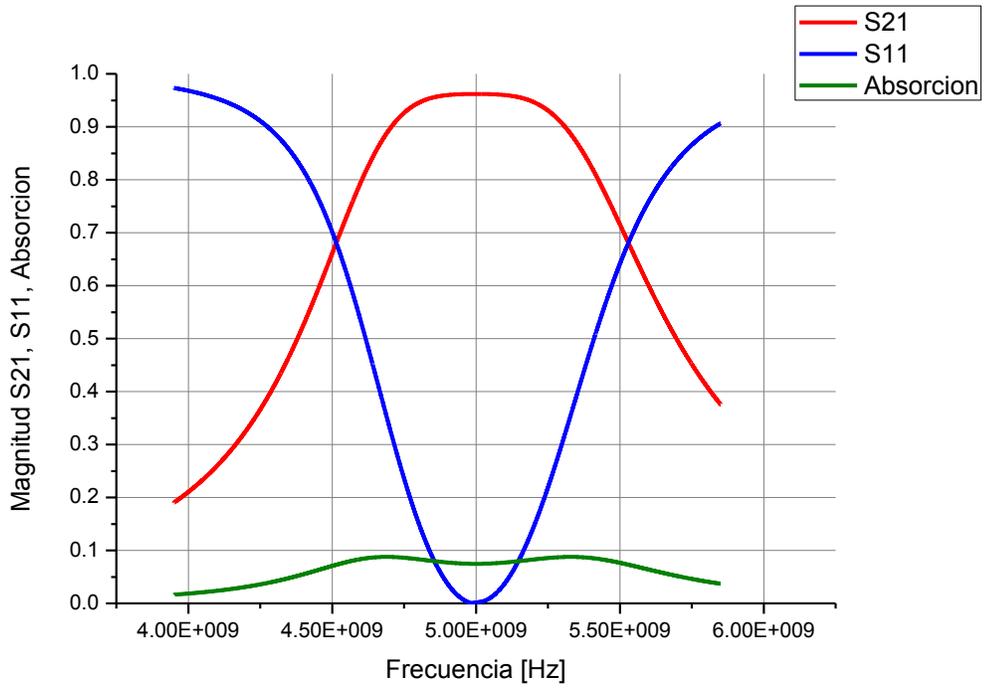
Estado de Reflexión a 5 [GHz]

$$S_{21}=3.2 \times 10^{-5}$$

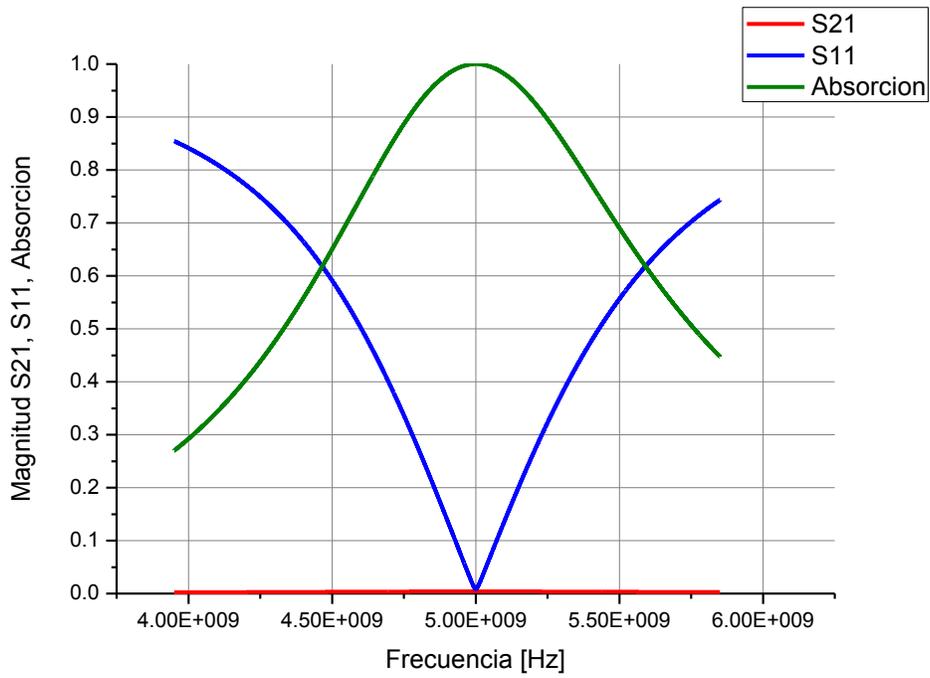
$$S_{11}=0.99$$

$$A=1 - S_{11}^2 - S_{21}^2=0.19$$

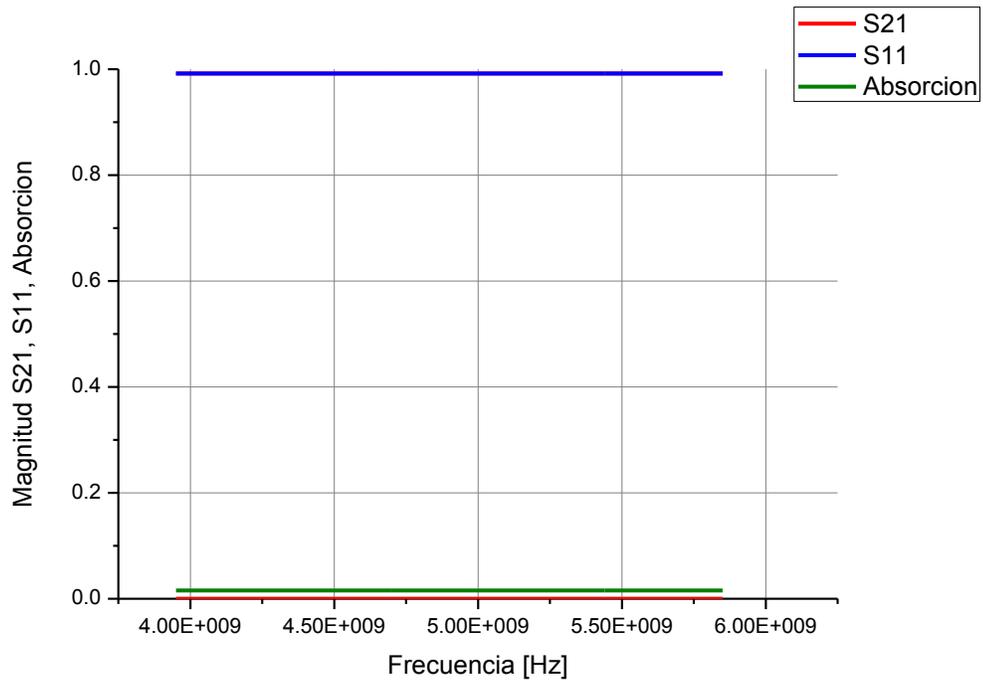
Las gráficas correspondientes a los estados anteriores se muestran a continuación:



Gráfica 5.2. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de transmisión de acuerdo a la optimización de ADS.



Gráfica 5.3. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de absorción de acuerdo a la optimización de ADS.



Gráfica 5.4. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de reflexión de acuerdo a la optimización de ADS.

## 5.5 Simulación de la estructura como arreglo infinito en CST

De acuerdo a los modelos eléctricos anteriores se simuló una estructura en CST para cada estado de funcionamiento. Las características de las estructuras son las siguientes:

Sustrato Rogers 4003 Lossy de 22x22 mm

Espesor: 0.203 mm

Apertura en cobre

Diámetro exterior=17.3 mm

Diámetro interior=16.5 mm

Espesor del cobre =0.011mm

## Parámetros de dispersión para cada estado de actuación obtenidos en CST.

Los parámetros de dispersión obtenidos son los siguientes:

Estado de Transmisión

$S_{21}=0.91$  en 5 [GHz]

$S_{11}=0.027$  en 5[GHz]

$A=0.169$  en 5[GHz]

Estado de Absorción a 5 [GHz]

$S_{21}=0.104$

$S_{11}=0.189$

$A=0.95$  en 5[GHz]

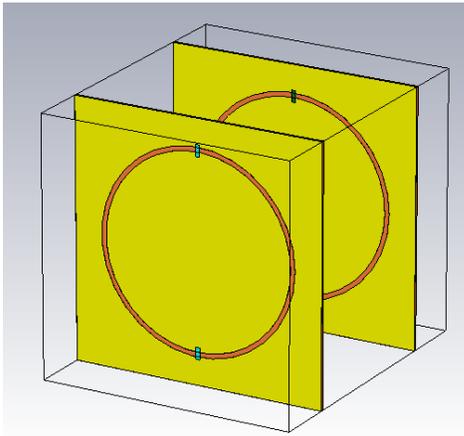
Estado de Reflexión

$S_{21}=0.008$  a 5 [GHz]

$S_{11}= 0.99$  a 5 [GHz]

$A= 0.005$  a 5 [GHz]

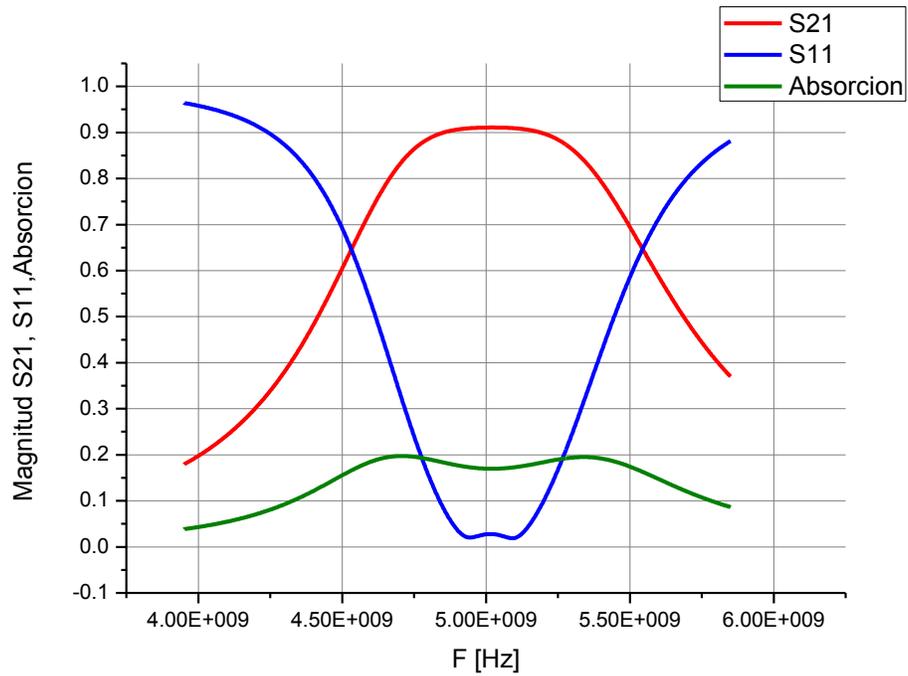
## Transmisión



EC1 y EC2: 19.4 K $\Omega$   
EC3 y EC4: 19.4 K $\Omega$

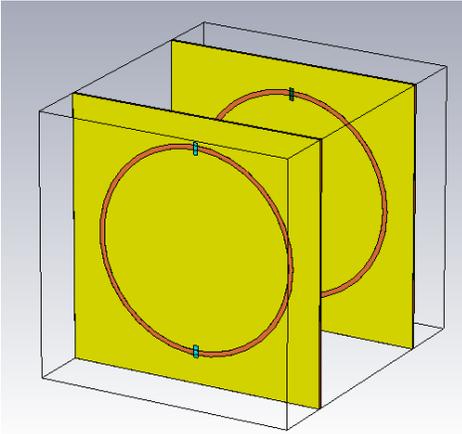
Distancia entre SSF: 14.73 mm

Figura 5.5 Transmisor



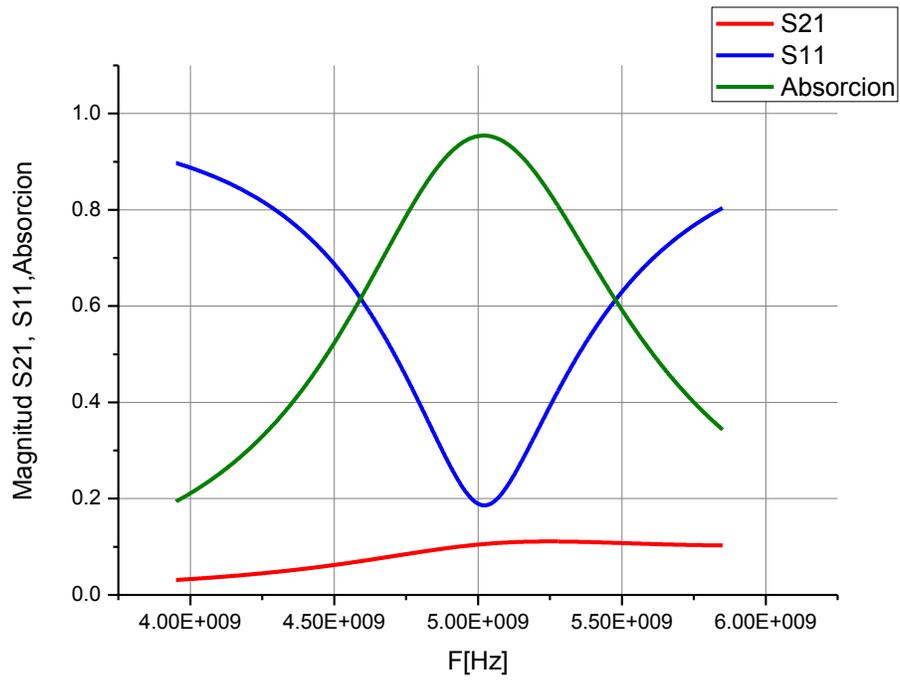
Gráfica 5.5. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de transmisión en CST

## Absorción



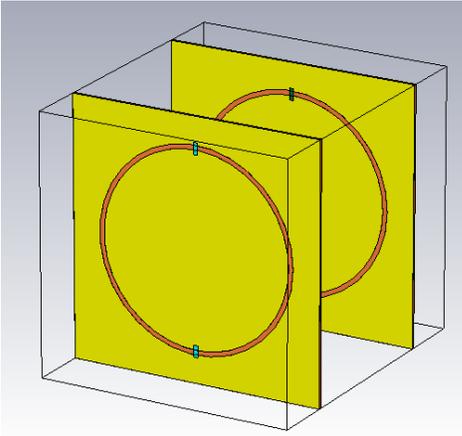
EC1 y EC2:  $2.02k \Omega$   
EC3 y EC4:  $1.5 \Omega$   
Distancia entre SSF: 14.7 mm

Figura 5. 6. Absorbedor



Gráfica 5.6. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de absorción en CST

## Reflexión

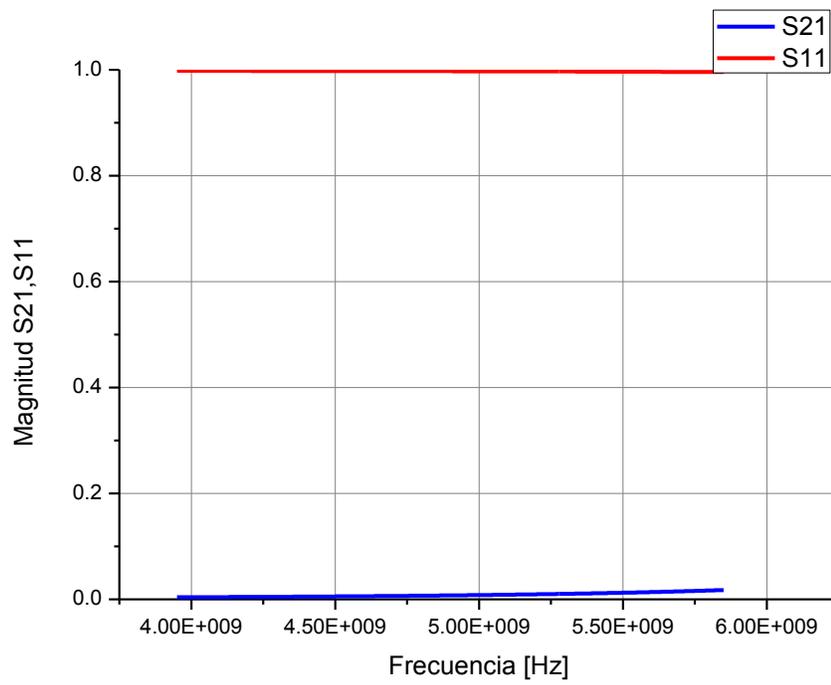


EC1 y EC2:  $3 \Omega$

EC3 y EC4:  $3 \Omega$

Distancia entre SSF: 14.73 mm

Figura 5.7. Reflector



Gráfica 5.7. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de reflexión en CST

## Conclusiones del capítulo 5

Los resultados obtenidos en la optimización de ADS para los tres modelos eléctricos (transmisión, absorción y reflexión) son los siguientes:  $Z_1=Z_2=R_1=R_2=9.7 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_3=R_3=372 \text{ }\Omega$ ,  $Z_4=Z_5=Z_6=R_4=R_5=R_6=1.5 \text{ }\Omega$ , obteniendo una transmisión del 96%, una absorción del 99% y una reflexión del 99% a 5 GHz. Dichos resultados se encuentran dentro de los reportados en el estado del arte.

Los resultados obtenidos en la simulación de CST como arreglo infinito fueron los siguientes: para la transmisión  $EC_1=EC_2=EC_3=EC_4=19.4\text{k}\Omega$ , para la absorción  $EC_1=EC_2=2.02 \text{ k}\Omega$ ,  $EC_3=EC_4=1.5 \text{ }\Omega$ , para la reflexión  $EC_1=EC_2=EC_3=EC_4=3 \text{ }\Omega$ , obteniendo una transmisión del 91%, una absorción del 95% y una reflexión del 99% a 5 GHz.

La diferencia entre los datos obtenidos en ADS y CST es debida a que en ADS se consideran las líneas de transmisión como ideales sin pérdidas y en CST al definir las propiedades de los materiales y sus dimensiones se tiene un modelo más cercano a la realidad.

Los valores de las impedancias obtenidas en CST podrían ser implementadas con el diodo varactor MACOM MA46H146 dentro de las SSF.

## Referencia

[1] T. E. Esparza-Aguilar, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk and J. I. Martinez-Lopez, "Switchable ring slot frequency selective surfaces with low-disruptive bias circuits," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, 2016, pp. 775-776.

## Conclusiones Generales

El presente trabajo tiene como objetivo el diseño de una superficie selectiva de frecuencia (SSF) activa multifuncional, es decir que transmita, refleje y absorba señales conmutando entre dichas funcionalidades a la misma frecuencia en la banda de 4 a 6 GHz.

Generalmente las superficies selectivas de frecuencia transmiten y reflejan las señales cuando no se desea la transmisión pero esto puede provocar multitrayectorias en la señal que supriman otras señales o interfieran con ellas, por lo que la absorción es otra funcionalidad que ha sido implementada en las SSF. En la última década, en el año 2019, sólo se ha publicado una SSF activa con las tres funcionalidades mencionadas aunque no las conmuta en la misma frecuencia. El presente trabajo se desarrolla al mismo tiempo que el anterior y aporta que la conmutación de funcionalidades es la misma frecuencia en 5 GHz.

Parte clave de la implementación de las tres funcionalidades en la SSF es el elemento activo insertado en ella, un diodo varactor. El diodo varactor insertado en la SSF permite a través del cambio de su impedancia obtener las funcionalidades de transmisión, reflexión y absorción. El diodo en polarización inversa insertado en una SSF con estructura de apertura permite la transmisión de una señal ( la cual depende de las dimensiones de la celda unitaria de la SSF) y en polarización directa refleja dicha señal, pero para lograr la absorción de una señal deben cumplirse ciertas condiciones como el acoplamiento de impedancia de la SSF con el espacio libre por lo que se propone lograr dicho acoplamiento mediante la variación de la impedancia del diodo varactor en polarización directa antes de alcanzar la máxima reflexión. Para llevar a cabo esta propuesta se modeló el diodo varactor para tener un adecuado control de los valores de voltaje que nos permiten obtener las impedancias del diodo que nos permiten alcanzar las funcionalidades deseadas en la SSF.

Para poder modelar el diodo, primero se modeló la SSF activa mediante una red neuronal artificial, una herramienta capaz de igualar y predecir el comportamiento real de sistemas complejos mediante datos experimentales.

Se programó una red neuronal artificial basada en una estructura de perceptrón multicapa con retropropagación en Matlab®. El algoritmo empleado es el delta barra delta extendido, el cual provee una aproximación adecuada, sin mucho gasto de memoria computacional

pero en un tiempo considerable. Dicha red neuronal artificial se alimentó con los datos experimentales obtenidos del diseño y fabricación de una SSF activa.

El diseño de la SSF se realizó en CST Microwave Studio® el cual es un programa de simulación electromagnética en 3D. El solucionador que se utilizó fue en el dominio de la frecuencia, el cual está basado en el método de elementos finitos (FEM). La estructura que se diseñó como celda unitaria de la SSF es una apertura anular con meandros rectangulares que opera en la banda de 7 a 13 GHz. Los materiales utilizados simulan el proceso de fabricación propio del Departamento de Electrónica de la División de Ingeniería Eléctrica de la UNAM. Los resultados de la simulación numérica muestran que cuando el diodo varactor se encuentra en estado abierto la SSF puede ser transmitida entre 9.07 y 9.28 GHz con un coeficiente de reflexión de -23.1 y -24.1 dB respectivamente, esto es debido a la variación de la capacitancia del diodo. En el estado cerrado del diodo la transmisión de la señal se presenta en 11.56 GHz con un coeficiente de reflexión de -18.4 dB.

Como se comentó anteriormente, la fabricación de la estructura se realizó mediante el proceso propio del Departamento de Electrónica de la División de Ingeniería Eléctrica de la UNAM, en el laboratorio UNAMems. Los resultados experimentales concuerdan con los simulados mostrando para el estado abierto del diodo transmisión de las señales entre 9.03 y 9.35 GHz con coeficientes de reflexión de -20 y -21.3 dB respectivamente. En el estado cerrado del diodo los resultados muestran que la transmisión se presenta en 11.87 GHz con un coeficiente de reflexión de -15.3 dB. Estos datos experimentales alimentaron la red neuronal artificial, compuesta de tres entradas (frecuencia, voltaje y coeficiente de reflexión de la celda unitaria pasiva) y una salida (coeficiente de reflexión de la celda unitaria activa para cada voltaje de alimentación). Se modelaron dos redes neuronales artificiales, una para el comportamiento en polarización directa y otro para el comportamiento en polarización inversa. La red neuronal artificial igualó el funcionamiento del diodo varactor dentro de la SSF y para extraer sus parámetros se propuso un método de resta de admitancias entre la SSF activa (con diodo) y la SSF pasiva (sin diodo) el cual fue validado con resultados teóricos, no así experimentales debido a que las mediciones experimentales de la fase del coeficiente de reflexión de la SSF activa no son iguales al medirse en una guía de onda que en un simulador de circuitos electrónicos (ADS®). Como alternativa se propuso la obtención del circuito equivalente de la SSF activa con el

diodo en ambas polarizaciones igualando los valores del coeficiente de reflexión a los obtenidos experimentalmente, de esta manera se obtuvieron los valores de impedancia del diodo varactor en polarización directa e inversa y se utilizaron para alimentar otra red neuronal que simulara el comportamiento del diodo en ambas polarizaciones. Los valores de impedancia obtenidos del diodo varactor en polarización directa varía de  $1.4 \text{ k}\Omega$  a  $239 \Omega$  y en polarización inversa muestra una capacitancia de 30 a 63 fF con una resistencia entre 4 y  $5 \text{ k}\Omega$ .

Se diseñó una SSF activa multifuncional que transmite, refleja y absorbe controlando la impedancia de diodos varactores en las dos placas que la conforman. La estructura de cada placa consiste en una apertura anular con dos diodos insertados a  $90^\circ$  y  $270^\circ$  y separadas a una distancia de 14.7 mm. La estructura se simuló en CST Microwave Studio® con el mismo procedimiento de fabricación pero con un sustrato Rogers 4003 de 0.203 mm. Para el estado de transmisión los cada diodo debe tener una impedancia de  $19.4 \text{ k}\Omega$ . Para el estado de absorción cada diodo de la primer capa debe tener una impedancia de  $2.02 \text{ k}\Omega$  y cada diodo de la segunda capa de  $0.75 \Omega$ . Para alcanzar la funcionalidad de reflexión los cuatro diodos deben tener una impedancia de  $3 \Omega$ . Los resultados obtenidos en la simulación de CST Microwave Studio® son los siguientes: 91% de transmisión, 95% de absorción y 99% de reflexión en 5GHz al conmutar las funcionalidades.

Podemos concluir que las características obtenidas con los simuladores se encuentran dentro de los reportados en el estado del arte de SSF multifuncionales con absorción, tomando en cuenta que sólo existe uno que incluye las tres funcionalidades. El modelado del diodo varactor permitirá la adecuada implementación del diseño propuesto e incluso los datos obtenidos de las simulaciones pueden alimentar una nueva red neuronal para predecir el comportamiento y optimizar aún más la estructura.

## Anexo

### Lista de acrónimos

Advanced Design System (ADS ®) .....	82
Algoritmo de distribución estimada (EDA) .....	18
Delta barra delta (DBD) .....	57
Delta barra delta extendido (DBDE).....	58
Benzocyclobuteno (BCB) .....	66
Conductor eléctrico perfecto (PEC) .....	13
Conductor magnético artificial (AMC) .....	13
EBG ( <i>Electromagnetic Band Gap</i> ) .....	15
Energy Saving Glass (ESG).....	21
Metamateriales (MM).....	10
Método del elemento finito (FEM) .....	66
Onda electromagnética (OEM) .....	10
Perceptrón multicapa - Multi-Layer Perceptron (MLP) .....	46
Radiofrecuencia (RF) .....	8
Sección transversal del radar (RCS).....	7
Superficies de alta impedancia (High-Impedance Surfaces o HIS) .....	13
Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) .....	7
Red neuronal artificial (RNA).....	44

### Lista de tablas

Tabla 1. Estado del arte de SSF absorbedoras.....	34
Tabla 2.1. Funciones de activación comunes.....	45
Tabla 3.1 Parámetros de fabricación de la estructura en CST MicrowaveStudio®.....	66

## Lista de figuras

### Capítulo 2

Figura 2.1. Neurona artificial. ....	45
Figura 2.2. Perceptrón Multicapa. ....	48

### Capítulo 3

Figura 3.1. Estructura con dimensiones principales. ....	65
Figura 3.2. Estructura final con diodo varactor. ....	65
Figura 3.3. a) Estructura fabricada pasiva. b) Estructura fabricada activa. ....	68
Figura 3.4. Diafragma fabricado y su polarización. ....	72

### Capítulo 4

Figura 4.1 Componentes de la red neuronal propuesta. ....	75
Figura 4.2 . Estructura anular pasiva y su circuito equivalente en guía de onda. ....	81
Figura 4.3. Estructura anular activa y su circuito equivalente en guía de onda. ....	81
Figura 4.4. La estructura completa tiene una impedancia $Z_E$ . ....	82
Figura 4.5 a) Estructura pasiva. b) Estructura con carga en paralelo de $5k\Omega$ y $30\text{ fF}$ . ....	85
Figura 4.6. a) estructura pasiva. b) estructura activa ....	89

### Capítulo 5

Figura 5.1. Dos superficies separadas una distancia $d$ con elementos para cambio de estado. ....	98
Figura 5.2. a) Estructura en CST. b) modelo eléctrico obtenido. ....	100
Figura 5.3. Arriba: SSF Multifuncional propuesta. Abajo: Modelo eléctrico general de la SSF. ....	101
Figura 5.4. a) Modelo eléctrico para el estado de transmisión. b) Modelo eléctrico para el estado de absorción. c) Modelo eléctrico para el estado de reflexión. ....	102
Figura 5.5 Transmisor ....	107
Figura 5.6. Absorbedor. ....	108

## Lista de gráficas

### Capítulo 3

Gráfica 3.1 Coeficiente de reflexión S11 para estructura en estado abierto. ....	66
Gráfica 3.2 Coeficiente de reflexión S11 para estructura en estado cerrado. ....	67
Gráfica 3.3 Coeficiente de reflexión en estado abierto con variación capacitiva de 30 a 60 fF. ....	67
Gráfica 3.4 Comparación de S11 entre los datos obtenidos de CST y los experimentales de la estructura pasiva. ....	69
Gráfica 3.5 Comparación de S11 entre los datos obtenidos de CST y los experimentales de la estructura activa en estado abierto para una capacitancia de diodo de 30fF. ....	69
Gráfica 3.6 Comparación de S11 entre los datos obtenidos de CST y los experimentales de la estructura en estado cerrado. ....	70
Gráfica 3.7 S11 experimental de la estructura activa en polarización inversa. ....	70
Gráfica 3.8 S11 experimental de la estructura activa en polarización directa. ....	71
Gráfica 3.9 S21 y S11 experimental y simulado de la celda unitaria de la SSF activa ....	72

### Capítulo 4

Gráfica 4.1 Comparación entre S11 experimental y el calculado por la red neuronal en polarización inversa. ....	77
Gráfica 4.2 Comparación entre la fase de S11 experimental y la calculada por la red neuronal en polarización inversa. ....	78
Gráfica 4.3 Comparación entre S11 experimental y el calculado por la red neuronal en polarización directa. ....	79
Gráfica 4.4 Comparación entre la fase de S11 experimental y la calculada por la red neuronal en polarización directa. ....	80
Gráfica 4.5. Resistencia del diodo obtenida en ADS. ....	84
Gráfica 4.6. Capacitancia del diodo obtenida en ADS. ....	84
Gráfica 4.7. Resistencia del diodo obtenida en CST. ....	86
Gráfica 4.8. Resistencia del diodo obtenida en CST de 8.5 a 11GHz. ....	86
Gráfica 4.9. Capacitancia del diodo obtenida en CST. ....	87
Gráfica 4.10. Capacitancia del diodo obtenida en CST de 8.5 a 11 GHz. ....	87
Gráfica 4.11. Fase de estructura activa en ADS. ....	88
Gráfica 4.12. Fase de estructura activa en CST. ....	88

Gráfica 4.13. Resistencia del diodo obtenida de los datos experimentales.....	90
Gráfica 4.14. Resistencia del diodo obtenida de los datos experimentales de 9 a 11.2 GHz. .....	90
Gráfica 4.15. Capacitancia del diodo obtenida con datos experimentales de 8.5 a 11 GHz .....	91
Gráfica 4.16. Capacitancia del diodo obtenida con datos experimentales de 8.5 a 11 GHz. .....	91
Gráfica 4.17. Capacitancia del diodo obtenida con datos experimentales después de mover la fase. ....	92
Gráfica 4.18. Resistencia obtenida con datos experimentales después de mover la fase, 92	
Gráfica 4.19 modelado de impedancia del diodo varactor en polarización directa. ....	94
Gráfica 4.20 modelado de impedancia del diodo varactor en polarización inversa.....	94

## Capítulo 5

Gráfica 5.1. S11 de la apertura en ADS y en CST. ....	100
Gráfica 5.2. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de transmisión de acuerdo a la optimización de ADS. ....	104
Gráfica 5.3. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de absorción de acuerdo a la optimización de ADS. ....	104
Gráfica 5.4. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de reflexión de acuerdo a la optimización de ADS. ....	105
Gráfica 5.5. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de transmisión en CST..	107
Gráfica 5.6. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de absorción en CST ....	108
Gráfica 5.7. Magnitud de S21, S11 y absorción para el estado de reflexión en CST.....	109