



INAOE

Diseño, Modelado y Caracterización de Arreglo de Antenas Microstrip para Aplicaciones del Internet de las Cosas.

por

Karen Nallely Olan Nuñez

Tesis sometida como requisito parcial
para obtener el grado de

**MAESTRA EN CIENCIAS EN LA
ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

por el

**Instituto Nacional de Astrofísica,
Óptica y Electrónica (INAOE)**

Agosto 2019

Santa María Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. Roberto Stack Murphy Arteaga

©INAOE 2019

Derechos reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y
distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes.



Abstract

The Internet of Things (IoT), also known as the Internet of Everything (IoE), is one of the most attention gathering developments in recent years. Generally speaking, IoT is a concept based on the interconnection of any device with any number of nearby devices. This interconnection is done wirelessly, by means of antennas. It is expected that with the development of IoT in health care applications, devices will have to communicate with a host of health institutions, by means of dedicated antennas. These antennas have to be precise, physically and electrically robust, efficient and economical, so that communication can be trustworthily established between any number of wireless devices.

The type of antenna that has received more attention by research groups for many years are those based on microstrip technology, as they present many advantages over other types, in spite of their limitations. But these shortcomings have been the subject matter for many research teams all around the world, who have proposed novel and more versatile, reliable and efficient structures, both for individual antennas as well as for antenna arrays.

In this work, the conception, design and fabrication of two-patch antenna arrays are presented. These include slot antennas on the ground plane of the same structure, in the manner of Defected Ground Structures (DGS), working at a central frequency of 5.8 GHz.

This value was selected because there is less interference in this frequency range; it is an ISM band (Industrial, Scientific and Medical); it is license free; and it is suitable for IPv6 addressing. In addition, the central working frequency belongs to the UNII band (Unlicensed National Information Infrastructure- IEEE 802.11a), which covers the interval from 5.15 to 5.95 GHz, which is also license-free.

The patch design was based on the empirical transmission line model. On the other hand, the design of the slot antennas was initially performed using an empirical model which considers the aperture as a discontinuity of the microstrip line. The dimensions of the structures were calculated based on both types of antennas; the influence of one on the other was determined through simulations using a full-wave numerical analysis program, and further corroborated by experiment.

Simulation results for one of the proposed arrays indicate a bandwidth of 458 MHz, gain of 7.63 dBi and radiation efficiency of 0.97, for a size of 50.0mm x 54.0mm x 1.575mm. These results were obtained by considering a dielectric substrate with losses and a finite conductivity metal layer.

The designs were fabricated using the printed circuit technique, which in addition to being simple and low cost, allowed good results to be obtained when compared with those obtained from simulation.

Resumen

El Internet de las cosas (IoT), también conocido como el Internet de todo (IoE.), es uno de los desarrollos más llamativos en los últimos años. En términos generales, IoT es un concepto basado en la interconexión de cualquier dispositivo con cualquier número de dispositivos cercanos. Esta interconexión se realiza de forma inalámbrica, mediante antenas. Se espera que con el desarrollo de IoT en aplicaciones de atención médica, los dispositivos tengan que comunicarse con una gran cantidad de instituciones de salud, por medio de antenas dedicadas. Estas antenas deben ser precisas, físicamente y eléctricamente robustas, eficientes y económicas, para que la comunicación pueda establecerse de manera confiable entre cualquier número de dispositivos inalámbricos.

El tipo de antena que ha recibido más atención por parte de los grupos de investigación durante muchos años son los basados en la tecnología de microstrip, ya que presentan muchas ventajas sobre otros tipos, a pesar de sus limitaciones. Pero estas deficiencias han sido el tema de muchos equipos de investigación de todo el mundo, que han propuesto estructuras novedosas y más versátiles, confiables y eficientes, tanto para antenas individuales como para arreglos de antenas.

En este trabajo, se presenta la concepción, diseño y fabricación de arreglos de antenas de dos parches. Estas incluyen antenas de ranura en el plano de tierra de la misma estructura, en la forma de estructuras de tierra defectuosas (DGS), que funcionan a una frecuencia central de 5.8 GHz.

Se seleccionó este valor porque hay menos interferencia en este rango de frecuencia; es una banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*); es libre de licencia; y es adecuada para direccionamiento IPv6. Además, la frecuencia de trabajo central pertenece a la banda UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure- IEEE 802.11a*), que cubre el intervalo de 5,15 a 5,95 GHz, que también es libre de licencia.

El diseño del parche se basó en el modelo empírico de línea de transmisión. Por otro lado, el diseño de las antenas de ranura se realizó inicialmente utilizando un modelo empírico que considera la apertura como una discontinuidad de la línea de microcinta. Las dimensiones de las estructuras se calcularon con base en ambos tipos de antenas; la influencia de uno en el otro se determinó mediante simulaciones utilizando un programa de análisis numérico de onda completa, y se corroboró mediante experimentos.

Los resultados de la simulación para uno de los arreglos propuestos indican un ancho de banda de 458 MHz, una ganancia de 7.63 dBi y una eficiencia de radiación de 0.97, para un tamaño de 50.0 mm x 54.0 mm x 1.575 mm. Estos resultados se obtuvieron considerando un sustrato dieléctrico con pérdidas y una capa de metal de conductividad finita.

Los diseños se fabricaron utilizando la técnica de circuito impreso, que además de ser simple y de bajo costo, permitió obtener buenos resultados en comparación con los obtenidos de la simulación.

Agradecimientos

En las siguientes líneas quiero dar gracias a todas las personas que han contribuido directa o indirectamente en la elaboración y conclusión de este trabajo.

A mi familia por ser mi fuente de inspiración y a mis compañeros por su apoyo incondicional.

Al Dr. Roberto S. Murphy Arteaga por su confianza al permitirme trabajar en su equipo de trabajo y por su tutela en la elaboración y desarrollo de esta esta investigación.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por la beca No. 852217 otorgada para poder realizar mis estudios de maestría y por el apoyo parcial a través del proyecto No. 285199.

Al personal técnico del laboratorio de Microelectrónica del INAOE por su apoyo en mediciones en perfilómetro.

Contenido

1	Introducción	1
1.1.	Aplicaciones generales del internet de las cosas.....	3
1.1.1	Internet de las cosas para la salud.	3
1.1.2	Servicios y aplicaciones del IoT para el cuidado de la salud	4
1.2	Redes de salud IoT.....	9
1.2.1	Tecnologías 6LoWPAN y LPWAN para el IoT.	12
1.3	Espacio libre para el IoT	13
1.4	Propuesta.....	15
1.4.1	Problemática.....	17
1.4.2	Objetivo general	17
1.4.3	Objetivos específicos.....	18
2	Antenas para el IoT.....	19
2.1.	Antenas de parche y apertura en tecnología Microstrip.....	19
2.1.1	Ventajas y limitaciones de las antenas de parche y apertura.....	22
2.1.2	Sustratos dieléctricos para radiadores microstrip.....	23
2.1.3	Efectos del conductor en radiadores microstrip a altas frecuencias.....	31
2.2	Figuras de mérito de antenas.....	33
2.2.1	Patrón de radiación.....	33
2.2.2	Potencia radiada	35
2.2.3	Intensidad de radiación	36
2.2.3	Directividad.....	36
2.2.4	Eficiencia.....	36
2.2.5	Ganancia.....	37
2.2.6	Polarización.....	37
2.2.7	Impedancia de una antena	39
2.2.8	Ancho de banda.....	39
2.2.9	Pérdidas por retorno y razón de onda estacionaria (SWR).	41
2.2.10	Las figuras de mérito en antenas microstrip.....	42

2.3	Consideraciones para el diseño de antenas de parche.	43
2.3.1	Modelo de línea de transmisión para parches rectangulares.....	45
2.4	Criterios para el diseño de antenas de apertura microstrip.	49
2.5	Estado del arte: antenas reportadas a 5.8 GHz.	50
3	Desarrollo experimental.....	54
3.1	Diseño de arreglo de 2x1 parches para el mejor rendimiento a 5.8 GHz.	55
3.1.1	Diseño de parche microstrip rectangular convencional.	55
3.1.2	Obtención de parche miniaturizado microstrip.....	56
3.1.3	Red de alimentación para arreglo	60
3.1.4	Arreglos 2x1 parches.	65
3.2	Diseño de antenas de apertura.	67
3.2.1	Determinación de las dimensiones de las aperturas.....	67
3.2.2	Determinación de la posición de las aperturas.....	70
3.3	Conclusiones de diseño	74
4	Resultados y discusión.....	75
4.1	Simulación y medición del rendimiento de arreglos de antenas.	75
4.1.1	Cambio en dimensiones físicas de líneas de transmisión y separación entre aperturas “I”.....	75
4.1.2	La anisotropía del sustrato dieléctrico en el rendimiento del diseño.	78
4.1.3	Medición de arreglos de antenas de parches-aperturas propuestos.	81
4.2	El proceso de fabricación y medición en perfilómetro.....	84
4.3	Conclusiones de resultados obtenidos.	90
5	Conclusiones generales.....	92
5.1	Trabajo futuro.	94
	Bibliografía.....	102

1 Introducción

Hoy en día la necesidad de la comunicación inalámbrica está incrementando drásticamente. Para cumplir la demanda se requiere integrar más de una tecnología de comunicación inalámbrica. En este escenario el impacto del internet de las cosas es bien aceptado.

El Internet de las cosas (IoT) identifica todo lo que está conectado al internet y va más allá de clásicos computadores o teléfonos móviles. Un sistema IoT consta de bloques funcionales para lograr aplicaciones inteligentes. Estos sistemas incluyen detección, identificación y bloques de gestión de comunicación. Todos estos bloques se pueden comunicar entre sí por medio de antenas, seguidos por estándares de comunicación y protocolos simultáneamente a un servidor en la nube, ese servidor requiere conectividad de red como acceso a internet, Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, VPN, Celular-2G / 3G /4G, etc.

Los sistemas IoT son caracterizados por pequeñas cantidades de datos y bajas tasas de transmisión lo que reduce los requerimientos de ancho de banda [1]-[3].

Algunas tendencias en aplicaciones del IoT son; ciudades inteligentes, automatización de hogares, control robótico, sistemas para el cuidado de la salud, dispositivos portátiles para entrenamiento físico, mantenimiento en el sector automotriz.

En este primer capítulo se aborda como motivación de la tesis, las aplicaciones generales del internet de las cosas, y se destaca el cuidado de la salud como uno de los campos potenciales del IoT, se especifican las aplicaciones y servicios en el cuidado de la salud, tales como; la detección del nivel de glucosa, monitoreo de electrocardiograma, presión sanguínea, temperatura corporal, saturación de oxígeno, sistemas de rehabilitación. Además, se introduce la red IoT para cuidado de la salud (“IoThNet”) como uno de los elementos vitales para el desarrollo del IoT.

Actualmente los sistemas de comunicación inalámbrica operan a múltiples bandas de frecuencia que sirven para un gran número de aplicaciones y sistemas. Basados en estándares de comunicación; WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), WLAN (*Wireless Local Area Network*), HiperLAN (*High Performance Radio LAN*), etc.

Por lo tanto, es necesario contar con antenas compactas de bajo perfil, con múltiples bandas de operación para que estas puedan ser usadas para comunicar dispositivos IoT con diferentes dispositivos portátiles ya existentes, es decir, antenas que cubran un espectro amplio de frecuencias, además de estas características físicas y operacionales, las antenas deben ser de bajo costo y las técnicas de fabricación deben ser simples y también económicas.

Considerando todas estas características, las antenas en tecnología microstrip son el tipo de antenas que más cumple con los requerimientos de estos sistemas de comunicación y son ampliamente utilizadas en estaciones base, así como en teléfonos celulares y en otros dispositivos portátiles. Estas antenas tienen una gran cantidad de configuraciones y actualmente es un campo activo en cuanto a investigación y desarrollo, con el objetivo de explotar las ventajas de esta tecnología y con el propósito de contrarrestar sus limitaciones; estas pueden ser combinadas con otras tecnologías; pueden hacerse arreglos matriciales, o bien combinar dos o más tipos de antenas de la misma tecnología en una sola estructura.

Por esto, se propone diseñar, modelar y caracterizar un arreglo de antenas de parche en conjunto con antenas de apertura en el plano de tierra (DGS por sus siglas en inglés *Defected Ground Structure*), de forma que dos de las limitaciones bien conocidas de las antenas de parche; tal como, baja ganancia y reducido ancho de banda; puedan ser contrarrestadas.

El diseño es propuesto a una frecuencia central de operación de 5.8 GHz debido a que a pesar de que esta frecuencia es empleada para comunicación de corto alcance, es una banda sin licencia al igual que la banda de 2.4 GHz, pero esta ésta relativamente despejada, además en esta banda se puede tener una mayor cantidad de canales, debido al ancho de banda disponible (150 MHz), lo que se traduce en una tasa de error de bit transmitido (BER) menor.

Por otro lado, en el segundo capítulo se considera la teoría básica de antenas de parche y apertura en tecnología microstrip, los tipos de sustratos dieléctricos disponibles en la actualidad, algunos efectos que deben ser considerados al elegir tanto el sustrato dieléctrico, como el perfil del metal de la estructura para evitar discrepancias entre lo diseñado y lo obtenido con la fabricación. Además, son descritas de forma conceptual las figuras de mérito que permiten evaluar el desempeño de una antena y al final son citados en las secciones 2.3 y 2.4, los modelos para el diseño de antenas de parche y de apertura, respectivamente. Por último, en la sección 2.5, se citan algunos diseños de antenas de parche y de aperturas, reportados en los últimos años, a 5.8 GHz.

En el capítulo 3 se detalla la metodología para la obtención del diseño propuesto y está dividido en dos partes; diseño de arreglo de parches y diseño de antenas de apertura. En 4 son mostrados y comparados los resultados obtenidos de medición y del modelado en el simulador; HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), además son analizados los defectos del proceso de fabricación empleado para la obtención del dispositivo.

Por último, el capítulo 5 incluye las conclusiones generales y trabajo futuro.

1.1. Aplicaciones generales del internet de las cosas

Algunas tendencias de aplicaciones del internet de las cosas reportadas en la literatura [1]-[3] son:

- Ciudades inteligentes.
- Automatización de hogares.
- En la industria: para el monitoreo del medio ambiente, así como para revisión de la necesidad de realizar mantenimiento, la automatización, control robótico.
- En sistemas de cuidado de salud; para el mejoramiento de la calidad de vida desde la dieta de consumo hasta el análisis del movimiento corporal, esto puede ser usado en monitoreo remoto, seguimiento de activos y control de acceso del hospital.
- En dispositivos portátiles que pueden ser utilizados para entrenamiento físico y en relojes inteligentes para localización y seguimiento de actividad de humanos o animales.
- En el sector automotriz IoT tiene aplicación en; mantenimiento predictivo, telemetría y para sustitución de cables.

1.1.1 Internet de las cosas para la salud.

El cuidado de la salud representa uno de las áreas más atractivas de aplicación para el IoT, tiene el potencial para dar lugar a muchas aplicaciones médicas, como control de salud remoto, programas de acondicionamiento físico, cuidado de enfermedades crónicas y de adultos mayores.

Otra aplicación importante es el cumplimiento del tratamiento y la medicación en el hogar por los proveedores de atención médica. Por lo tanto, varios dispositivos médicos, sensores y dispositivos de diagnóstico e imagen se pueden ver como dispositivos inteligentes u objetos que constituyen una parte central de la IoT.

Se espera que los servicios de salud basados en IoT reduzcan los costos e incrementen la calidad de vida y enriquezcan la experiencia del usuario.

Desde la perspectiva de los proveedores de servicios de salud, el IoT tiene el potencial de reducir el tiempo de inactividad del dispositivo a través de la provisión remota. Además, el IoT proporciona la programación eficiente de recursos limitados al garantizar su mejor uso y servicio para más pacientes.

Una tendencia importante es la facilidad de las interacciones a través de una conectividad segura y sin problemas entre pacientes individuales, clínicas y organizaciones sanitarias. Se espera que las redes de salud actuales impulsadas por tecnologías inalámbricas, den soporte al diagnóstico temprano de enfermedades crónicas, monitoreo en tiempo real y emergencias médicas. La figura 1.1 ilustran las tendencias de servicios de salud.

Las aplicaciones pueden ser a su vez clasificadas como: de condición única y de condición conjunta. La figura 1.2 muestra la clasificación.

A. Servicios para el cuidado de la salud IoT.

Un servicio es, en cierto modo, de naturaleza genérica y tiene el potencial de ser un elemento básico para un conjunto de soluciones o aplicaciones. Por esto, debe tenerse en cuenta que los servicios y protocolos generales requeridos para las estructuras del IoT pueden requerir ligeras modificaciones para su correcto funcionamiento en la asistencia sanitaria.

Estas modificaciones incluyen servicios de notificación, servicios de intercambio de recursos, servicios de Internet, protocolos de conectividad cruzada para dispositivos heterogéneos y protocolos de enlace para una mejor conectividad [4].

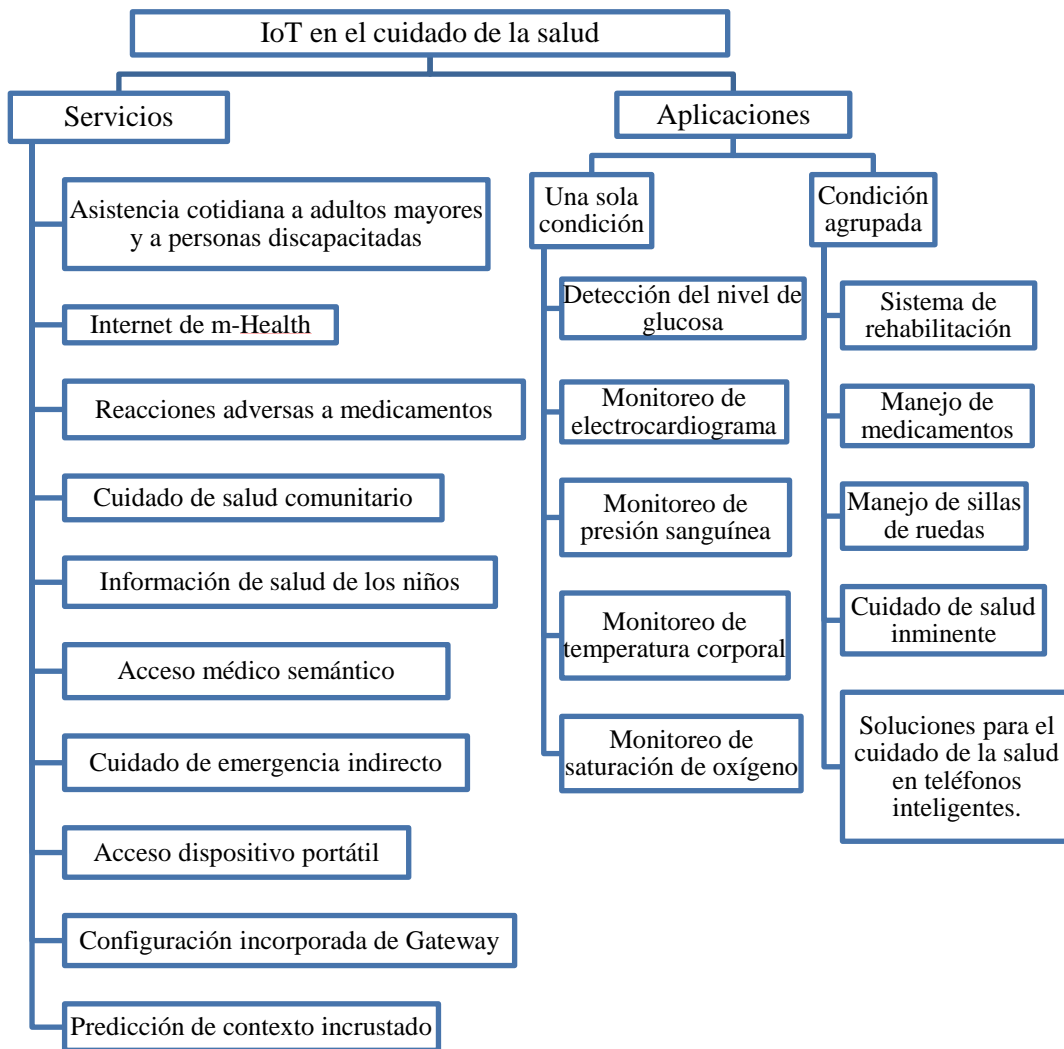


Figura 1.2 Servicios y aplicaciones para el cuidado de la salud basado en el IoT [4].

B. Aplicaciones para el cuidado de salud IoT.

En adición a servicios IoT, las aplicaciones de IoT merecen una mayor atención. Se puede observar que los servicios se utilizan para desarrollar aplicaciones, mientras que las aplicaciones son utilizadas directamente por el usuario y los pacientes.

Por lo tanto, los servicios están centrados en el desarrollador, mientras las aplicaciones están centradas en el usuario. Además de las aplicaciones cubiertas en esta sección, se discuten diversos aparatos, dispositivos portátiles, y otros dispositivos sanitarios disponibles actualmente en el mercado.

El IoT tiene la capacidad de acelerar el ritmo de desarrollo en aplicaciones orientadas al cuidado de la salud. En [5], se propuso un sistema para el cuidado de salud de usuarios de sillas de ruedas basados en la tecnología del IoT, en el que un sistema mHealth (Home mobile healthcare) es implementado utilizando WBSN (*Wireless Body Sensor Networks*), para monitorear el ritmo cardiaco, presión sanguínea y además detectar las condiciones a las que la silla de ruedas se encuentra, o bien las actividades del usuario y controlar los actuadores, obteniendo buenos resultados de su implementación.

Se presentan a continuación, varias aplicaciones para el cuidado de la salud basados en IoT, incluyendo aplicaciones de condición única y conjunta.

1) Detección del nivel de glucosa.

La diabetes es un grupo de enfermedades metabólicas en las que hay niveles altos de glucosa (azúcar) en la sangre durante un período prolongado.

El monitoreo de glucosa en sangre revela patrones individuales de cambios en la glucosa en sangre y ayuda en la planificación de comidas, actividades y tiempos de medicación.

Un sistema m-IoT (*m-health Things*) para detección de glucosa no invasiva en tiempo real es presentado en [6]. En este método, los sensores de los pacientes son enlazados a través de conectividad IPv6 a los proveedores de servicios de salud pertinentes.

2) Monitoreo de electrocardiograma.

El monitoreo del electrocardiograma (ECG), que es la actividad eléctrica del corazón registrada por electrocardiografía, incluye la medición simple de la frecuencia cardíaca y la determinación del ritmo, así como el diagnóstico de arritmias multifacéticas, isquemia miocárdica e intervalos QT (tiempo entre el comienzo de la onda Q y el final de la onda T en el EGC) prolongados [7].

La aplicación del IoT al monitoreo de ECG tiene el potencial de brindar la máxima información y puede ser usada para su máxima extensión [8]. Una gran cantidad de estudios en [4] han discutido explícitamente la monitorización ECG basada en IoT.

3) Monitoreo de la presión sanguínea.

En [9] fue propuesta una combinación de un medidor de presión sanguínea (PS) y un teléfono móvil con un KIT habilitado para operar con NFC (*Near Field Communication*) convirtiéndose en parte del monitoreo de PS basado en el IoT. Por otro lado, un dispositivo para la recolección de datos y la transmisión sobre una red IoT es presentado en [10], este dispositivo está compuesto de un aparato medidor de PS en conjunto a un módulo de comunicación. Adicionalmente, en [11], se propone la utilización de una terminal inteligente de ubicación para la supervisión del monitoreo de la PS basada en la IoT.

4) Monitoreo de la temperatura corporal.

El monitoreo de la temperatura corporal es una parte esencial de los servicios para el cuidado de la salud, debido a que la temperatura del cuerpo es un signo vital y decisivo en el mantenimiento de la homeóstasis [12]. Un sistema de medición de temperatura con una puerta de enlace a través de IoT se presenta en [13].

5) Monitoreo de saturación de oxígeno.

La oximetría de pulso es adecuada para la monitorización continua no invasiva de la saturación de oxígeno en la sangre. La integración del IoT con la oximetría es útil para aplicaciones sanitarias médicas impulsadas por la tecnología. Considerando el sistema de [14] es posible adaptar un oxímetro de pulso portátil para la monitorización de la salud utilizando WSNs a la red IoT.

6) Sistema de rehabilitación.

Debido a que el cuidado físico y la rehabilitación pueden conservar, mejorar y restaurar la capacidad funcional y la calidad de vida de las personas con algún impedimento físico, los sistemas de rehabilitación representan una rama vital de la medicina. En estos sistemas el IoT tiene el potencial para mejorar el proceso de rehabilitación.

Las tecnologías basadas en IoT pueden formar una infraestructura para apoyar la consulta remota y efectiva en la rehabilitación integral.

En [4] son presentados algunos sistemas de rehabilitación basados en el IoT como lo son; el entrenamiento de rehabilitación de pacientes hemipléjicos; un sistema de rehabilitación médica inteligente en la ciudad y un sistema de capacitación lingüística para el autismo infantil.

7) Manejo de medicamentos.

El problema de incumplimiento en los medicamentos representa una grave amenaza para la salud pública y causa enormes pérdidas financieras en todo el mundo. Para abordar este problema, el IoT ofrece algunas soluciones prometedoras.

En [15] se propone una caja de medicina inteligente (iMedBox) para la medicación basada en IoT, el embalaje farmacéutico inteligente está sellado por un CMD (*Controlled Delamination Material*) y controlada por comunicación inalámbrica. Varios parámetros vitales también pueden ser recolectados por sensores biomédicos portátiles a través del enlace inalámbrico.

Además, se hace hincapié a una interfaz para el usuario, que facilita la operación de este sistema a personas mayores y discapacitadas. Este fue implementado como un prototipo de sistema de medicación; conformado por 12 paquetes de medicamentos y un iMedBox, verificado mediante pruebas de campo.

8) Manejo de silla de ruedas.

Muchos investigadores han trabajado para desarrollar sillas de ruedas inteligentes con una automatización completa para personas discapacitadas [16].

Un ejemplo de investigación y desarrollo de sillas de ruedas basadas en IoT, es la silla de ruedas diseñada por el departamento de IoT de Intel [17], en el proyecto de silla de ruedas conectada, el grupo Intel-IoT usó la placa Intel® Galileo para ayudar al Dr. Hawking y a las personas con discapacidades a interactuar y analizar su salud, mejorando significativamente la vida cotidiana.

9) Soluciones inminentes de salud.

Muchos otros dispositivos médicos portátiles están disponibles, aunque no hay una demostración explícita de la integración de esos dispositivos en redes IoT.

Un número cada vez mayor de aplicaciones, dispositivos y casos de atención médica se han mantenido al ritmo de la creciente demanda de servicios basados en la IoT en todo el mundo. Algunas áreas de atención médica cuya integración con el IoT parece inminente incluyen detección de hemoglobina, flujo espiratorio máximo, crecimiento celular anormal, tratamiento del cáncer, trastorno ocular, infección de la piel y cirugía remota [18-20].

10) Soluciones de salud usando celulares inteligentes.

Los últimos años han sido testigos de la aparición de dispositivos electrónicos con un sensor controlado por teléfonos inteligentes, que destaca el aumento de los teléfonos inteligentes como un controlador del IoT.

Las aplicaciones de diagnóstico son usadas para el acceso de información del tratamiento. Las aplicaciones de referencia de drogas generalmente proporcionan nombres de medicamentos, sus indicaciones, dosis, costos y características de identificación. Las aplicaciones de búsqueda de literatura facilitan búsquedas de bases de datos de literatura biomédica para encontrar información médica apropiada.

Las aplicaciones de educación médica generalmente tratan con tutoriales, capacitación, diversas demostraciones quirúrgicas, ilustraciones a color de diferentes imágenes y libros de medicina. Aplicaciones de calculadoras vienen con varias fórmulas médicas como también ecuaciones y respectivos cálculos de parámetros de interés. Las aplicaciones de comunicación clínica simplifican la comunicación entre las clínicas con un hospital.

Los teléfonos inteligentes pueden realizar eficazmente el siguiente diagnóstico y monitoreo de la atención sanitaria: la detección de asma, enfermedad pulmonar obstructiva crónica, fibrosis cística, tos, rinitis alérgica, síntomas del tracto respiratorio relacionados con la nariz, frecuencia cardiaca, presión arterial, saturación de oxígeno en sangre, melanoma y el análisis de heridas en pacientes con diabetes avanzada [14], [21]-[27].

1.2 Redes de salud IoT

La red IoT para cuidado de la salud, “IoThNet”, es uno de los elementos vitales del internet de las cosas en el cuidado de la salud. Admite el acceso a la red troncal de IoT, facilita la transmisión y recepción de datos médicos, y permite el uso de comunicaciones adaptadas a la asistencia sanitaria [4].

Como se muestra en la figura 1.3, esta sección trata sobre la topología, arquitectura y plataforma de la IoThNet. Sin embargo, debe ser mencionado que las arquitecturas propuestas en [28] y [29], se pueden considerar como un buen punto de partida para desarrollar ideas sobre la red IoT.

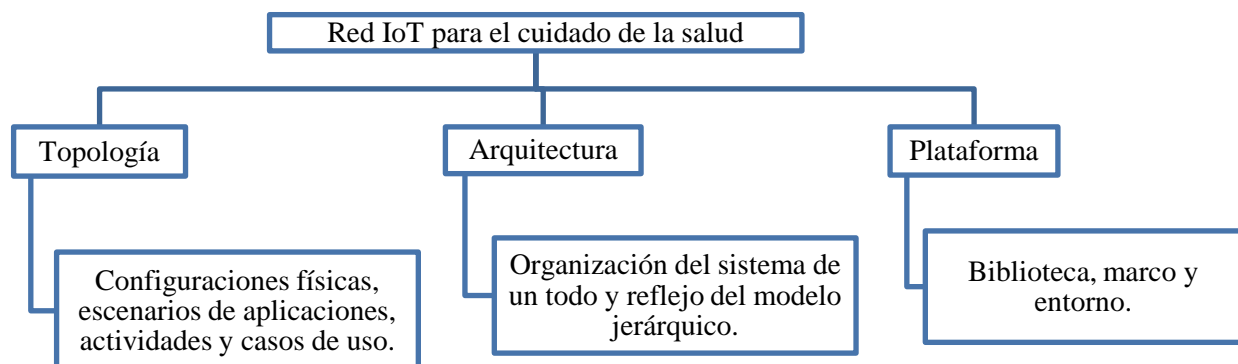


Figura 1.3 Red IoT para el cuidado de la salud (IoThNet) [4].

A. La topología IoThNet

La topología de IoThNet se refiere a la disposición de los diferentes elementos de una red de atención médica de IoT e indica escenarios representativos de entornos de atención sanitaria sin interrupciones.

La figura 1.4 describe cómo una red informática heterogénea recolecta cantidades enormes de signos vitales y datos del sensor, como presión arterial (PA), temperatura corporal, electrocardiogramas (ECG) y saturación de oxígeno, y forma una topología IoThNet.

La figura 1.5 visualiza un escenario en el que el perfil de salud y los signos vitales del paciente se capturan mediante dispositivos médicos portátiles y sensores conectados a su cuerpo. Los datos capturados son entonces analizados y almacenados. Así, los monitorizadores pueden controlar a los pacientes desde cualquier ubicación y responder en consecuencia. Además, la topología incluye la estructura de red requerida para admitir la transmisión de videos [30].

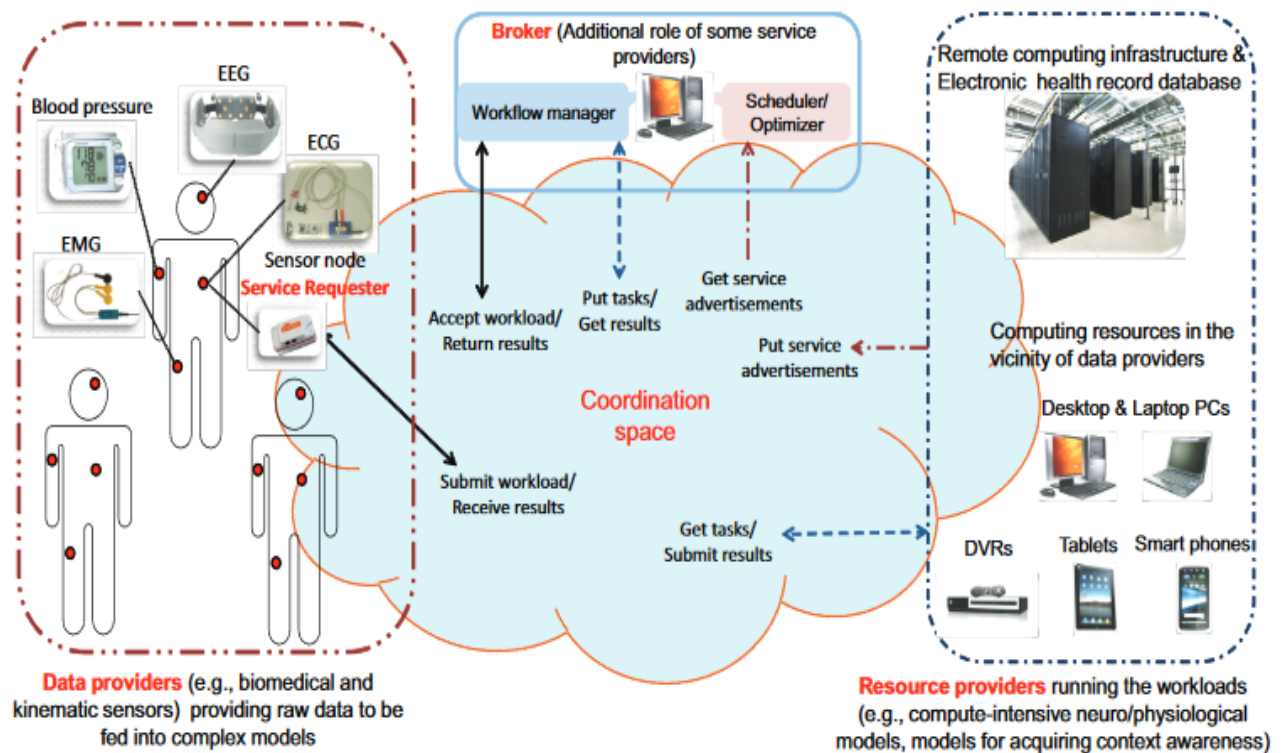


Figura 1.4 Un diagrama conceptual de soluciones de salud ubicuas basadas en IoT [30].

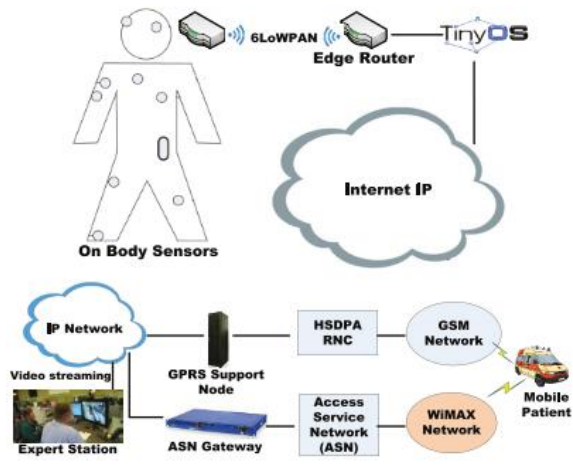


Figura 1.5 Monitoreo remoto en dispositivos portátiles y atención médica personalizada [4].

B. La arquitectura IoThNet

La arquitectura IoThNet se refiere a un esquema para la especificación de los elementos físicos de IoThNet, su organización funcional y sus principios y técnicas de funcionamiento.

Para comenzar, la arquitectura básica de referencia de la figura 1.6 se presenta para los sistemas de teleasistencia y vida asistida recomendados por *Continua Health Alliance* [31]. Las cuestiones clave que han sido identificadas para esta arquitectura son; la interoperabilidad de la puerta de enlace de IoT, la red de área local inalámbrica (WLAN) / red de área personal inalámbrica (WPAN), la transmisión multimedia y comunicaciones seguras [32].

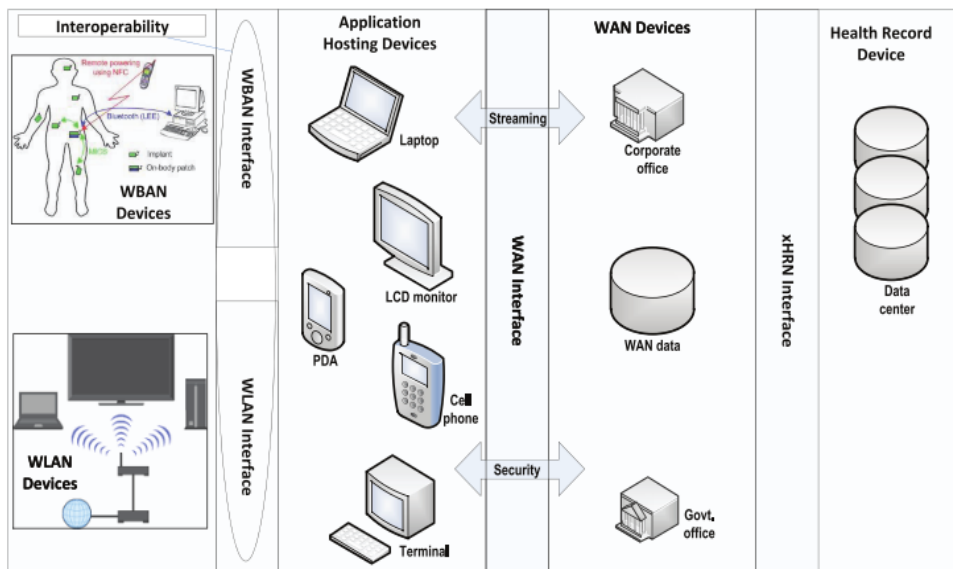


Figura 1.6 Un diagrama conceptual de soluciones de salud ubicuas basadas en IoT [4].

Muchos estudios [5] y [33-42] han justificado que el estándar 6LoWPAN (*IPv6 Over Low Power*), basado en IPv6 [43], es la base de IoThNet, debido a que hace posible que dispositivos y nodos de una red inalámbrica puedan comunicarse directamente con otros dispositivos IP.

Dispositivos médicos han sido considerados para redes vehiculares, y los datos de salud capturados han sido examinados a través de servidores de aplicaciones IPv6 [33].

C. La plataforma IoThNet.

La plataforma IoThNet se refiere al modelo de plataforma de red y la plataforma informática. Algunos estudios [32], [40] y [44-45], han abordado cuestiones de la plataforma IoThNet. Aunque estos no han proporcionado un análisis exhaustivo y generalizado de tales modelos.

1.2.1 Tecnologías 6LoWPAN y LPWAN para el IoT.

Como mencionó con anterioridad, 6LoWPAN pretende ser la base de IoThNet. En esta sección se abordarán las principales características de las tecnologías LPWAN y 6LoWPAN, que son estándares candidatos para el Internet de las cosas.

6LoWPAN puede ser implementado sobre IPv6 (IEEE 802.15.4), el nivel de seguridad es mejor que el de LPWAN, la distancia entre nodos es de 10-100 metros, como consecuencia posee un rango limitado de conectividad y requiere de 3 elementos en su arquitectura de red.

LPWAN no tiene capacidad de direccionamiento vía IPv6, es de muy bajo costo, no es adecuada para aplicaciones IoT con alta tasa de datos (la tasa de datos dependerá de la aplicación), la distancia entre nodos es de 5-50 Km (dependiendo de la densidad de población), en cuanto a la arquitectura de red, requiere de 4 elementos.

Ambas tienen un bajo consumo de potencia y su principal diferencia es su topología de red y el rango de conectividad entre nodos [46].

En la tabla 1.1 se muestran los parámetros de capa física de las tecnologías 6LoWPAN y LPWAN (LoRaWAN y SigFox).

Observando las bandas de frecuencias en que trabajan estos estándares de comunicación para dispositivos de bajo consumo de potencia, es posible abordar la siguiente sección, en la que se analiza el espectro de frecuencia libre para el Internet de las cosas en el cuidado de la salud.

Tabla 1.1 Parámetros de capa física de 6LoWPAN, LoRaWAN y SigFox [46].

Parámetro	6LoWAN	LoRaWAN	SigFox
Banda de frecuencia	2400-2483.5 MHz (Todo el mundo) 902-929 MHz (Norte América) 868-868.6 MHz (Europa)	902-928 MHz (Norte América) 863-870 MHz y 434 MHz (Europa) 779-787 MHz (China)	902 MHz (América) 868 MHz (Europa)
Número de canales	16 canales para la banda de 2.4 GHz 10 canales para la banda de 915 MHz 1 canal para la banda de 868.3 MHz	80 canales para la banda de 915 MHz. 10 canales para las bandas de 868 MHz y 780 MHz.	360 canales + 40 canales reservados (no usados)
Ancho de banda del canal	5 MHz para la banda de 2.4 GHz 2 MHz para la banda de 915 MHz 600 KHz para la banda de 868.3 MHz	125 kHz y 500 kHz para la banda de 915 MHz. 125 KHz y 250 KHz para las bandas de 868 MHz y 780 MHz.	100 Hz – 1.2 KHz
Tasa de datos máxima	250 kbps para la banda de 2.4 GHz 40 kbps para la banda de 915 MHz 20 kbps para la banda de 868.3 MHz	980 bps – 21.9 kbps para la banda de 915 MHz. 250 – 50 kbps para las bandas de 868 y 780 MHz.	100 bps – 600 bps
Unidad de datos de protocolo	Encabezado de 6 bytes + 127 bytes SDU	Número variable de bytes de encabezamiento + 19 a 250 bytes.	12 bytes de encabezamiento + 0 a 12 bytes
Codificación de canal	Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)	Chirp Spread Spectrum (CSS)	Codificación de banda ultra estrecha
Modulación de canal	O-QPSK para la banda de 2.4 GHz BPSK para la banda de 915 MHz BPSK para la banda de 868.3 MHz	LoRa para la banda de 915 MHz LoRa y GFSK para las bandas de 868 MHz y 780 MHz.	BPSK y GFSK
Sensibilidad del receptor	-85 dBm para la banda de 2.4 GHz -92 dBm para la banda de 915 MHz -92 dBm para la banda de 868.3 MHz	-137 dBm	-137 dBm
Rango de transmisión	10-100 m	5-15 km	10 – 50 km

1.3 Espacio libre para el IoT

La banda de 2.4 GHz podría representar una excelente opción el desarrollo del Internet de las Cosas para todo el mundo. En esta sección se abordarán las desventajas que tendría ocupar esta banda para el IoT. Es propuesta una banda en la que el IoT para el cuidado de la salud puede ser desarrollada, debido a las ventajas que ésta posee.

Las bandas de 433 MHz, 900 MHz y 2.4 GHz se usan ampliamente en dispositivos de consumo tales como monitores, hornos de microondas, Bluetooth y dispositivos de comunicación local. La banda de 433 MHz se ha utilizado durante décadas para comunicaciones de corto alcance.

Cuanto mayor sea el tráfico en la banda, mayor dificultad tendrá el receptor para rechazar el ruido y la interferencia y mantener la calidad de la señal. El resultado es un aumento en la complejidad y el precio. Por lo tanto, es mejor usar una banda menos concurrida y con un ancho de banda mayor, como lo es la banda de 5.8 GHz [47].

Por otro lado, la proliferación de dispositivos inalámbricos en el espectro sin licencia ISM (Industrial, Scientific, and Medical) de 2.4 GHz ha creado una fuente significativa de interferencia para redes 802.11b (11Mbps) y 802.11g (54 Mbps). Aunque estén disponibles técnicas de mitigación de interferencia, la forma más común y simple de evitar la interferencia es un cambio de canal o cambio de banda.

En casos donde un simple cambio de canal no es suficiente para evitar la interferencia, puede requerirse un cambio de banda de 2.4 GHz ISM (802.11b / g) a las bandas de 5 GHz UNII (Infraestructura de información nacional sin licencia).

Aunque el espectro de UNII (IEEE 802.11a) de 5 GHz no requiere licencia, los niveles de interferencia se mantendrán relativamente bajas comparadas con la de 2.4 GHz para el futuro previsible. Además, 5 GHz ofrece varios beneficios sostenibles con respecto a la mitigación de interferencia:

- 1) Interferencia reducida – (802.11a) UNII tiene hasta 300 MHz de espectro disponible para evitar interferencia contra 83 MHz de la ISM 2.4 GHz.
- 2) Dispositivos Bluetooth y ZigBee (IEEE 802.15.4). – Operan en la banda ISM 2.4 GHz, estos no planean cambiarse a las bandas UNII de 5 GHz.
- 3) Teléfonos inalámbricos. – Los teléfonos actuales de 5.8 GHz pasarán al espectro de los servicios de comunicaciones personales sin licencia (UPCS) DECT 6.0 aprobado por la FCC a 1.920-1.930 GHz.
- 4) Aplicaciones dependientes de la longitud de onda. – Tales como hornos de microondas e iluminación de baja energía (Por ejemplo, magnetrones de iluminación de azufre) no se cambiarán a 5.8 GHz.
- 5) Física. – Las características de absorción reducirá la migración de dispositivos inalámbricos a esta banda.
- 6) Conectividad. – Para operar en la banda es requerida una mayor potencia para el mismo nivel de conectividad, retrasando la migración a esta banda.
- 7) Conocimiento de coexistencia. – Las comunidades encargadas del desarrollo inalámbrico son más conscientes de la cuestión de coexistencia e interferencia, éstos consideran que la banda de 5.8 GHz será minuciosamente examinada.

De lo anterior podemos destacar que las señales en las bandas de UNII de 5 GHz son atenuadas por obstrucciones físicas más significativamente que las de 2.4 GHz. La atenuación en el cuerpo humano es de 2-3 dB más a 5 GHz que a 2.4 GHz, lo que hace aún menos probable que dispositivos basados en Bluetooth emigren a 5 GHz [48].

Se sabe que la longitud de onda de la señal determina el tamaño y el rendimiento del dispositivo. Por lo tanto, en general, los productos que explotan las altas frecuencias son más compactos y tienen una mejor eficiencia energética. A 5.8GHz, la longitud de onda es más corta y las antenas son más pequeñas.

La banda de 5.8 GHz ofrece un rango de comunicación similar ($\approx 0-1$ km) que otras bandas de menor frecuencia. Sin embargo, a 5.8 GHz, la tasa de error por bit transmitido (BER) es mucho menor debido a un ancho de banda menos concurrido.

Además, la banda ISM de 5.8 GHz comprendida entre 5.725-5.875 GHz, cuenta con un ancho de banda mayor que el de la banda de 2.4 GHz, permitiendo una mayor cantidad de canales.

Por otro lado, la banda ISM de 5.8 GHz también pertenece al espectro de frecuencias de UNII (5.15-5.925 GHz) por lo que no sólo podría diseñarse una antena que cubra solo la banda de ISM de 5.8 GHz, sino más bien un espectro más amplio en frecuencia, logrando así cubrir una mayor cantidad de aplicaciones. Adicionalmente, el intervalo entre 5 a 6 GHz, también pertenece a la banda C (4-8 GHz) que es empleado también para comunicaciones satelitales y sistemas de radar.

Otra ventaja que presenta la banda de 5.8 GHz, es la capacidad de usar líneas de transmisión para el diseño de antenas, conduciendo a soluciones de menor costo con placas de circuitos compactos; que dan como resultado una mayor eficiencia energética y rentabilidad. Además, al obtener antenas más pequeñas, éstas pueden producirse en una variedad de geometrías e integrarse con otras tecnologías [47].

La tabla 1.2 muestra una comparación general entre bandas habituales.

1.4 Propuesta

Como se sabe de este capítulo, el Internet de las cosas (IoT) es una denominación tecnológica genérica que abarca un gran número de aplicaciones relacionadas a conectividad a la red, que van desde dispositivos triviales a muy complicados. La presente tesis tiene como objetivo contribuir en la investigación y desarrollo de dispositivos que incentiven el desarrollo del IoT, especialmente para el cuidado de la salud, ya que se espera que los avances de la electrónica desarrollen dispositivos y sistemas que permitan mejorar la calidad de vida de las personas y el mejoramiento de la calidad de los servicios que ofrecen las instituciones médicas.

Se pretende que los dispositivos electrónicos biomédicos estén basados en la comunicación inalámbrica; es decir, a través de ondas electromagnéticas. Para que estas comunicaciones sean eficientes y confiables, se requieren de antenas con características adecuadas y optimizadas.

Se propone el diseño, modelado y la caracterización de un arreglo de antenas, con frecuencia de operación centrada en 5.8 GHz, con amplio ancho de banda, de forma que sea posible cubrir completamente la Banda ISM de 5.8 GHz y parte del espectro UNII (IEEE 802.11a) debido a que I) son de las bandas menos abastecidas (gran rango en frecuencia), lo que indica que existirá menor interferencia electromagnética, II) son bandas que no requiere licencia y III) permite que las antenas sean más compactas.

El diseño es propuesto en tecnología microstrip debido a muchas de sus ventajas, dentro de las más destacables son; su bajo costo y facilidad de fabricación, peso ligero, facilidad de integración en circuitos de microondas, además de que las líneas de alimentación pueden fabricarse simultáneamente en la misma estructura.

Tabla 1.2 Comparación de bandas habituales [47].

Frecuencia	Ventajas	Desventajas	Tráfico alto
303.8MHz 418 MHz 433 MHz 868 MHz 915 MHz	<ul style="list-style-type: none"> • Buen rango de comunicación. • Buena penetración de agua / cuerpo. • Banda autorizada en muchos países. 	<ul style="list-style-type: none"> • Dispositivos grandes. • Alto consumo de energía. • Baja integración de componentes. • Velocidad de transmisión limitada. 	Si
2.45 GHz	<ul style="list-style-type: none"> • Dispositivos compactos. • Buen rango de comunicación. • Alta velocidad de transmisión. 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensible al ruido. • Requiere receptores sensibles. • Alto consumo de energía. • Requiere cambios frecuentes de baterías. • Costosos. • Pobre penetración en cuerpo/agua. 	Si
5.8GHz	<ul style="list-style-type: none"> • Dispositivos muy compactos. • Mayor eficiencia energética. • Muy buen rango de comunicación. • Velocidad de transmisión muy alta. • Se puede construir en un chip. 	<ul style="list-style-type: none"> • Requiere receptores sensibles. • Pobre penetración en cuerpo/agua. • Menor alcance (distancia). 	No

1.4.1 Problemática

Entre las aplicaciones fundamentales del IoT se definen las aplicaciones biomédicas o para el cuidado de la salud, como se ha mencionado en este capítulo, siendo el objetivo medir y monitorizar continuamente los signos vitales más importantes de un ser vivo, se espera que con el avance tecnológico exista el mejoramiento de los servicios de salud por medio de dispositivos inalámbricos conectados directamente a la red y para esto se requiere que los dispositivos biomédicos tengan integrada una antena de tamaño reducido y de buenos parámetros característicos. Como se ha abordado con anterioridad la banda de 2.4 GHz se encuentra congestionada ya que muchos dispositivos reciben y transmiten en el mismo rango de frecuencia, por lo que se espera que las bandas pertenecientes a UNII, incluyendo la banda ISM de 5.8 GHz sean excelentes candidatas para el IoT en el campo de la salud.

En la sección previa se mencionaron algunas de las ventajas que tiene la tecnología microstrip en cuanto a antenas se refiere, abordando las limitaciones de esta tecnología tenemos; la excitación de ondas superficiales, la reducida ganancia y eficiencia, pero estas limitantes pueden contrarrestadas realizando una correcta elección de los materiales, realizando arreglos matriciales, o bien, con la unión de diferentes tipos de antenas en la misma tecnología.

En esta tesis, se pretende diseñar un arreglo de antenas de 2x1 parches-aperturas, de forma que pueda ser obtenido un amplio ancho de banda y el incremento de la ganancia. Además, es deseable que para dispositivos móviles las antenas sean físicamente compactas. Sin embargo, es bien sabido que los arreglos incrementan las dimensiones de la estructura, por lo que se pretende implementar una técnica para reducir las dimensiones del arreglo de antenas.

Por medio de una adecuada selección del sustrato, optimización de dimensiones y de la geometría, considerando varios efectos que se exponen en el siguiente capítulo. En este documento se presenta un prototipo de un arreglo de antenas con buenas características operacionales y físicas, de forma que esta pueda ser integrada a dispositivos con aplicaciones en el IoT.

1.4.2 Objetivo general

Diseñar, modelar y caracterizar un arreglo de antenas en tecnología microstrip con una frecuencia central de trabajo de 5.8 GHz, con un amplio ancho de banda y alta ganancia, cubriendo la mayor parte del espectro UNII, que incluye el ancho de banda disponible de la banda ISM de 5.8 GHz (5.725-5.875 GHz), para aplicaciones del Internet de las Cosas para el cuidado de la salud.

1.4.3 Objetivos específicos

- Determinar los parámetros que permiten la mejora del rendimiento de antenas diseñadas en tecnología microstrip.
- Diseñar y modelar la antena utilizando el simulador electromagnético: HFSS (por sus siglas en inglés de *High Frequency Structure Simulator*).
- Comparar y validar los parámetros característicos obtenidos del diseño para su posterior fabricación.
- Medir y caracterizar, tanto el diseño propuesto como el proceso de fabricación utilizado, para la presentación final de las características físicas y comportamentales del prototipo.

2 Antenas para el IoT

Este capítulo está organizado en cinco partes fundamentales.

En la primera parte se aborda principalmente la configuración básica de dos tipos de antenas en tecnología microstrip; antenas de parche y antenas de apertura localizadas en el plano de tierra (DGS). Además, son reconocidos los atributos y limitaciones que estas presentan.

Al conocer la configuración básica de estos radiadores, se destaca como un paso fundamental para el diseño la elección adecuada del sustrato dieléctrico; por esto es incluida una sección sobre sustratos dieléctricos; donde es incluida una clasificación general.

Así mismo es abordado el impacto en el rendimiento de antenas; al considerar algunas características físicas de los sustratos dieléctricos y del revestimiento de cobre.

En la segunda parte de este capítulo se definen las figuras de mérito de antenas. Además, se agrega una subsección, en la cual se abordan las formas de mejorar las figuras de mérito de antenas en tecnología microstrip.

La tercera y cuarta sección contiene los criterios de diseño necesarios para el diseño de antenas de parche y apertura. Incluye los modelos empleados para el diseño y fenómenos que se presentan en las estructuras, que también son considerados para el diseño.

Finalmente, se presentan los últimos diseños de antenas reportados a 5.8 GHz; de ambos tipos de antenas en tecnología microstrip: de parche y apertura, analizando el estado del arte del campo en cuestión.

2.1. Antenas de parche y apertura en tecnología Microstrip

El concepto de radiadores microstrip fue propuesto primero por Deschamps en 1953 [49]. Una patente fue registrada en Francia en 1955 en nombre de Gutton y Baissinot [50]. Sin embargo, tuvieron que pasar 20 años para que fueran fabricadas antenas en esta tecnología. El desarrollo durante 1970 fue acelerado por la disponibilidad de buenos sustratos con baja tangente de pérdidas y atractivas propiedades térmicas y mecánicas. Además del desarrollo de mejores modelos teóricos [51].

La primera antena realizada, fue desarrollada por Howell y Munson en 1972 [52]. Desde entonces, se ha desarrollado una amplia investigación de antenas y arreglos en tecnología microstrip dirigidos a aprovechar las numerosas ventajas de esta tecnología; en la sección 2.1.1 se abordan las ventajas y limitaciones de las antenas microstrip.

Una antena de parche microstrip en la configuración más simple consiste de un parche radiante en un lado del sustrato dieléctrico y un plano de tierra en el lado contrario (Figura 2.1). El parche conductor, normalmente de cobre u oro, puede considerarse virtualmente de cualquier forma, pero generalmente se utilizan formas regulares para simplificar el análisis y la predicción del comportamiento [51].

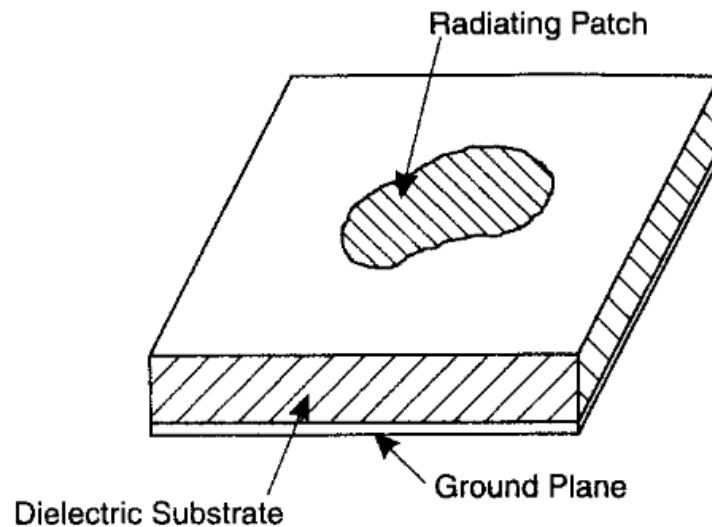


Figura 2.1 Configuración de antena de parche microstrip [51].

Idealmente, la constante dieléctrica de los sustratos dieléctricos empleados debe ser $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ y estos deben ser gruesos [53], para mejorar los campos de borde que son considerados para la radiación; sin embargo, otros requerimientos pueden dictar el uso de sustratos dieléctricos con constante dieléctrica mayor [51].

Una gran cantidad de tipos de sustratos dieléctricos han sido desarrollados en un amplio rango de valores de constante dieléctrica y de tangentes de pérdidas; en la sección 2.1.2 se introduce al estudio de los sustratos dieléctricos y se describen las características principales de estos, además se abordan los efectos que provocan el espesor de las capas metálicas y la rugosidad de éstas, en el rendimiento de las antenas.

Una lista típica de factores de rendimiento relevantes de antenas es presentada en la tabla 2.1, cabe aclarar que no siempre todos estos factores son críticos; es decir dependen de la aplicación deseada.

Otro tipo de antenas en tecnología microstrip con gran aplicación, debido a la facilidad de fabricación, amplio ancho de banda y a facilidad de diseño; son las antenas de apertura, que consisten básicamente en un corte en el plano de tierra de una línea microstrip, tal que, la apertura (slot) es perpendicular a la tira conductora de la línea microstrip, así los campos de la línea microstrip excitan

a la apertura (Figura 2.2). Para una eficiente excitación de la apertura, es posible agregar un corto circuito entre la tira conductora al borde de la apertura o bien agregar un talón de circuito abierto más allá del borde de la apertura, como se muestra en la figura 2.3.

Algunos modelos de red y técnicas han sido propuestos para diseñar eficientemente una antena de apertura, estos se presentan en la sección 2.2.

Tabla 2.1. Lista de factores de rendimiento de antenas para diseñadores.

Acoplamiento (<i>Matching</i>)	Terminal de entrada acoplada a la fuente de alimentación. ($Z_{in}=Z_s$) y está relacionado con las pérdidas por retorno $ S_{11} $ y SWR.
Lóbulo principal	Ganancia de la antena y propiedades del ancho de haz.
Polarización	Comportamiento en polarización cruzada de acuerdo a la envolvente deseada y tipo de polarización deseada.
Eficiencia de radiación	Relación entre la potencia radiada y la potencia en la entrada.
Eficiencia de apertura	Relacionada con la distribución de los radiadores, ganancia y patrones de características.
Ancho de banda	Rango de frecuencia sobre el cual, todos los parámetros anteriores satisfacen las especificaciones basadas en características de impedancia en el terminal de entrada. Generalmente se mide a $ S_{11} = -10$ dB (10% de la señal es reflejada en el puerto de alimentación).
Requerimientos físicos	Tamaño, peso y costo, dependientes de la aplicación.
Radiación espuria	Existente en la mayoría de los tipos de antenas; es dependiente de la tecnología, el desacoplamiento y las discontinuidades.
Fabricación	Debe ser sencillo el proceso de fabricación, compatible con otras tecnologías y de bajo costo.

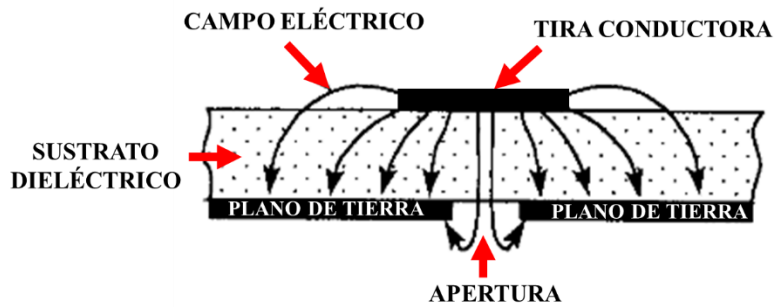


Figura 2.2 Vista transversal de la configuración de Antena de apertura en tecnología Microstrip.

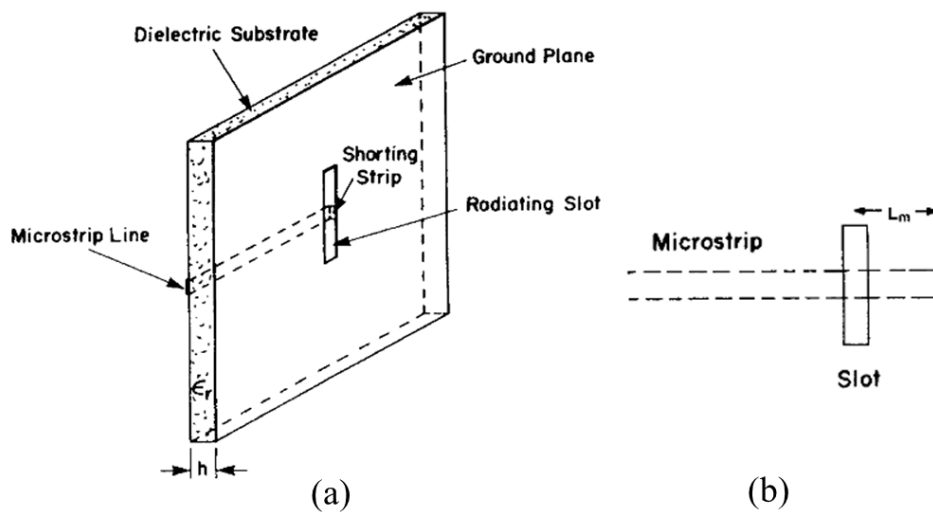


Figura 2.3 Configuraciones para una eficiente excitación de la antena de apertura; (a) Tira Microstrip con terminación en corto circuito y (b) Tira Microstrip con terminación en circuito abierto [51].

2.1.1 Ventajas y limitaciones de las antenas de parche y apertura.

Las antenas en tecnología microstrip tienen varias ventajas comparadas a las antenas de microondas convencionales, por lo tanto, cubren una amplia cantidad de aplicaciones en el rango de 100 MHz a 100 GHz. Algunas de las principales ventajas y desventajas de las antenas microstrip en comparación a antenas convencionales son listadas en la tabla 2.2.

Centrándonos en las antenas de parche y de apertura, pueden obtenerse muy buenas características al ser unidas en una misma estructura, pero para esto es importante realizar una comparación entre estos dos tipos de antenas realizables en tecnología Microstrip; la tabla 2.3 muestra los atributos y limitaciones de las antenas de parche y apertura.

Tabla 2.2. Características comúnmente conocidas de las antenas microstrip.

Ventajas	Limitaciones
<ul style="list-style-type: none"> • Perfil delgado. • Peso liviano. • Fabricación simple. • Pueden ser de diferentes formas. • Bajo costo. • Pueden ser integradas a circuitos. • Pueden crearse fácilmente arreglos simples • Se puede obtener polarización circular y lineal. • Las líneas de alimentación y redes de acoplamiento se pueden fabricar simultáneamente. • Se pueden obtener múltiples resonancias. 	<ul style="list-style-type: none"> • Baja eficiencia • Ancho de banda reducido. • Radiación espuria. • Baja Ganancia. • Problemas de tolerancia en la fabricación. • Requieren sustratos de alta calidad y buena tolerancia a temperaturas extremas. • Arreglos de alto rendimiento requieren sistemas de alimentación complejos. • Es difícil de lograr pureza de polarización. • Radiación sólo a la mitad del espacio.

Tabla 2.3 Comparación cualitativa de antenas Microstrip de parche y apertura.

Característica	Tipo de antena	
	Parche	Apertura
Análisis y diseño	Fácil	Fácil
Fabricación	Muy fácil	Muy fácil
Tolerancia en fabricación	Crítica	No muy crítica
Perfil	Delgado	Delgado
Flexibilidad de forma	Cualquier forma	Limitada
Radiación	Unidireccional	Unidireccional y bidireccional
Ancho de Banda	Estrecho	Amplio
Doble Frecuencia de operación	Posible	Posible
Radiación espuria	Moderada	Baja
Aislamiento entre elementos radiantes	Razonable	Buena

2.1.2 Sustratos dieléctricos para radiadores microstrip.

El primer paso en el diseño de una antena en tecnología microstrip, es elegir un sustrato apropiado, por lo que en esta sección abordaremos las características principales de los sustratos dieléctricos que deben ser consideradas para una buena elección del mismo.

El sustrato dieléctrico en antenas microstrip es principalmente requerido para dar soporte mecánico a la metalización de la antena. Para proporcionar este soporte, el sustrato necesita consistir de un material dieléctrico, que puede afectar el rendimiento eléctrico de la antena, circuitos y líneas de transmisión. Por lo tanto, un sustrato debe satisfacer requerimientos mecánicos y eléctricos, que en ocasiones son difíciles de cumplir.

La selección y evaluación del sustrato es una parte esencial del procedimiento de diseño. Muchas propiedades de los sustratos necesitan ser consideradas, tales como: la constante dieléctrica; la tangente de pérdidas y su variación con la temperatura y frecuencia; homogeneidad; isotropía; coeficiente térmico y rango de temperatura; estabilidad dimensional con el procesamiento, temperatura, humedad y envejecimiento; así como la uniformidad del espesor del sustrato; todas éstas de gran importancia.

Del mismo modo, otras propiedades físicas importantes en la fabricación de sustratos, tales como, resistencia a químicos, resistencia estructural y a tensión, flexibilidad, maquinabilidad, resistencia a impactos, alivio de tensión, conformabilidad, capacidad de unión y características del sustrato cuando se reviste.

En la actualidad, la amplia variedad de sustratos disponibles (politetrafluoroetileno, poliestireno, poliolefina, polifenileno, alúmina, zafiro, cuarzo, ferrimagnéticos, rutilo y semiconductores) permite una considerable flexibilidad en la selección del sustrato para aplicaciones particulares. No hay un sustrato ideal, la elección depende de la aplicación. Por ejemplo, las antenas de conformación microstrip requieren sustratos flexibles, mientras las que funcionan para aplicaciones a baja frecuencia requieren sustratos con alta constante dieléctrica para mantener un tamaño reducido.

Las antenas microstrip de parche requieren sustratos de baja constante dieléctrica, mientras las antenas de apertura gradual (*tapered slot*) pueden requerir materiales con alta constante dieléctrica.

Los diferentes tipos de sustratos pueden ser agrupados en cinco categorías: cerámicos, semiconductores, ferrimagnéticos, sintéticos y compuestos.

Las principales características reportadas en la literatura [51] de estos tipos de sustratos son descritas a continuación.

A. Sustratos cerámicos.

El sustrato cerámico más usado para circuitos microstrip es la alúmina (Al_2O_3). Tiene algunas características eléctricas deseables tales como bajas pérdidas y poca dispersión con la frecuencia. Sin embargo, es rígido y quebradizo, por lo tanto, es difícil de procesar mecánicamente. Por ejemplo, es difícil perforar el sustrato. Además, el tamaño máximo está limitado por el proceso de fabricación. El zafiro es la forma monocristalina de la alúmina y exhibe mejores características eléctricas, pero es altamente anisótropo y muy costoso.

Un gran número de otros materiales cerámicos están disponibles con ϵ_r oscilando entre 20 y 150. Una alta constante dieléctrica es útil para lograr importantes reducciones de tamaño a bajas frecuencias (por debajo de 1 GHz). Sin embargo, estos materiales no pueden ser fabricados en grandes dimensiones.

B. Sustratos semiconductores.

Semiconductores con semi-aislamiento o de alta resistividad como Silicio (Si) o Arseniuro de Galio (GaAs) pueden ser usados para circuitos pasivos y antenas. Sin embargo, el tamaño disponible de sustratos semiconductores también es pequeño para ser utilizados en el diseño de antenas en el rango de microondas, la notable excepción son las antenas integradas en el rango de ondas milimétricas (30-300 GHz).

C. Sustratos ferrimagnéticos.

Estos sustratos son de naturaleza anisotrópica. Los sustratos de ferrita y YIG (*por sus siglas en inglés Yttrium Iron Garnet*) tienen una permitividad relativa de 9 a 16 y generalmente tienen bajas pérdidas (para la ferrita; $\tan\delta=0.001 @ 10 \text{ GHz}$). La frecuencia de resonancia de una antena de parche depositada en un sustrato de ferrita depende de la polarización del campo magnético. Por lo tanto, puede lograrse un amplio ancho de banda por la variación de la polarización en el material de ferrita sin afectar considerablemente las características de radiación de la antena.

Superestratos magnéticos son también usados frecuentemente en combinación con sustratos dieléctricos para ajustar el rendimiento de una antena o de un arreglo a las especificaciones deseadas (especialmente en arreglos).

D. Sustratos sintéticos.

Un número de materiales orgánicos puros son usados comúnmente como sustratos, incluyendo PTFE o teflón, poliestireno, poliolefina y polifenileno.

Estos materiales presentan bajas pérdidas y baja permitividad eléctrica, adecuada para antenas de microstrip. Sin embargo, sus propiedades mecánicas no son adecuadas debido a que estos materiales son suaves e inestables con la temperatura.

E. Sustratos de material compuesto.

Los fabricantes de sustratos han intentado combinar las características de varios materiales básicos para obtener mejores propiedades eléctricas y mecánicas. Los materiales resultantes son los llamados materiales compuestos. Por la añadidura de una adecuada porción de fibra de vidrio, (tejido o al azar), cuarzo o cerámica a los materiales orgánicos o sintéticos, son modificadas las propiedades mecánicas y la permitividad es ajustada.

Una gran variedad de productos se encuentra disponibles con un amplio rango de permitividades que van desde 2.1 a 10 y con pérdidas de dieléctrico ($\tan\delta$) de 0.0005 a 0.002 a 10 GHz. Todos estos tipos de sustratos están disponibles en grandes dimensiones y con buenas propiedades físicas, permitiendo así el maquinado y la fabricación de antenas utilizando técnicas de circuito impreso.

Las constantes dieléctricas y coeficiente de pérdidas ($\tan\delta$) de algunos sustratos compuestos, adecuados para antenas de microstrip son listadas en la tabla 2.4.

Tabla 2.4. Constantes dieléctricas de materiales sustratos compuestos [51].

Material	ϵ_r	Tan δ	Material	ϵ_r	tan δ
RT/Duroid 5870	2.33 \pm 0.02	0.0012	Arlon DiClad 527	2.5 \pm 0.04	0.0019
RT/ Duroid 5880	2.2	0.0009	Arlon DiClad 870	2.33 \pm 0.04	0.0012
RT/ Duroid 6002	2.94	0.0012	Arlon DiClad 880	2.20 \pm 0.04	0.0009
RT/ Duroid 6006	6.0 \pm 0.15	0.0019	Arlon DiClad 810	10.5 \pm 0.25	0.0015
RT/ Duroid 6060.5	10.5 \pm 0.25	0.0024	Arlon Epsilam-10	10.2 \pm 0.25	0.002
Ultralam 2000	2.5 \pm 0.05	0.0022	Arlon CuClad 250	2.4-2.6	0.0018
RO 3003	3.0 \pm 0.04	0.0013	Arlon CuClad 233	2.33 \pm 0.02	0.0014
TMM-3	3.25	0.0016	Arlon CuClad 217	2.17 \pm 0.02	0.0008
TMM-4	4.5	0.0017	Arlon IsoClad 917	2.17 \pm 0.02	0.0011
TMM-6	6.5	0.0018	Arlon IsoClad 933	2.33 \pm 0.02	0.0014
TMM-10	9.8	0.0017	Epoxy FR4 GE313	4.4	0.01
Trans-Tech D-MAT	8.9-14	< 0.0002	Trans-Tech D-450	4.5	< 0.0004
Trans-Tech S-145	10.0	< 0.0002	Trans-Tech S8400	10.5	< 0.0001

F. Sustratos de bajo costo y baja pérdida.

Tradicionalmente, las antenas de microstrip a frecuencias en el rango de las microondas (0.3-30 GHz), utilizan sustratos tales como PTFE o cuarzo, ya que permiten tener una buena eficiencia de radiación y ofrecen un rendimiento eléctrico excelente. Sin embargo, tienen un costo que a menudo es demasiado elevado para aplicaciones comerciales, como pueden ser la transmisión de datos, comunicaciones móviles, recepción satelital, etc., debido a que el costo de producción masiva de antenas impresas está directamente relacionado a los costos de sustratos y conectores [51].

A raíz de este inconveniente, se comenzaron a utilizar materiales como el FR4, que es un material compuesto por fibra de vidrio tejida y resina epóxica, este material es ampliamente utilizado en circuitos digitales de baja frecuencia por sus características de bajo costo, disponibilidad y facilidad de fabricación, sin embargo, su alto coeficiente de pérdida y su constante dieléctrica relativamente variable, limita su implementación a frecuencias por debajo de 1GHz [51].

Recientemente los fabricantes de sustratos han producido nuevos materiales que proveen buen rendimiento eléctrico a precios razonables. En la tabla 2.5, se enlistan estos nuevos sustratos, donde los coeficientes de pérdida se comparan con otros materiales estándar (por ejemplo; FR4 y Polyguide). Cabe destacar que el costo de estos materiales es de tres o más veces menor al de los tradicionales [51].

Tabla 2.5. Sustratos de bajo costo para antenas de microstrip a bajas frecuencias.

Material	ϵ_r (1GHz)	$\epsilon_r(\vec{Z})$ (10GHz, 23°C)	$\tan\delta$ (1GHz)	$\tan\delta(\vec{Z})$ (10GHz, 23°C)	Fabricante
RO3003	3	3.00±0.004	0.0013	0.0010	Rogers Corporation
RO3006	6.15	6.15±0.15	0.0013	0.0020	Rogers Corporation
RO3010	10.2	10.2±0.30	0.0013	0.0022	Rogers Corporation
RO4003	3.38	3.38±0.05	0.0022	0.0027	Rogers Corporation
TLC-32	3.2	3.2	0.0030	0.0030	Taconic Plastics
HT-2	4.3	No encontrado	0.0033	No encontrado	Hewlett-Packard
<i>Polyguide</i>	2.32	2.32±0.005	0.0005	0.0005	<i>Shawinigan Research</i>
<i>Epoxy/glass (FR4)</i>	4.4	4.4	0.01	0.017-0.020	---

Se observa que los sustratos dieléctricos RO3003, RO3006, RO3010, RO4003 y TLC-32 comparados con FR4, tienen menores pérdidas por dieléctrico ($\tan\delta$). Además, existen varios métodos de fabricación para estos sustratos (RO3003, RO3006, etc.) y son especificados para su elección por el fabricante en sus hojas de datos, tanto para la fabricación del dieléctrico como para el revestimiento de metal. Así mismo, estos procesos son más controlados y pueden ser considerados más parámetros al momento de elegir el sustrato, y no sólo el coeficiente de pérdidas del dieléctrico ($\tan\delta$), sino también el tipo de conductor y el perfil del mismo (espesor de metal y rugosidad) y propiedades físicas y químicas del material.

G. Anisotropía en sustratos dieléctricos.

La anisotropía dieléctrica se define como la dependencia de la constante dieléctrica con la orientación del campo eléctrico aplicado (dependencia en la dirección de evaluación). Para obtener las propiedades eléctricas y mecánicas deseadas, generalmente se añaden ciertas impurezas al sustrato durante el proceso de fabricación. Estas impurezas tienden a asumir determinadas orientaciones, lo que da lugar al efecto anisótropo [51].

El valor de la constante dieléctrica citada por el fabricante es generalmente para el caso en el que el campo eléctrico aplicado se encuentre a lo largo del espesor de la hoja (\vec{Z}), lo que generalmente es suficiente información para que en algunos casos las antenas de microstrip funcionen (dependiendo del grado de anisotropía del sustrato y del diseño de la antena). Sin embargo, el diseñador debe revisar cuidadosamente los efectos de anisotropía en el sustrato y evaluar estos efectos en el diseño [51].

Matemáticamente, la permitividad de un sustrato anisótropo puede representarse mediante un tensor de segundo orden, de la siguiente manera [51]:

$$\epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xy} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & \epsilon_{yz} \\ \epsilon_{zx} & \epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad 2.1$$

Donde la dirección **Z** es tomada a lo largo del espesor del sustrato dieléctrico. Para un sustrato anisótropo biaxial, la ecuación 2.1 se transforma en la ecuación 2.2 [51]:

$$\epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0_{xy} & 0_{xz} \\ 0_{yx} & \epsilon_y & 0_{yz} \\ 0_{zx} & 0_{zy} & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad 2.2$$

Mientras que para un sustrato anisotrópico uniaxial tenemos la ecuación 2.3 [51]:

$$\epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0_{xy} & 0_{xz} \\ 0_{yx} & \epsilon_x & 0_{yz} \\ 0_{zx} & 0_{zy} & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad 2.3$$

Muchos de los sustratos dieléctricos compuestos presentados previamente basados en PTFE (Politetrafluoroetileno), presentan una ligera anisotropía uniaxial, con una razón de anisotropía $\frac{\epsilon_z}{\epsilon_x} <$

1. La relación anisótropa definida como $\frac{\epsilon_x + \epsilon_y}{2\epsilon_z}$ se muestra en la figura 2.4, de la que se puede apreciar que para sustratos PTFE de cristal tejido y no tejido es una función nominal de la permitividad relativa ϵ_r . Este gráfico muestra que una estructura cualquiera de PTFE de microfibra de cristal (no tejido) es menos anisótropa que una estructura de cristal tejido [51].

La frecuencia de resonancia de una antena puede ser en algunos casos seriamente afectada, si la anisotropía dieléctrica del sustrato no es incluida en el diseño [51], [54].

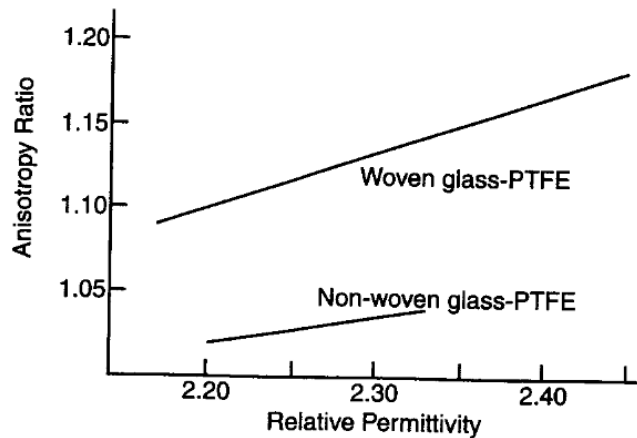


Figura 2.4 Relación anisotrópica para sustratos PTFE de cristal tejido y no tejido [51].

Dependiendo del tipo de anisotropía dieléctrica uniaxial del sustrato, el efecto será el de incrementar o decrementar la longitud de resonancia del parche. Para $\epsilon_z > \epsilon_x$ la constante dieléctrica efectiva del sustrato se incrementa al igual que la longitud de resonancia, y para $\epsilon_z < \epsilon_x$ decrece. La cantidad de este cambio incrementa conforme aumenta el espesor del sustrato dieléctrico. Sin embargo, el incremento del efecto de la anisotropía no está estandarizado [54].

La inclusión de la anisotropía dieléctrica del sustrato da resultados más precisos en cuanto al valor de la frecuencia de resonancia, mientras que cuando esta es despreciada, el cambio en la frecuencia de resonancia debido a la anisotropía dieléctrica puede ser tan grande como el ancho de banda. Esto implica que una antena diseñada para operar a una frecuencia específica puede eventualmente resonar fuera del rango de frecuencia deseado [51], [54]-[55].

2.1.2.1 Comportamiento de sustratos dieléctricos ante variaciones en temperatura y frecuencia.

Las dimensiones del sustrato y la constante dieléctrica son funciones de la temperatura del sustrato, así que el rango de temperatura bajo el cual se operará debe ser considerado para el diseño. Cuando los cambios de la constante dieléctrica (ϵ_r) y del coeficiente de pérdida ($\tan\delta$) con la temperatura sobre el rango operativo de la antena no se tienen en cuenta, el rendimiento se degrada.

A su vez, la constante dieléctrica y el coeficiente de pérdida son función de la frecuencia; de este modo no se puede esperar que la ϵ_r y la $\tan\delta$ a 1 GHz sea la misma que a 100 GHz. Para la mayoría de los sustratos, los cambios son generalmente pequeños, del orden del 10%. El cambio más importante es el del coeficiente $\tan\delta$ que puede cambiar en orden de magnitudes. Por ejemplo, en la figura 2.5 se visualizan las variaciones de la constante dieléctrica de los sustratos dieléctricos RO3003, RO3035 y de PTFE en el rango de -50 a 150°C.

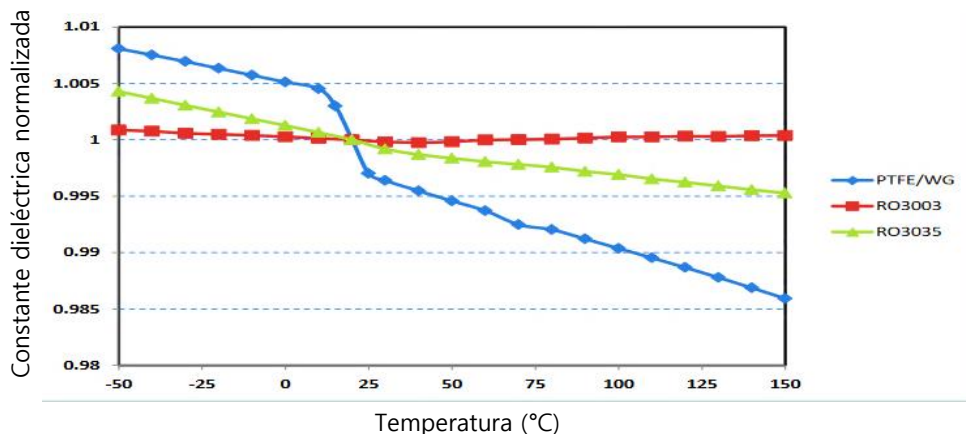


Figura 2.5 Constante dieléctrica de sustratos dieléctricos RO3003 y RO3035 con la variación en temperatura [56].

Para algunas aplicaciones especiales, la estabilidad de la antena puede verse afectada por factores ambientales como: vibraciones, calor, vida útil, absorción del agua y exposición a radiación ultravioleta. Sin embargo, la mayoría de los sustratos citados en la tabla 2.6 no se ven afectados por estos factores.

Tabla 2.6 Características de sustratos a 10 GHz [51].

Sustrato	ϵ_r	$\tan\delta$	Estabilidad dimensional	Resistencia química	Rango de temperatura (°C)	Costo relativo
<i>Sustratos de cerámica</i>						
Alúmina	9.8	0.0004	Excelente	Excelente	Hasta +1600	Medio-alto
Zafiro	9.4; 1.6	0.0001	Excelente	Excelente	-24 a +370	Muy alto
<i>Sustratos semiconductores</i>						
GaAs (>103 Ω m)	13	0.0006	Excelente	Excelente	-55 a +260	Muy alto
Silicio (>103 Ω m)	11.9	0.0004	Excelente	Excelente	-55 a +260	Alto
<i>Sustratos ferrimagnéticos:</i>						
Ferrita	9.0 a 16.0	0.001	Excelente	Excelente	-24 a +370	Medio
<i>Sustratos sintéticos</i>						
PTFE (Teflón)	2.1	0.0004	Pobre	Excelente	-27 a +260	Medio
Polipropileno	2.18±0.05	0.0003	Pobre	Bueno	-27 a +200	Medio
Polióxido de Fenileno (PPO)	2.55	0.0016	Bueno	Pobre	-27 a +193	Medio
Poliestireno, reticulado	2.54	0.0005	Bueno	Bueno	-27 a +110	Medio
Poliofina irradiada	2.32	0.0005	Pobre	Excelente	-27 a +110	Bajo
<i>Sustratos compuestos</i>						
PTFE-vidrio (Red tejida)	2.17 a 2.55	0.0009 a 0.0022	Excelente	Excelente	-27 a +260	Medio
PTFE-vidrio (Fibra aleatoria)	2.17 a 2.35	0.0009 a 0.0015	Regular	Excelente	-27 a +260	Medio-alto
PTFE-cuarzo reforzado	2.47	0.0006	Excelente	Excelente	-27 a +260	Alto
PTFE- cerámica, compuesto	10.2	0.002	Excelente	Bueno	-15 a +170	Alto
Poliestireno-vidrio reticulado	2.62	0.001	Bueno	Bueno	-27 a +110	Bajo
Poliestireno-cuarzo reticulado	2.6	0.0005	Bueno	Bueno	-27 a +110	Medio-alto
Poliestireno-cuarzo tejido reticulado	2.65	0.0005	Bueno	Bueno	-27 a +110	Medio-alto
Poliestireno-cerámica reticulado, relleno de polvo	3.0 a 15.0	0.0005 a 0.0015	Regular-bueno	Razonable	-27 a +110	Medio-alto
Teflón-vidrio, reforzado	2.55	0.0015	Bueno	Excelente	-27 a +260	Medio
Teflón-cerámica, reforzado	2.3	0.001	Regular-bueno	Excelente	-27 a +260	Medio-alto
Teflón-cuarzo, reforzado	2.47	0.0006	Bueno	Excelente	-27 a +260	Alto
Teflón-cerámica, relleno	10.3	0.002	Bueno	Excelente	-27 a +260	Bajo
Poliolefina irradiada- vidrio, reforzado	2.42	0.001	Regular	Excelente	-27 a +100	Medio
Poliolefina-cerámica, relleno de polvo	3.0 a 10.0	0.001	Pobre	Excelente	-27 a +100	Alto
Mica ligada con vidrio	7.5	0.002	Excelente	Excelente	-27 a +593	Medio-alto
Resina de silicio-cerámica, relleno de polvo	3.0 a 25.0	0.0005 a 0.004	Regular-bueno	Bueno	-27 a +268	Medio
Poliéster-cerámica, vidrio lleno de polvo, reforzado.	6	0.017	Excelente	Excelente	-27 a +205	Medio
Espuma de polimetacrilato	1.07	0.0009	--	--	--	--

2.1.3 Efectos del conductor en radiadores microstrip a altas frecuencias.

En los circuitos de microondas, existen principalmente tres tipos de pérdidas asociadas a la tecnología de PCB (por sus siglas en inglés *Printed Circuit Board*). Las pérdidas son: por dieléctrico, por conductor y por radiación. Las pérdidas por radiación son más dependientes del diseño, mientras las pérdidas por dieléctrico están principalmente relacionadas a la $\tan\delta$ del material y son usualmente bien conocidas por el diseñador.

Por otra parte, las pérdidas por conductor no siempre son tomadas en cuenta para los diseños y pueden ser la fuente de discrepancias entre los valores del modelado y los valores medidos.

En esta sección además se abordarán los efectos de la rugosidad del conductor y del acabado del metal (revestimiento de superficie) que también determinan las pérdidas asociadas al conductor.

La rugosidad del conductor y la interfaz entre el conductor y el dieléctrico tienen un gran impacto en las pérdidas generales de un circuito. Una superficie de cobre rugosa (alto perfil) se traducirá en una mayor área y un camino más largo para que la onda se propague. Este efecto llega a ser más dominante conforme aumenta la frecuencia o conforme disminuya el espesor del dieléctrico.

El uso de cobre de bajo perfil (o de tratado inverso) es recomendado para aplicaciones en alta frecuencia ya que las pérdidas por inserción son reducidas debido a que la interfaz cobre-dieléctrico es más suave (menos rugosa).

Por otro lado, el acabado del metal (recubrimiento en metal) puede impactar la pérdida total debido a las metalizaciones de menor conductividad utilizadas que cubren los bordes de la traza y a las corrientes que las recorren. El revestimiento de plata puede ser la única excepción ya que su conductividad mayor que la del cobre ($\sigma_{Ag} = 6.30 \times 10^7 S/m$ y $\sigma_{Cu} = 5.8 \times 10^7 S/m$, a $20^\circ C$), pero un revestimiento de plata implicaría un incremento del costo. La selección de cobre conductor de bajo perfil y revestimiento de baja pérdida son tan críticos como la selección de un material dieléctrico apropiado a la hora de diseñar, debe mantenerse un balance entre el rendimiento, confiabilidad y costo, así como también debe considerarse el ambiente en el que operará y las posibles interacciones [57].

La mayoría de los sustratos para circuitos son revestidos con uno de los tres tipos de revestimiento de cobre como son: Arrollado/Recocido (Rolled/Annealed-“RA”), Electrodepositado (Electrodeposited-“ED”) y tratado inverso (Reverse Treated-“RT”). Las láminas son procesadas por los fabricantes con diferentes tipos de tratamientos para mejorar y preservar la adhesión a diferentes tipos de sustratos. Históricamente, las láminas de alto perfil han sido usadas para incrementar la adhesión al material dieléctrico, mientras que las de bajo perfil son usadas para mejorar la definición de grabado o reducir las pérdidas de conductor [59].

Los perfiles de superficie en trabajos actuales han sido caracterizados usando un sistema de perfil óptico (Veeco Metrology Wyko NT1100). La operación del instrumento está basada en interferometría de luz blanca. Este método de no contacto genera una imagen tridimensional de la topografía superficial con una resolución de 1nm por 1mm². El perfil puede ser caracterizado por una gran variedad de diferentes estadísticas, incluyendo r_z (valor pico-valle de la rugosidad), R_{rms} (rugosidad cuadrática media) y el índice de área superficial. El R_{rms} es el más usado para la caracterización de la rugosidad del conductor en aplicaciones de alta frecuencia [59].

Es bien sabido que la rugosidad del conductor incrementa las pérdidas por conductor a altas frecuencias. En 1949, S.P. Morgan publicó un trabajo [58] en el cual se modela numéricamente y a diferentes frecuencias el efecto en las pérdidas de un conductor por ranuras; rectangulares, triangulares y cuadradas en su superficie. A medida que la profundidad de la piel se acerca a la altura de las ranuras, la pérdida del conductor aumenta. Una explicación simple del mecanismo es que la señal debe viajar en la pequeña profundidad de piel a lo largo de la superficie del conductor rugoso, lo que aumenta efectivamente la longitud del camino y la resistencia del conductor [59].

Por otro lado, la constante de propagación ($\gamma = \alpha \pm j\beta$) de la señal que viaja a través del conductor rugoso es mayor que la de un conductor considerado “liso”, ya que la constante de atenuación para un conductor rugoso es: $\alpha_{cond,rugoso} = K_{SR} \alpha_{cond,liso}$ y a su vez el factor K_{SR} está determinado por la ecuación 2.4 de [59].

$$K_{SR} = 1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left[1.4 \left(\frac{R_{RMS}}{\delta} \right)^2 \right] \quad 2.4$$

Donde R_{RMS} es el valor de la rugosidad del conductor y δ es la profundidad de piel. Puede notarse que $\alpha_{cond,rugoso}$ y K_{SR} están en función de la frecuencia. Cuando la razón $\frac{R_{RMS}}{\delta}$ es pequeña, como es el caso de un conductor suave o en el caso de un conductor a bajas frecuencias donde la profundidad de piel es grande, el valor de K_{SR} es cercano a la unidad. Conforme esta razón aumente, ya sea en conductores de alto perfil o en altas frecuencias, el valor de K_{SR} tiende a 2. Esto predice un “efecto de saturación”, en que el máximo efecto de la rugosidad del conductor será el de duplicar las pérdidas de conductor [59].

Otros experimentos reportados en [57] demuestran que la saturación predicha por Morgan en [59] no ocurre ya que a altas frecuencias (por encima de 10 GHz) el efecto del perfil de conductor en las pérdidas del conductor es mayor.

El efecto de la rugosidad en la parte imaginaria de la constante de propagación; es decir en la constante de fase (β), es que la onda guiada exhibirá un desplazamiento de fase mayor que una onda guiada en un conductor suave, lo que corresponde a un incremento en la constante de fase, aunque la magnitud de este efecto no ha sido correctamente cuantificada [60].

2.2 Figuras de mérito de antenas.

Para describir el rendimiento de una antena, es necesario definir varios parámetros. Algunos de los principales parámetros se enlistan y se definen a continuación.

- Patrón de radiación
- Potencia radiada
- Intensidad de radiación
- Directividad
- Eficiencia
- Ganancia
- Polarización
- Impedancia de entrada
- Ancho de banda
- Pérdidas por retorno
- SWR

2.2.1 Patrón de radiación.

De [53] sabemos que el patrón de radiación o el patrón de la antena es definido como “una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena como una función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación es determinado en la región del campo lejano y es representado como una función de las coordenadas angulares (θ, ϕ).

En [61] se define como la representación tridimensional del valor promedio del vector de Poynting. Esta representación tridimensional se puede dividir en “lóbulos”, es decir, regiones cerradas donde la radiación es continua. Los lóbulos están separados por puntos donde no hay radiación, conocidos como “nulos” del patrón de radiación. El lóbulo que comprende la mayor parte de la radiación se conoce como principal y puede haber más de uno para un patrón dado. Los demás lóbulos, si existen, se conocen como secundarios y pueden ser laterales o posteriores.

En la figura 2.6 se observa un patrón simétrico tridimensional con sus diferentes lóbulos. Cuando el diagrama de radiación contiene un lóbulo mayor o principal se dice que la antena es altamente directiva, el ancho en grados de dicho lóbulo se conoce como ancho de haz.

En la figura 2.7 se muestra una representación del patrón de radiación de una antena de parche en tecnología microstrip.

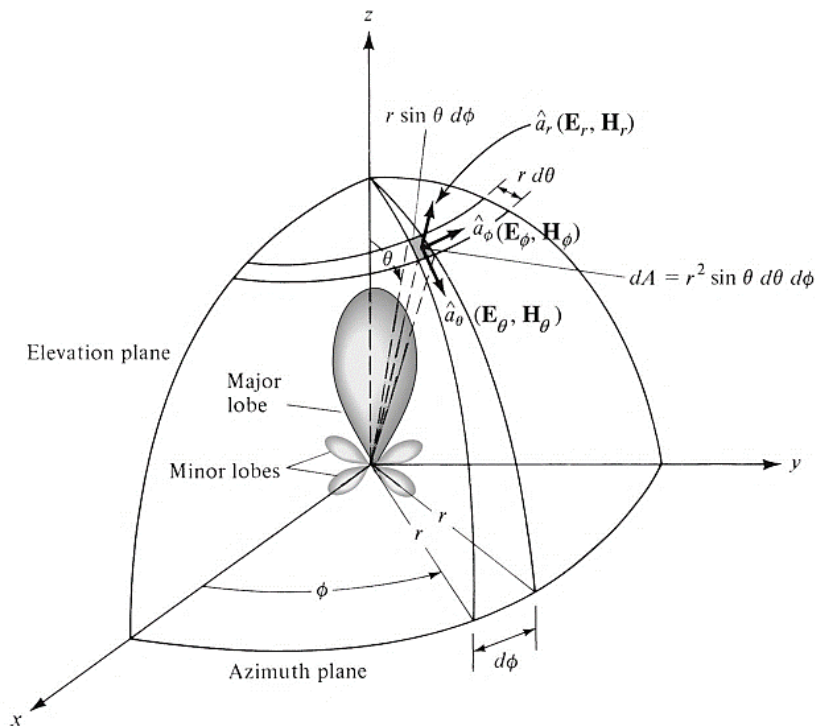


Figura 2.6 Patrón de radiación tridimensional y sistema de coordenadas para el análisis de antenas [53].

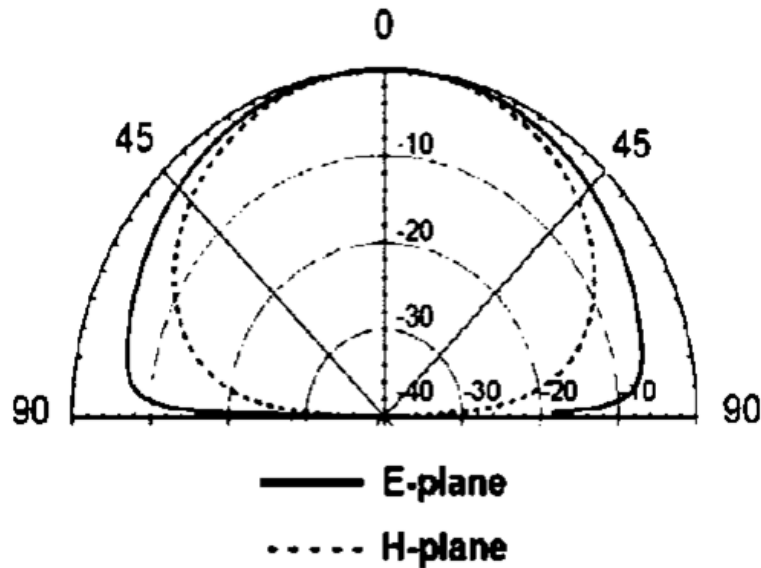


Figura 2.7 Patrón de radiación característico de una antena tipo parche [62].

El patrón de radiación de una antena de parche (de un solo elemento) es direccional, aunque la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal, debido a que la capa inferior de metal de la tecnología microstrip es considerado un plano de tierra infinito el cual bloquea la radiación hacia la parte inferior de la antena.

2.2.2 Potencia radiada

La densidad de potencia radiada se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Las unidades son Watts por metro cuadrado. Se puede calcular a partir de los valores efectivos de los campos con la ecuación 2.5 [63]:

$$\mathbf{S}(\theta, \phi) = \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \quad 2.5$$

Así, la potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una esfera que encierre a la antena (Ecuación 2.6 de [63]).

$$P = \iint \mathbf{S}(\theta, \phi) d\mathbf{s} \quad 2.6$$

Expresado de otra forma en la ecuación 2.8, es la integral del vector de Poynting en una superficie cerrada que envuelve a la fuente de radiación [55].

$$P = \oint \mathbf{S} \cdot d\mathbf{a} = P_{\text{rad}} + iP_X \quad 2.7$$

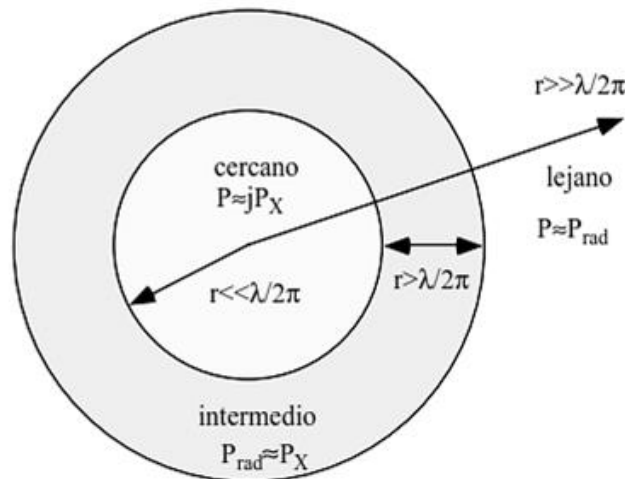


Figura 2.8 Regiones de campo de una antena en relación a la potencia radiada [61].

La potencia radiada es en general una cantidad compleja, donde la parte real se conoce como potencia radiativa, P_{rad} , y la imaginaria como potencia reactiva, P_X . La potencia radiativa se puede transferir a un medio y la reactiva no. Ésta es transferida entre los campos, o componentes de los campos de la onda electromagnética y no se puede aprovechar para transmitir energía.

Con base en la potencia radiada, se pueden definir los “campos” de la antena, ilustrados en la figura 2.8. Para el *campo cercano*, la mayor parte de la potencia es reactiva y no hay transferencia al medio. En el *campo lejano*, la mayor parte de la potencia es radiativa, y se puede transmitir al medio o receptor. La región entre estas se conoce como *campo intermedio*. Aquí, las componentes de la potencia son de magnitud similar [61].

2.2.3 Intensidad de radiación

Es la potencia radiada (parte real) por unidad de ángulo sólido (Ω) en una determinada dirección. Las unidades son W/sr . Dicho parámetro es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena emisora [63]. Y se define con la ecuación 2.8, de [61].

$$U = r^2 S \quad 2.8$$

Geoméricamente, el “*Steradian*” en inglés, se define como el ángulo sólido con su vértice en el centro de una esfera de radio r que está subtendida por un área de superficie esférica igual a la de un cuadrado con cada lado de la longitud r . En la figura 2.9 se muestra una representación del ángulo sólido al que es referido la intensidad de radiación [53].

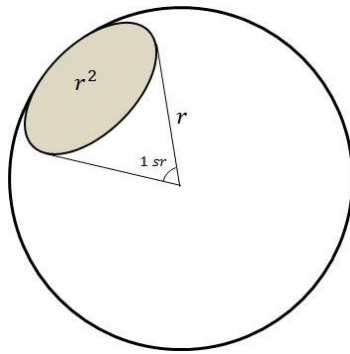


Figura 2.9 Representación gráfica del *Steradian* [53].

2.2.3 Directividad

Es la razón de la intensidad de radiación en una dirección dada U a la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones (U_0), en dB. (Ecuación 2.9 extraída de [61])

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad 2.9$$

2.2.4 Eficiencia

Las antenas están hechas con base en componentes reales; el material conductor del que está hecho la antena disipa energía por efecto Joule; puede haber conducción a través del dieléctrico separando las terminales; si la resistencia de entrada de la antena no es igual a la de la línea de transmisión, habrá pérdidas por desacoplamiento, etc. Todo esto lo podemos cuantificar con la eficiencia de la ecuación 2.10:

$$e_o = e_r e_c e_d \dots = \pi e_i \quad 2.10$$

Cada uno de los factores en (2.10) está acotado entre $0 \leq e_o, e_r, e_c, e_d, \dots \leq 1$; el extremo inferior representa el peor caso, y el superior sería el ideal. Cada uno de estos factores se define por:

- e_r : eficiencia de reflexión. Está asociada a la reflexión de la señal en la antena por desacoplamiento de impedancias.
 - e_c : eficiencia de conducción; asociada a las pérdidas por efecto Joule del material conductor de la antena.
 - e_d : eficiencia del dieléctrico; asociada a las pérdidas por conducción en el dieléctrico entre las terminales de la antena [61].
- Etc.

Por otro lado, la eficiencia de radiación se define como la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma [63], donde la diferencia de estas potencias es la potencia disipada debido a las pérdidas, antes mencionadas y puede ser expresada con la ecuación 2.11:

$$Eficiencia = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad 2.11$$

2.2.5 Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena (ecuación 2.12 de [63]).

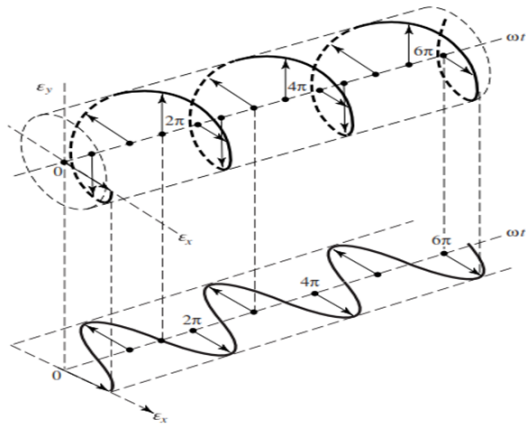
Está relacionada a la directividad y a la eficiencia de la antena. En el peor de los casos es igual a 0, y en el mejor (cuando no existieran pérdidas) la ganancia es igual a la directividad [61].

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad 2.12$$

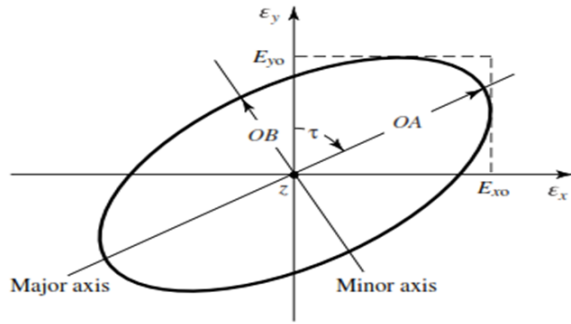
Por lo tanto, conociendo la directividad y la ganancia es posible determinar la eficiencia.

2.2.6 Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada, es definida como “la polarización de la onda transmitida (radiada) por la antena” [53]. La polarización de una onda es la figura geométrica determinada por el extremo del vector que representa al campo eléctrico en función del tiempo, en una posición dada. Un trazo típico en función del tiempo es mostrado en las figuras 2.10 a y b.



Rotación de onda plana



Polarización elíptica

Figura 2.10 Rotación de una onda plana electromagnética y su polarización elíptica a $z=0$ como una función del tiempo [53].

Así la polarización de la onda radiada por una antena en una dirección específica en un punto en el campo lejano es definida como la polarización de una onda plana y es usada para representar la onda radiada a un punto. En cualquier punto en el campo lejano de una antena, la onda radiada puede ser representada como una onda plana cuya intensidad de campo eléctrico es la misma que la de la onda y cuya dirección de propagación es en la dirección radial desde la antena. A medida que la distancia radial se acerca al infinito, el radio de curvatura del frente de fase de la onda radiada también se acerca al infinito y, por lo tanto, en cualquier dirección específica, la onda aparece localmente como una onda plana. Esta es una característica de campo lejano de las ondas radiadas por todas las antenas.

La polarización de una onda recibida por una antena se define como la “polarización de una onda plana, incidente desde una dirección dada y que tiene una densidad de flujo de potencia dada, lo que resulta en la potencia máxima disponible en las terminales de antena.

La polarización puede ser clasificada como lineal, circular o elíptica. Sí el vector que describe al campo eléctrico en un punto en el espacio como una función del tiempo está siempre dirigido a lo largo de una línea, se dice que el campo esta polarizado linealmente. En general, sí la figura que traza el campo eléctrico es una elipse, se dice que el campo esta polarizado elípticamente. Las polarizaciones lineales y circulares son casos especiales de la polarización elíptica y éstas pueden ser obtenidas cuando la elipse llega a convertirse en una línea recta o en un círculo, respectivamente. Además, si la figura del campo eléctrico es trazada en sentido de las manecillas del reloj se dice que la polarización es a la derecha y sí es en sentido contrario la polarización es a la izquierda [53].

2.2.7 Impedancia de una antena

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en general compleja. La parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria, reactancia de antena (ecuación 2.13) [63].

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \quad 2.13$$

Se define la resistencia de radiación como la relación entre la potencia total radiada por una antena y el valor efectivo de la corriente en sus terminales de entrada, elevada al cuadrado (2.14)

$$R_{rad} = \frac{1}{2} \frac{P_{rad}}{I^2} \quad 2.14$$

Y la resistencia óhmica de una antena como la relación entre la potencia disipada por efecto de pérdidas resistivas y la corriente en sus terminales de entrada al cuadrado (2.15).

$$R_{\Omega} = \frac{1}{2} \frac{P_{dis}}{I^2} \quad 2.15$$

Por lo tanto, la impedancia de la antena se puede considerar como la suma de; la resistencia de radiación, la resistencia óhmica y la reactancia (2.16) [63].

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a = (R_{rad} + R_{\Omega}) + jX_a \quad 2.16$$

2.2.8 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena es definido como “el rango de frecuencias dentro de las cuales el rendimiento de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar específico” [53]. Se puede considerar que el ancho de banda es el rango de frecuencias, alrededor de una frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia), donde las características de la antena (como la impedancia de entrada, el patrón, la polarización, la ganancia, la eficiencia, etc.) están dentro de un valor aceptable.

- Para antenas de banda ancha, el ancho de banda es usualmente expresado como una razón de las frecuencias máximas y mínimas de las frecuencias aceptables de operación. Por ejemplo, un ancho de banda de 10:1 indica que la frecuencia mayor es 10 veces más grande que la menor.
- Para antenas de banda estrecha, el ancho de banda es expresado como un porcentaje de la diferencia de frecuencia (superior menos inferior) sobre la frecuencia central del ancho de banda. Por ejemplo, un ancho de banda del 5% indica que el rango de frecuencia de operación aceptable es el 5% de la frecuencia central del ancho de banda.

Debido a que las características (impedancia de entrada, patrón, ganancia, polarización, etc.) de una antena no varían necesariamente de la misma manera o incluso están afectadas críticamente por la frecuencia, no hay una caracterización única del ancho de banda. Las especificaciones se establecen en cada caso para satisfacer las necesidades de la aplicación en particular [53].

Generalmente para antenas, el ancho de banda es medido considerando las pérdidas por retorno ($|S_{11}|$) a -10 dB.

Un parámetro empleado para determinar el ancho de banda es el factor de calidad Q . Éstos son inversamente proporcionales entre sí debido a que uno expresa una tasa entre la energía almacenada y disipada por un dispositivo, así un alto Q indica pocas pérdidas y viceversa. Por otro lado, el ancho de banda indica el intervalo, por ejemplo, en frecuencia, en que una estructura presenta el mejor rendimiento (tasa entre la energía almacenada y disipada).

El factor de calidad total de una antena de parche es expresado por (2.17) [53],[62];

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad 2.17$$

Donde Q_d , Q_c y Q_r representan factores de calidad correspondientes a pérdidas por dieléctrico, conductor y por radiación, para $h \ll \lambda_o$, así mismo estos factores de calidad pueden ser determinados con las ecuaciones (2.18-2.20) [62].

$$Q_d = \frac{\omega_r W_T}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta} \quad 2.18$$

$$Q_c = \frac{\omega_r W_T}{P_c} = \frac{h}{\Delta} \quad 2.19$$

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r} \quad 2.20$$

Donde ω_r es la frecuencia de resonancia angular, W_T es la energía total almacenada en el parche, $\tan \delta$ el coeficiente de pérdidas del dieléctrico, h el espesor del sustrato dieléctrico, Δ es la profundidad de piel del conductor; P_d son las pérdidas por dieléctrico, P_c las pérdidas del conductor y P_r es la potencia radiada del parche.

Y el factor de calidad de una cavidad resonante puede ser descompuesto en tres partes, representando los diferentes mecanismos de pérdida de potencia; Q_c , Q_d y Q_{ext} .

El factor Q_c es debido a la pérdida de potencia en las paredes de la cavidad, con conductividad finita y está determinada por la ecuación (6.57) de [64]; donde esta es dependiente del modo de la cavidad y Q_d es el factor relacionado a las pérdidas del dieléctrico que llena a la cavidad. Este puede ser

determinado al igual que para las antenas de parche con la ecuación (2.18), y Q_{ext} es el resultante de la pérdida de potencia a través de agujeros de la cavidad.

Así el factor de calidad total (Q_T) descargado de una cavidad, estaría determinada por la ecuación (2.21) extraída de [64];

$$Q_T = \left(\frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \right)^{-1} \quad 2.21$$

Así para el caso de una estructura con aperturas resonantes en el plano de tierra y parches microstrip, el factor de calidad total estaría determinado por cinco factores. En caso de que la apertura estuviese rellena con algún material. En el caso contrario el factor de calidad total sería determinado por las ecuaciones (2.18) -(2.20) y Q_{ext} tendría que determinarse al considerar que la “cavidad” no estaría completamente cerrada.

Así el factor de calidad (Q) de la estructura disminuiría, provocando que el ancho de banda (BW) sea aumentado, con base en la relación entre el ancho de banda y el factor de calidad de la ecuación 2.22 extraída de [64]:

$$BW = \frac{1}{Q_T} \quad 2.22$$

2.2.9 Pérdidas por retorno y razón de onda estacionaria (SWR).

Las pérdidas por retorno (RL en dB) se determinan a partir del coeficiente de reflexión ($-20 \log |S_{11}|$). Es un parámetro que permite cuantificar el acoplamiento de impedancias entre la fuente y la carga, ya que el coeficiente de reflexión es una razón de ondas estacionarias incidentes y reflejadas. Una onda es reflejada ($S_{11} \neq 0$) cuando existe desacoplamiento entre las impedancias de carga y la impedancia de la línea de alimentación ($Z_s \neq Z_L$) [64].

Cuando la carga esta desacoplada, la presencia de ondas estacionarias provoca que la magnitud del voltaje en la línea no sea constante. Por lo que dependiendo de la fase del coeficiente de reflexión se tendrá un voltaje máximo (V_{max}) cuando $e^{j(0-2\beta l)} = 1$ y un voltaje mínimo (V_{min}) cuando $e^{j(0-2\beta l)} = -1$. La razón de onda estacionaria de voltaje (VSWR) es determinada por la razón de estos voltajes ($V_{\text{max}}/V_{\text{min}}$) o bien $(1+|S_{11}|)/(1-|S_{11}|)$. La razón de onda estacionaria es $1 \leq SWR \leq \infty$ [64].

Cuando $|S_{11}|=0$ y $SWR=1.0$, se tiene el mejor acoplamiento, es decir cuando $Z_s = Z_L$ (impedancia de la fuente y de la carga, respectivamente) y las pérdidas por retorno son ∞ dB.

2.2.10 Las figuras de mérito en antenas microstrip.

En las secciones previas se han definido las principales figuras de mérito que permiten evaluar el rendimiento de una antena. En esta sección se aborda, en la tabla 2.7, el estudio de las figuras de mérito para antenas en tecnología microstrip, mencionando algunas de las formas en que estos parámetros pueden ser modificados o mejorados, con base en [51].

Tabla 2.7 Figuras de mérito en antenas microstrip.

Patrón de radiación	El patrón de radiación ideal dependerá de la aplicación de la antena, es posible tener un patrón de radiación mejorado en cuanto a la dirección se refiere con arreglos de parches sobre el mismo sustrato, las antenas de ranuras (slots) proporcionan un patrón bidireccional y puede lograrse una radiación unidireccional al colocar un reflector. El patrón de radiación de las antenas microstrip tiene su máximo de radiación en dirección normal al parche, y este puede ser rotado electrónicamente en antenas de apertura microstrip (“slot”) con cargas capacitivas.
Potencia radiada	Es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal (a la mitad del espacio).
Directividad	Las antenas microstrip no son muy directivas, pero se puede realizar lo siguiente para mejorar la directividad: (1) Los arreglos pueden modificar la dirección por medio del espaciamiento de los elementos radiantes para lograr el desplazamiento en fase requerido, (2) en antenas microstrip de apertura gradual al incrementar la longitud (L) de la antena; (3) evitando las pérdidas por ondas superficiales.
Eficiencia	La eficiencia en las antenas microstrip depende de las pérdidas por conductor, pérdidas por dieléctrico y por radiación espuria. Para aumentar la eficiencia de la antena se puede realizar lo siguiente: (1) mejorar el tipo de alimentación para evitar la radiación no deseada (espuria) y lóbulos secundarios en el patrón de radiación; (2) el tipo de alimentación por hendiduras (<i>insets</i>) es ampliamente utilizado para antenas integradas, debido a que en ese caso la radiación espuria de las líneas de alimentación contribuye; (3) Elegir sustratos delgados disminuye las pérdidas por ondas superficiales, aunque casos particulares las ondas superficiales contribuyen en el rendimiento; (4) La alimentación de tipo coaxial se debe evitar cerca de los bordes del parche ya que aumenta la inductancia debida a las paredes magnéticas según el modelo de cavidad.
Ganancia	Una de las limitantes de las antenas en tecnología microstrip es que su ganancia es baja (≈ 6 dB). Ésta incrementa al disminuir las pérdidas por ondas superficiales, es decir; (1) utilizando sustratos delgados (no es siempre factible) y de baja permitividad dieléctrica; (2) al realizar matrices de elementos radiantes; (3) con la tecnología de micro maquinado, con <i>banda prohibida fotónica</i> , la cual consiste de dieléctricos periódicos donde las ondas electromagnéticas se comportan como lo hacen los electrones en un semiconductor.
Polarización	La polarización circular de las antenas es requerida para las comunicaciones móviles, una antena en tecnología microstrip puede tener polarización circular cuando: (1) al realizar la alimentación de un solo parche con dos fuentes de alimentación con un cierto ángulo de desfase, sin embargo esto provoca reflexiones reduciendo la eficiencia de la antena; (2) una mejor forma de lograr polarización circular es con asimetrías en el parche para perturbar las frecuencias de resonancia

	(truncar esquinas, recortar el parche, agregar “stubs”, etc.); (3) al mover el punto de alimentación ya sea (i) a lo largo de la línea central o (ii) en la diagonal; (4) en antenas de apertura (perforaciones en el plano de tierra) la polarización circular se logra haciendo ranuras a lo largo de la línea de alimentación microstrip.
Impedancia de entrada	<p>La impedancia de entrada de una antena en tecnología microstrip puede ser calculada con ecuaciones muy estudiadas. Esta impedancia de entrada debe ser acoplada a la línea de alimentación que generalmente es de 50Ω para evitar que existan reflexiones. Por otro lado, según [48] a las antenas microstrip alimentadas por coaxial se agrega un disco para controlar la impedancia de entrada, el tamaño del disco, el espaciado hacia el parche y la posición definen a la Z_{in}, la impedancia de entrada también puede modificarse al colocar pines corto circuitantes hacia el plano de tierra cerca de la línea de alimentación.</p> <p>Varios métodos de acoplamiento en tecnología microstrip se encuentran disponibles en la literatura [48],[54] y [57].</p>
Ancho de banda	<p>Un mayor ancho de banda puede obtenerse al (1) utilizar dieléctricos de mayor espesor aunque esto implique mayores pérdidas por ondas superficiales; (2) realizar el acoplamiento de múltiples resonadores, (3) emplear parches apilados (<i>stacked</i>) alimentando al último elemento para disminuir la inductancia de alimentación, aún que esto implique un mayor costo de fabricación; (4) usar arreglos de ranuras de diferente forma y tamaño; estos agregan polos de resonancia aumentando el ancho de banda y complicando el diseño; (5) elegir sustratos dieléctricos adecuados, de forma que el ancho de banda sea mejorado (alimentación por proximidad); (6) emplear secciones extras de líneas de transmisión (<i>stubs</i>).</p>

2.3 Consideraciones para el diseño de antenas de parche.

Como se ha mencionado en las secciones anteriores, las antenas de parche microstrip (figura 2.11) consisten de una capa metálica muy delgada ($t \ll \lambda_0$) colocada encima de un plano de tierra, ambas capas metálicas separadas por un dieléctrico con espesor equivalente a una pequeña fracción de la longitud de onda ($h \ll \lambda_0$). La antena microstrip es diseñada para que el máximo del patrón de radiación sea normal al parche, es decir que la potencia emitida sea hacia la parte superior de la antena debido a que el plano de tierra infinito (idealmente) de la parte inferior bloquea la radiación hacia la parte inferior de la antena. En realidad, existe una radiación hacia la parte inferior de la antena debido a que el plano de tierra es de dimensiones finitas, sin embargo, estos lóbulos posteriores son pequeños comparados con el lóbulo principal [51].

Es posible ver a las antenas en tecnología microstrip, como una fuente de radiación de ondas electromagnéticas y dependiendo de la dirección en la que las ondas sean transmitidas, éstas pueden clasificarse en 4 tipos: I) superficiales, II) espaciales o radiadas, III) de fuga y IV) guiadas. Para una antena de parche se requiere que las ondas predominantes sean las radiadas y esto se logra al tener un sustrato grueso con baja permitividad eléctrica.

Por otro lado, las dimensiones del parche radiador (W, L ; en el caso de un rectangular o r ; para un circular) estarán determinadas por la frecuencia de resonancia, la permitividad dieléctrica, el espesor h del sustrato y la forma del radiador.

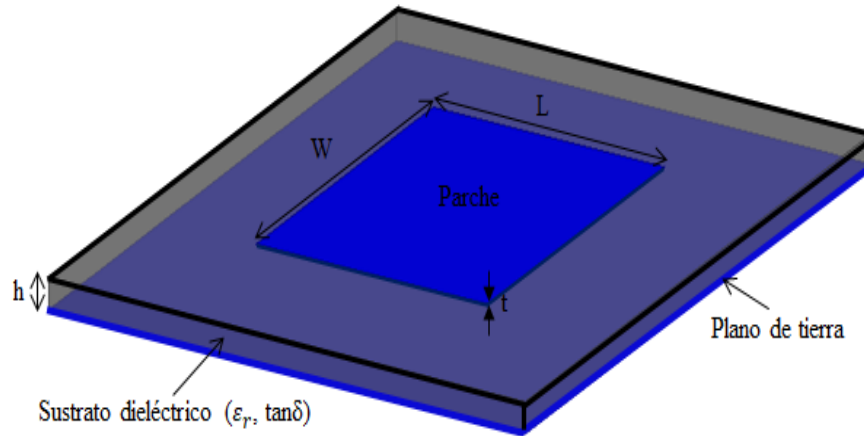


Figura 2.11 Antena en tecnología microstrip

En la tecnología microstrip, los elementos radiantes y las líneas de alimentación son usualmente fotograbadas en el sustrato dieléctrico. El parche radiante puede ser de diferentes formas, pero los parches cuadrados, rectangulares, dipolos (tira) y los circulares son más comunes debido a la facilidad de análisis y fabricación, además de sus atractivas características de radiación, especialmente su baja radiación de polarización cruzada [51].

Al hablar del diseño de antenas de microstrip, se puede encontrar una gran gama de métodos mediante los cuales se puede llevar a cabo el análisis de antenas. Dependiendo de la precisión y grado de sencillez que se busque se puede seleccionar el método que más se ajuste a las necesidades. Entre los diversos métodos existentes para llevar a cabo el análisis de antenas de parche se pueden encontrar dos principales categorías descritas en la tabla 2.8. Para el diseño de antenas, el modelo de línea de transmisión es ampliamente utilizado para llevar a cabo una aproximación rápida que posteriormente es complementado con simulación electromagnética [51].

En la siguiente sección se describe el modelo de línea de transmisión, útil para sustratos delgados ($\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{100}$) con respecto a la longitud de onda en el espacio libre de la señal a la que resonará la antena en cuestión [51].

Particularizando las restricciones del modelo de línea de transmisión para el diseño del arreglo propuesto, la longitud de onda a 5.8 GHz (λ_0) es 5.1724 cm. Se requiere utilizar un sustrato dieléctrico con espesor menor que $\frac{\lambda_0}{100}$ para que el modelo de línea de transmisión arroje buenos resultados.

2.3.1 Modelo de línea de transmisión para parches rectangulares.

El parche rectangular es por mucho la configuración más utilizada. Es fácil de analizar usando ambos modelos; el de línea de transmisión y de cavidad, que son más precisos para sustratos delgados. El modelo de línea de transmisión es más fácil de ilustrar, pero produce resultados menos precisos y carecen de versatilidad. Sin embargo, arroja una visión física.

Usando el modelo de cavidad, una antena rectangular microstrip puede ser representada como un arreglo de dos ranuras estrechas radiantes (slots), cada una de ancho W y altura h separadas por una distancia L . El modelo de línea de transmisión básicamente representa a la antena de microstrip por dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de impedancia Z_c y de longitud L .

Utilizando el modelo empírico de línea de transmisión para el diseño se calculan las dimensiones del parche W y L considerando los efectos de borde que presentan la distribución de los campos en una antena de parche, que forman líneas de radiación como se muestran en la figura 2.12.

Dependiendo de la frecuencia de operación, así como de los sustratos utilizados para las antenas, los efectos de borde se presentan de diferente forma para cada diseño, debido a los efectos de borde, la longitud y ancho efectivos de la antena no son de igual valor que las dimensiones físicas [53].

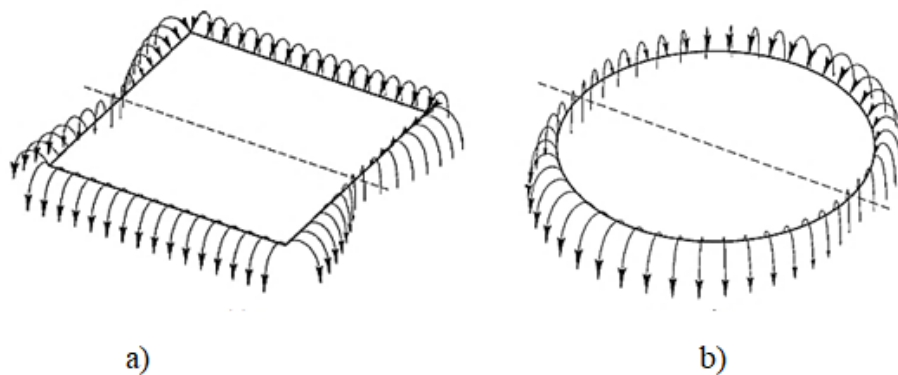


Figura 2.12 Campo eléctrico de borde en parches microstrip; a) cuadrado y b) circular [65].

A su vez los efectos de borde se presentan en dos medios con permitividades eléctricas distintas, ya que la distribución de campos será diferente de un medio a otro (figura 2.13 a), en una antena de microstrip los medios son: el aire y el sustrato dieléctrico [62]. El modelo de línea de transmisión entonces considera una permitividad eléctrica efectiva, ϵ_{reff} que combina a ambas permitividades eléctricas (aire y sustrato) y supone que la antena se encuentra inmersa dentro de un solo medio homogéneo con dicha permitividad constante, como se muestra en la figura 2.13 b. El rango de valores para la constante dieléctrica efectiva es $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$ [53].

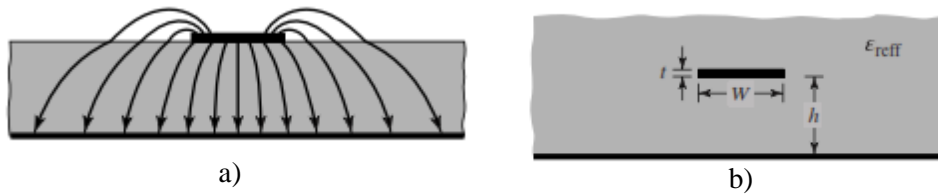


Figura 2.13 Medios dieléctricos en tecnología microstrip. A) Líneas de campo eléctrico en Aire-sustrato. B) Permitividad eléctrica efectiva [53].

Para muchas aplicaciones, donde la constante dieléctrica del sustrato es mucho mayor a la unidad ($\epsilon_r \gg 1$), el valor de ϵ_{reff} es cercano al valor de la constante dieléctrica relativa del sustrato ϵ_r . El valor de la constante dieléctrica efectiva es también función de la frecuencia, conforme la frecuencia de operación incrementa, más líneas de campo eléctrico se concentran en el sustrato, por lo tanto, la línea de microstrip se comporta más como una línea homogénea de un solo dieléctrico (solo un sustrato) y la constante dieléctrica efectiva se acerca al valor de la constante dieléctrica del sustrato [53].

Tabla 2.8 Modelos para análisis de antenas microstrip.

Tipo	Características generales	Modelos
Analítico (Empírico)	<ul style="list-style-type: none"> - Modelos precisos para sustratos delgados ($\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{100}$) debido a que se asume que los campos en la región interior del sustrato no varían. - Pueden tener un buen nivel de precisión cuando se trabaja en rangos de frecuencias menores a 30 GHz. - Reducen el número de iteraciones en el proceso de diseño, es decir de bajo costo computacional. - Pueden proporcionar una comprensión de los principios operativos que podrían ser útiles para un nuevo diseño; para modificaciones de un diseño existente y para el desarrollo de configuraciones de nuevas antenas. - No son precisos cuando se aplican a dipolos de microstrip de ancho estrecho. - Algunas configuraciones de alimentación, tal como por proximidad y por apertura, son difíciles de modelar. - Los modelos no han sido probados con sustratos anisótropos. 	<ul style="list-style-type: none"> -De línea de transmisión. -De Cavidad. -De red multipuerto.
De onda completa	<ul style="list-style-type: none"> - Proporcionan una solución más precisa para la impedancia y para las características de radiación. - Son más completos ya que incluyen efectos como lo son: las pérdidas del dieléctrico, pérdidas del conductor, radiación de ondas al espacio, ondas superficiales y acoplamiento externo. - Pueden ser usados para elementos con una variedad de formas y arreglos; de técnicas de alimentación; geometrías multicapa; sustratos anisótropos y antenas activas. - Son numéricamente intensivos y, por lo tanto, requieren una programación cuidadosa para reducir el costo de cómputo. 	<ul style="list-style-type: none"> - Solución de onda completa de dominio espectral. - Ecuación de potencial mixto. -Técnica FDTD (Por sus siglas finite-difference time-domain).

Como se mencionó, debido a los efectos de borde presentes en la tecnología microstrip, el parche de la antena microstrip parece eléctricamente más grande que su dimensión física. En la figura 2.14, se ilustra con el plano eléctrico-**E** (plano xy), donde las dimensiones del parche a lo largo de su longitud se han extendido en cada extremo una distancia ΔL , que es función de la constante dieléctrica efectiva y de la razón W/h [53].

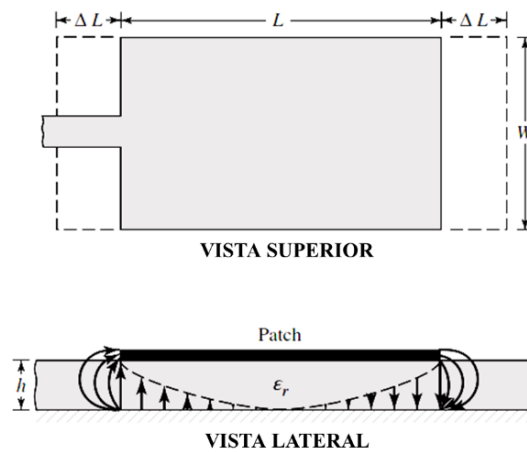


Figura 2.14 Longitud física y efectiva de un parche rectangular microstrip [53].

En un parche rectangular o cuadrado, los dos bordes en los cuales la variación de los campos es uniforme es llamado el ancho W y los otros dos bordes en los que la variación de los campos es sinusoidal es llamada longitud de resonancia L [53]; la longitud del parche determina la frecuencia de resonancia y el ancho puede ser elegido a manera de obtener buena eficiencia de radiación, es decir el ancho tiene un menor efecto en la frecuencia de resonancia [51].

Debido a que la longitud del parche es extendida ΔL a cada lado del parche, la longitud efectiva del parche, es $L_{eff} = L + 2\Delta L$, el incremento en la longitud debido a los efectos de borde provoca un decremento en la frecuencia de resonancia del 2 al 6% [53]. Por esta razón para el diseño de antenas en tecnología microstrip es de suma importancia la consideración de los efectos de borde al momento de calcular las dimensiones del parche radiador.

A continuación, se especifica una descripción simplificada del procedimiento de diseño para antenas microstrip rectangulares. El procedimiento asume que la información especificada incluye la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r), la frecuencia de resonancia (f_r en Hz), el espesor del sustrato (h). El procedimiento es el siguiente:

1. Especificar ϵ_r , f_r y h .
2. Determinar W y L .

- a) Para un radiador eficiente, un ancho (W) práctico que conduce a una buena eficiencia de radiación es determinado con la ecuación 2.23 [53].

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} = \frac{c}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad 2.23$$

Donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre.

- b) Determinar la constante dieléctrica efectiva de la antena microstrip usando la ecuación 2.24 de [53] para $W/h > 1$.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2} \quad 2.24$$

- c) Una vez determinado W y ϵ_{reff} , determinar la extensión de la longitud ΔL usando la ecuación 2.25 [53].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{reff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad 2.25$$

- d) La longitud real del parche puede ser determinada por la solución de la ecuación 2.26 [53].

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} - 2\Delta L \quad 2.26$$

Las longitudes típicas de parches microstrip están acotadas por la ecuación 2.27 extraída de [53].

$$L \approx (0.47 - 0.49) \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = (0.47 - 0.49)\lambda_d \quad 2.27$$

Donde $\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$ es la longitud de onda en el dieléctrico.

De las ecuaciones 2.25 y 2.26, vemos que cuanto menor sea la constante dieléctrica del sustrato mayor será el efecto de borde (ΔL); por tanto, la longitud (L) del parche será menor. Por el contrario, cuanto mayor sea la constante dieléctrica, los campos se concentrarán más dentro del sustrato; así el efecto de borde será pequeño y la longitud más cercana a media longitud de onda en el dieléctrico.

Después de encontrar las dimensiones del parche L y W para un determinado sustrato dieléctrico y a una determinada frecuencia de operación, el siguiente paso es determinar el tipo y punto de alimentación, así como obtener un buen acoplamiento de impedancias entre la impedancia del generador o fuente y la impedancia de entrada del parche. Actualmente existen varios tipos de alimentación (por ejemplo; con línea microstrip, CPW o coaxial) y técnicas de acoplamiento (por ejemplo: con hendiduras, por proximidad o con un transformador $\lambda/4$) para elementos radiadores de microstrip, generalmente el acoplamiento es a 50Ω [53],[62].

2.4 Criterios para el diseño de antenas de apertura microstrip.

La antena de apertura vista como una discontinuidad de la línea microstrip, puede ser representada por un modelo de red equivalente como el de la figura 2.15. Éste consiste de un transformador ideal, una conductancia de radiación y una apertura con dos terminales en corto circuito, para el caso en que se utilicen líneas de corto circuito al de la tira conductora al borde de la apertura. Además, la apertura aparece como dos secciones conectadas en paralelo con impedancia característica Z_s y constante de fase β_s . La potencia radiada de la apertura es cuantificada por la conductancia de radiación G_r . La longitud efectiva de la apertura es $L_s + \Delta L_s - L_c$, donde L_s es la longitud física de la apertura, ΔL_s es la longitud equivalente asociada con la inductancia de las terminaciones de corto circuito (similar a la terminación en circuito abierto) y L_c es una longitud de compensación para cuantificar el efecto de proximidad de la línea microstrip a la apertura sin la utilización de una expresión complicada para el voltaje en la apertura [51].

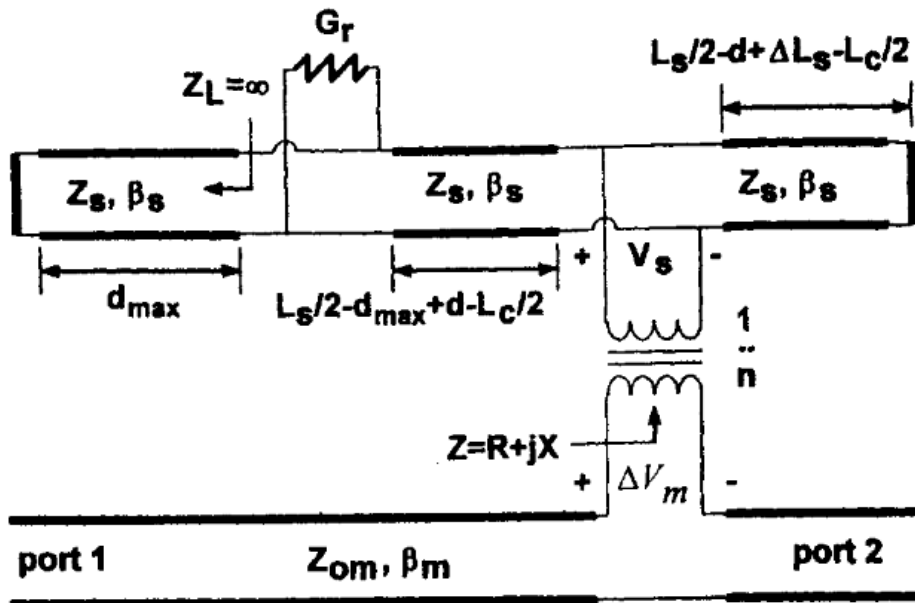


Figura 2.15 Modelo equivalente para una antena de apertura con alimentación microstrip [51].

Esta longitud efectiva describe la variación de la frecuencia de resonancia de la apertura con un ancho de línea de microstrip, parámetros de sustrato, constante de fase y razón de vueltas n del transformador. El transformador ideal representa el acoplamiento entre la apertura y la línea que la excita, y $n = \Delta V_m / V_s$, donde ΔV_m es el voltaje de discontinuidad de la línea microstrip y V_s es el voltaje a través de la apertura en el punto de alimentación. La conductancia de radiación es definida por la ecuación 2.28.

$$G_r = \frac{P_{rd} + P_{ra} + P_{sur}}{2V_{ref}^2} \quad 2.28$$

Y el voltaje de referencia en la apertura es definido como V_{ref} , y dado por (2.29) [51];

$$V_{ref} = \frac{V_s}{\sin[\beta_s(L_s/2+d)]} \quad 2.29$$

Donde P_{rd} y P_{ra} son potencias radiadas en forma de ondas espaciales de la apertura en el sustrato dieléctrico y al aire, respectivamente y P_{sur} es potencia transmitida por ondas superficiales y puede ser despreciable para sustratos dieléctricos delgados y de baja constante dieléctrica. $(L_s/2 + d)$ es la posición de la conductancia de radiación en la línea de apertura.

Una expresión empírica para determinar la longitud de compensación L_c es (7.21) de [51]. Sin embargo, una buena aproximación para determinar la longitud de resonancia de la apertura en el modo dominante puede ser determinada con (2.30) [48] sin el uso de (7.21) de [51].

$$L_r = \frac{\lambda_s}{2} - \Delta L_s \quad 2.30$$

Donde, λ_s es la longitud de onda en la línea de apertura, que puede ser determinada con la ecuación 2.31 extraída de [66];

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_o} = 1.194 - 0.24 \log \epsilon_r - \frac{0.621\epsilon_r^{0.835}(W/\lambda_o)^{0.48}}{(1.344+W/h)} - 0.0617 \left[1.91 - \frac{(\epsilon_r+2)}{\epsilon_r} \right] \log \frac{h}{\lambda_o} \quad 2.31$$

De forma adicional, durante el diseño de antenas de apertura, otras técnicas para disminuir la impedancia son obtenida al desplazar la apertura o bien al rotar la antena, de forma que la conductancia de radiación G_r no se ve modificada, pero sí L_c y n del modelo de la figura 2.15.

2.5 Estado del arte: antenas reportadas a 5.8 GHz.

Las antenas de microstrip han recibido una atención considerable desde 1970, aunque la idea de las antenas de microstrip fue planteada en 1953 [49] y patentada en 1995 [50].

En los últimos años, se han reportado antenas de parche microstrip con diferentes configuraciones de forma que permita mejorar, ya sean las características físicas (dimensiones) o el desempeño, según se desee.

En [67] se exponen los resultados de la simulación y fabricación de una antena de parche rectangular con 15 pequeñas cavidades. Estas cavidades resonantes en forma de “I”, hechas en el parche, provocan que la frecuencia de resonancia disminuya debido a la capacitancia en serie equivalente y con esto lograron miniaturizar una antena de parche rectangular convencional.

En [68] se tiene una segunda antena de parche rectangular, donde se obtuvo una reducción en tamaño y un mejoramiento de la ganancia del 85.8% y 16% respectivamente, las dimensiones del parche y del sustrato fueron calculadas con ecuaciones citadas en [61]. Esta antena es acoplada directamente

a una línea de alimentación de 50Ω , posteriormente realizaron la optimización de las dimensiones de esta antena simulada en HFSS.

En [69] se reportan los resultados del diseño y simulación de una antena de parche rectangular con doble frecuencia de resonancia. Para esta antena se utiliza un superconductor tanto para el plano de tierra como para el parche radiante, además son usadas las características de un material de fieltro como sustrato. Las dimensiones del diseño fueron calculadas a partir de las ecuaciones (14-1, 14-6 y 14-7) de [53]. Para obtener la característica de resonancia de doble banda (2.4 GHz y 5.8 GHz) se utilizan cuatro rendijas en un parche diseñado inicialmente para resonar a 2.45 GHz, el uso de las rendijas facilitan la resonancia de doble banda y también son usadas para compensar el desacoplamiento de impedancias (de la antena y la línea de alimentación). El tamaño de la antena reportada simulada es de $9 \times 9 \times 0.13 \text{ cm}^3$ con una ganancia, directividad y eficiencia de 6.052 dB, 8.738 dBi, 69.3% para la banda de 2.4 GHz y de 6.323 dB, 8.359 dBi y 75.6% para la banda de 5.8 GHz, respectivamente.

Una configuración especial de parches radiantes se presenta en [70], en el que se hace el uso de una estructura apilada ("*Stacked Structure*") compuesta por tres capas de metal y dos capas de sustrato dieléctrico FR4. El parche inferior está diseñado para trabajar a 2.4 GHz con polarización circular y el superior a 5.8 GHz con polarización lineal. Las dos capas de sustrato están separadas por una capa de metal (plano de tierra) y la alimentación es bajo la estructura CPW (*Coplanar Waveguide*). El radiador superior es un parche circular con 20 pines de corto circuito hacia el plano de tierra para lograr que el patrón de radiación sea como el de un monopolo. El número de pines y la distancia al centro determinan la frecuencia de operación. Por otro lado, el radiador inferior es un parche cuadrado con esquinas truncadas para lograr la polarización circular; también posee una sección de cobre (talón) usado para mejorar el acoplamiento de impedancia de la antena y una ranura anular (*gap*) alrededor de la sonda de alimentación que introduce una compensación capacitiva.

Las antenas de microstrip además de utilizarse como elementos individuales o en estructura apilada, como se ha mencionado en esta sección, también son populares porque se pueden diseñar arreglos matriciales o lineales. Existen diversas aplicaciones donde se requieren antenas con alta directividad y alta ganancia y un solo parche no siempre puede brindar estas características, debido a que la energía que radia se distribuye de manera semi uniforme en algunas direcciones (con el máximo de radiación en $\theta=0^\circ$), teniendo como consecuencia una antena no directiva y con poca ganancia. Es en este caso donde un arreglo de antenas aparece como una solución.

Los parches se pueden agrupar en forma adyacente para formar un arreglo, debido a que se obtiene una interacción entre los elementos por su proximidad, los campos de cada uno se combinan a lo largo de la dirección perpendicular a ellos y se cancelan las otras direcciones. A medida que se incrementa la cantidad de elementos radiadores o parches, el patrón de radiación va cancelándose progresivamente en algunas direcciones; esto se debe a que parte de la energía radiada por los lóbulos

laterales se transfiere al lóbulo principal y de esta manera se cumple la ley de la conservación de la energía. En consecuencia, la antena se vuelve más directiva hacia una dirección en particular, incrementando su ganancia. Un arreglo debe estar compuesto por 2^n ($n=0,1,2,3\dots$) elementos para mantener la simetría del patrón de radiación y cada elemento se debe interconectar mutuamente, teniendo un punto en común, que es el puerto de entrada de la antena [71].

En [72] se presenta un arreglo de 2x2 parches rectangulares con una frecuencia de resonancia de 5.8 GHz, el parche radiante ocupan 2.7 cm x 3.6 cm, utiliza hendiduras para acoplar la impedancia de cada parche con la línea de alimentación y el tipo de alimentación es coaxial, la ganancia y las pérdidas por retorno obtenidas con base en simulaciones fueron de 6.2 dB y -14dB y con base en mediciones se obtuvieron 4.2 dB y -18.8 dB respectivamente, las diferencias entre los valores simulados y medidos se atribuyen a la imprecisión de la máquina perforadora para construir la antena.

Esta sección puede ser resumida con la tabla 2.10, donde se destacan las características principales de las antenas en tecnología microstrip que trabajan en la banda ISM de 5.8 GHz reportadas por los autores de [67]-[70] y [72].

Así como las antenas de parche microstrip son un tema de investigación activo, también las antenas de apertura microstrip, en la tabla 2.11 son citados algunos artículos reportados sobre antenas de apertura en tecnología microstrip.

[75] es un claro ejemplo de las grandes ventajas de emplear antenas de apertura en unión a antenas de parche, ya que con la configuración presentada se obtienen 3 frecuencias de trabajo en una misma estructura con anchos de banda superiores a 200 MHz y ganancias superiores a 5.5 dBi.

Por esto, se ha propuesto utilizar ambos tipos de antenas (parches y aperturas) en un arreglo de 2x1 parches y 2x1 aperturas.

Tabla 2.9 Características de antenas de parche microstrip reportadas a 5.8 GHz.

Parámetro	[67]	[68]	[69]	[70]	[72]
Sustrato dieléctrico	RO4003 $\epsilon_r = 3.36$ h= 0.508mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h=1.5mm	Fieltro $\epsilon_r = 1.38$ h=1.3mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h ₁ =1.2mm h ₂ =4.6mm	RO3010 $\epsilon_r = 10.2$ h=1.28mm
Largo x Ancho	3.3cm x 2.6cm	10.5cm x 16.55cm	9cm x 9 cm	3.13cm x 3.13cm	2.7 cm x 3.6 cm (solo parches)
S ₁₁ a 5.8 GHz	-24 dB simulación -18.9 dB medición	-31.42 dB simulación	-31.4228 dB simulación	--	-14 dB simulación -18.8 dB medición
Ganancia a 5.8 GHz	6.4 dB medición y simulación	6.5129 dB simulación	6.323 dB simulación	1.67 dBi simulación	6.2 dB simulación 4.2 dB medición
Ancho de Banda	78.3 MHz simulación 75.4 MHz medición	380 MHz simulación	116 MHz simulación	389.76 MHz simulación	--
Directividad	--	--	8.359 dB	--	--
Eficiencia	--	--	0.756	--	--
SWR a 5.8 GHz	1.1346 simulación 1.2560 medición	1.05518 simulación	1.033 simulación	--	1.4985 simulación 1.2594 medición

Tabla 2.10 Características de antenas de apertura microstrip reportadas a 5.8 GHz

Parámetro	[73]	[74]	[75]	[76]	[77]
Sustrato dieléctrico	-- $\epsilon_r = 2.2$ h= 3.175 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h=1.6 mm	-- $\epsilon_r = 3.2$ h=3.064 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h=1.6 mm	Duroid 5880 $\epsilon_r = 2.2$ h=1.57 mm
Largo x Ancho	--	6.4 cm x 4.8 cm	2.16 cm x 2.16 cm	3.5 cm x 3.5 cm	4 cm x 4 cm
S ₁₁ a 5.8 GHz	> 10 dB	> 30 dB	-22 dB simulación	-30 dB simulación	>20 dB
Ganancia a 5.8 GHz	--	4.63 dBi	6.607 dBi simulación	5~5.5 dBi simulación	4.16 dBi
Ancho de Banda	1.1 GHz	3.3 GHz	260 MHz simulación	700 MHz simulación	140 MHz
Directividad	--	--	--	--	--
Eficiencia	--	--	1.0 simulación	0.729-0.88 simulación	0.7
SWR a 5.8 GHz	--	--	--	< 2.0	--

3 Desarrollo experimental

El diseño del arreglo de antenas de parche-aperturas propuesto, inicialmente se realizó utilizando el modelo de línea de transmisión presentado en la sección 2.3.1, sin embargo, este modelo está limitado para sustratos con espesor $h \leq \frac{\lambda_o}{100}$, ya que se supone que el campo eléctrico es constante en dirección Z (en la altura del sustrato dieléctrico; h). Por lo que este modelo empírico nos permite diseñar antenas, en sustratos con espesor máximo de 0.51 mm, al considerar como frecuencia de trabajo 5.8 GHz.

Considerando esta limitante, el primer paso, fue diseñar en Duroid 5880 con espesor de 0.508 mm (espesor empleado en [67]). Y posterior a esto, se realizó el diseño y modelado de antenas en un simulador de onda completa (HFSS) con sustratos dieléctricos de mayor espesor.

Los mejores resultados se obtuvieron de los arreglos de antenas diseñados en sustratos dieléctricos con espesor de 0.787 mm y 1.575 mm. Así el desarrollo experimental de las antenas de apertura (DGS), fue realizado solo para estos dos espesores de dieléctrico.

Este tercer capítulo correspondiente al diseño del prototipo, está comprendido de dos etapas:

A) Diseño de arreglo 2x1 microstrip para el mejor rendimiento a 5.8 GHz.

En esta etapa se realiza:

- 1) El diseño de antena de parche rectangular convencional.
- 2) Obtención de parche rectangular miniaturizado utilizando anillos “I”.
- 3) Diseño y simulación de red de alimentación para obtener el mejor acoplamiento de impedancias.
- 4) Diseño en sustrato DiClad 880 con $\epsilon_r = 2.2$ con diferentes espesores de dieléctrico y metal, ya que un sustrato dieléctrico más grueso, hará que las ondas dominantes en la estructura de microstrip, sean las ondas radiadas, por tanto, mayor será la potencia radiada promedio [48] y el ancho de banda (menor factor de calidad Q) [78]. Así mismo, un espesor de metal-cobre menor, también decrementará el factor de calidad Q [79].

B) Diseño de antenas de apertura.

En esta segunda parte, se diseña experimentalmente las antenas de apertura, mediante simulación electromagnética ya que su diseño no puede ser realizable de forma directa al emplear las ecuaciones presentadas en la sección de diseño de antenas de apertura.

Esta sección está categorizada como sigue:

- 1) Determinación de las dimensiones de las aperturas en plano de tierra para obtener un amplio ancho de banda y ganancia mejorada.
- 2) Determinación de la posición de las aperturas.

Tratando de conservar la forma del patrón de radiación característico de antenas de parche.

3.1 Diseño de arreglo de 2x1 parches para el mejor rendimiento a 5.8 GHz.

Para el diseño del arreglo, como se mencionó con anterioridad, es necesario definir las dimensiones de los parches, diseñar el tipo de red de alimentación y determinar las posibles variables que permitan obtener el mejor rendimiento de la antena.

Un paso previo al diseño de la antena de parche rectangular, es la elección del sustrato dieléctrico y las especificaciones que debe cumplir el dieléctrico son las siguientes: debe tener una permitividad relativa ϵ_r baja, un espesor $h \ll \lambda_0$, tener una $\tan\delta$ muy pequeña, es decir debe ser un dieléctrico de bajas pérdidas, y las capas de metal deben ser de bajo perfil, es decir con una rugosidad lo más pequeña posible, para así minimizar las pérdidas por conductor.

Otra característica importante, que debe ser considerada a la hora de elegir un sustrato dieléctrico, es, que éste debe ser isótropo o bien con un grado de anisotropía muy bajo, para eliminar las discrepancias entre lo diseñado y lo resultante de la fabricación, ya que las ecuaciones reportadas para el diseño no contemplan una permitividad para cada dirección (X,Y,Z); sólo es considerada la permitividad relativa en dirección Z, es decir, a lo largo del espesor del dieléctrico (h).

El sustrato elegido, para el desarrollo del diseño inicialmente fue Duroid 5880, con permitividad relativa de 2.2, $\tan\delta=0.0009$ y espesor $h=0.508\text{mm}$, 0.787mm y 1.575mm . Debido a que no fue posible adquirirlo por falta de existencia, se cambió a un sustrato dieléctrico que además de ser de menor precio, tiene características eléctricas parecidas al Duroid 5880. La diferencia entre estos dos sustratos dieléctricos es que el Duroid 5880 cuenta con una constante dieléctrica uniforme (isótropo con $AR=1$) y DiClad 880 no posee una constante dieléctrica constante en todas las direcciones, es decir posee una razón de anisotropía ($AR \neq 1$) de 1.07-1.17, esto es debido a que DiClad 880 es fibra de vidrio tejida y Duroid 5880 es fibra de vidrio no tejida. Además, DiClad 880 ofrece una mayor estabilidad dimensional, que es preferible para el diseño.

El proceso de revestimiento de cobre se eligió con base en la rugosidad que está definida para cada espesor de cobre; el tipo de sustrato dieléctrico y la disponibilidad del fabricante. El Duroid 5880 fue seleccionado con revestimiento de 1 onza de cobre arrollado (*Rolled*) con rugosidad de $0.4\mu\text{m}$ (lado del sustrato) y $0.3\mu\text{m}$ (lado libre) y el DiClad 880 con $\frac{1}{2}$ onza de cobre electrodepositado y rugosidad de $1.5\mu\text{m}$ (lado del sustrato) y $0.4\mu\text{m}$ (lado libre), estos valores fueron considerados en la simulación de la estructura. A continuación, se detalla el proceso de diseño.

3.1.1 Diseño de parche microstrip rectangular convencional.

Inicialmente, el sustrato dieléctrico fue considerado como un sustrato con permitividad relativa uniforme, como en el Duroid 5880 y espesor $h=0.508\text{mm}$. Y empleando las especificaciones que define el fabricante en la hoja de datos (ϵ_r , $\tan\delta$), se determinaron las dimensiones de un parche rectangular con las ecuaciones (2.23) – (2.26) del capítulo 2, del modelo de línea de transmisión.

Al simular en HFSS se obtienen pérdidas por retorno en el puerto de alimentación de -27 dB a 5.8 GHz (SWR=1.09), ancho de banda 102.8 MHz ($|S_{11}| \leq -10$ dB) y ganancia máxima de 6.3 dB en $\theta=0^\circ$. En primera instancia se obtuvo un mejor ancho de banda y mejores pérdidas por retorno al realizar el cambio de sustrato dieléctrico que en [67], pero varios detalles no son especificados en el diseño y no es posible comparar directamente este diseño debido a que no conocemos las condiciones de simulación y tampoco todas las características del sustrato empleado en [67]. El diseño y las dimensiones de la antena de parche se muestran en la figura 3.1.

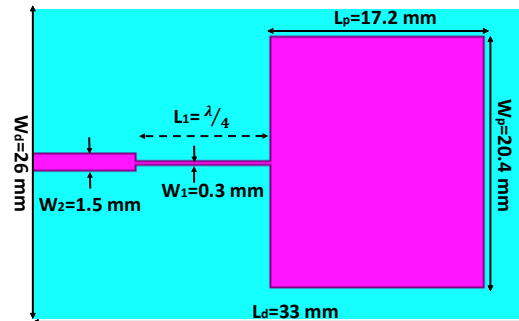


Figura 3.1 Antena de parche rectangular convencional microstrip diseñada a 5.8 GHz y sus dimensiones físicas con puerto de excitación a 50 Ω en dieléctrico con espesor $h=0.508$ mm.

Una vez encontradas las dimensiones del parche, se continua con el análisis del uso de 15 anillos resonadores “I” con dimensiones especificadas en [67] para reducir las dimensiones del parche.

3.1.2 Obtención de parche miniaturizado microstrip.

En [67] se propone el uso de 15 anillos resonadores en forma de “I” con dimensiones específicas. Para este propósito, fueron simuladas estas cavidades resonantes en HFSS (figura.3.2) y mediante el modo de solución *EigenMode*, se obtuvo que estas estructuras presentan su primer modo (modo fundamental) a 263 GHz, el segundo a 301 GHz y más modos a frecuencias superiores, por tanto, es posible decir que estas estructuras no resuenan a 5.8 GHz, pero sí modifican la distribución de corriente en el parche, como puede observarse en la figura 3.3.

Fue empleado el modo de solución *EigenMode* debido a que éste determina los modos, las frecuencias de resonancia y los campos (\mathbf{E} , \mathbf{B}) (a las frecuencias de resonancia) de las estructuras “I” sin utilizar puertos de excitación. Calcula con base a la geometría y las condiciones de frontera.

Una vez evaluado el comportamiento de estas estructuras “I” de forma aislada, para determinar la posición, distribución y separación óptima de las “I” fue necesario realizar una gran cantidad de simulaciones. La figura 3.4 muestra las pérdidas por retorno en el puerto de excitación para algunas de las diferentes distribuciones simuladas, que también son mostradas en la misma figura. La figura 3.5 corresponde a 15 anillos “I”, el cambio en la frecuencia de resonancia de la antena al variar la

separación de las “I” a lo largo (S_L) y ancho del parche (S_w) por tanto también varía la distribución. En la figura 3.6 se presenta el impacto de la posición de las “I” con respecto al centro del parche en la frecuencia de resonancia de la antenna.

Con este conjunto de simulaciones se obtuvo que la frecuencia de resonancia de la antenna además de estar definida por las dimensiones físicas del parche, también puede ser controlada al variar la separación, distribución y posición de los anillos “I”, teniendo un mayor impacto la variación a lo largo del parche (S_L), como era de esperarse, mientras que una variación de la distancia S_w tiene un efecto menor. Otro dato interesante obtenido de simulación es que una reducción mayor de las dimensiones físicas de la antenna puede ser obtenida al tener más estructuras “I” a lo ancho y que la separación de las “I” a lo largo del parche sea mínima ya que la corriente tendrá más rutas para recorrer el parche de un extremo a otro y el área donde pasará esta corriente será menor. Dicho de otra manera, esta alteración de la distribución de la corriente provocará rutas de corriente más largas, ya que la corriente tendrá que rodear las “I” para llegar al otro extremo.

El efecto del cambio en la distribución y cantidad de cavidades en el parche se muestra en las curvas correspondientes a las pérdidas por retorno en el puerto de entrada (figura 3.4), se obtiene una mayor reducción de las dimensiones de la antenna al colocar mayor cantidad de “I”, pero estas aperturas deben estar distribuidas de forma periódica y con respecto al centro del parche (por ejemplo, cuando son distribuidas 15 “I” y 35 “I” se obtienen las menores frecuencias de resonancia).

Sin embargo, una mayor cantidad de aperturas (>15 “I”) no siempre se traducirá en una mayor reducción de la frecuencia de resonancia (reducción del tamaño). Como se puede observar en las pérdidas por retorno de la figura 3.4, al realizar 15, 18 y 20 aperturas “I”, se obtiene una mayor reducción de la frecuencia de máximo acoplamiento con 15 aperturas “I” que con 18 y 20 “I” y esto es debido a la distribución. Así, podemos argumentar que la distribución de las aperturas juega un papel importante debido que la mayor alteración de la distribución de superficial de corriente, provoca una mayor reducción de la frecuencia de trabajo de la antenna.

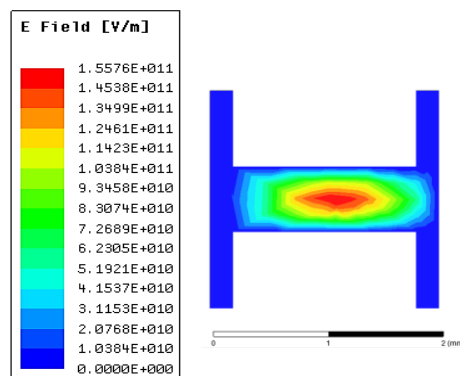


Figura 3.2 Modo fundamental de la cavidad “I” simulada en HFSS con las dimensiones propuestas en [67] a 263 GHz.

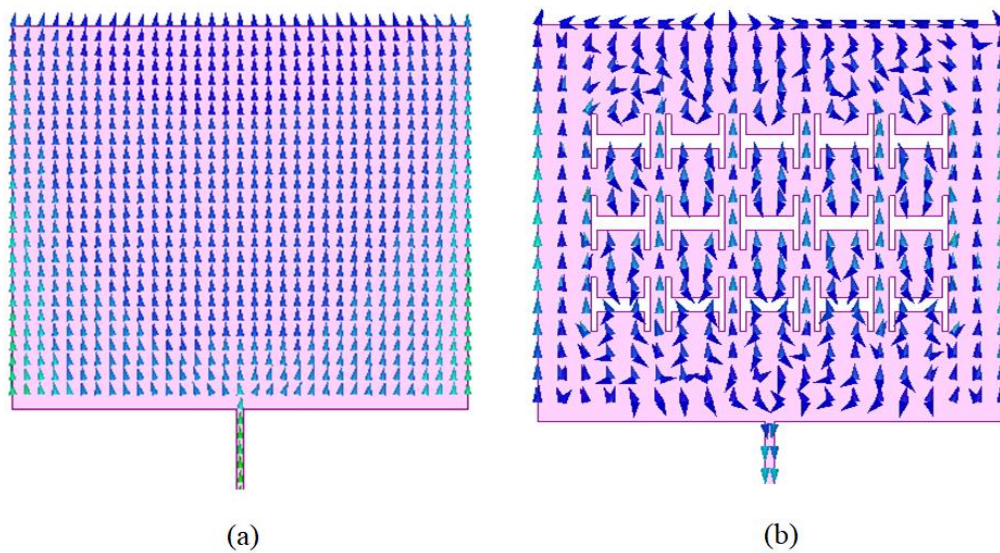


Figura 3.3 Distribución de corriente superficial en antenas de parche. A) Sin cavidades “I”. b) Con 15 cavidades “I” centradas.

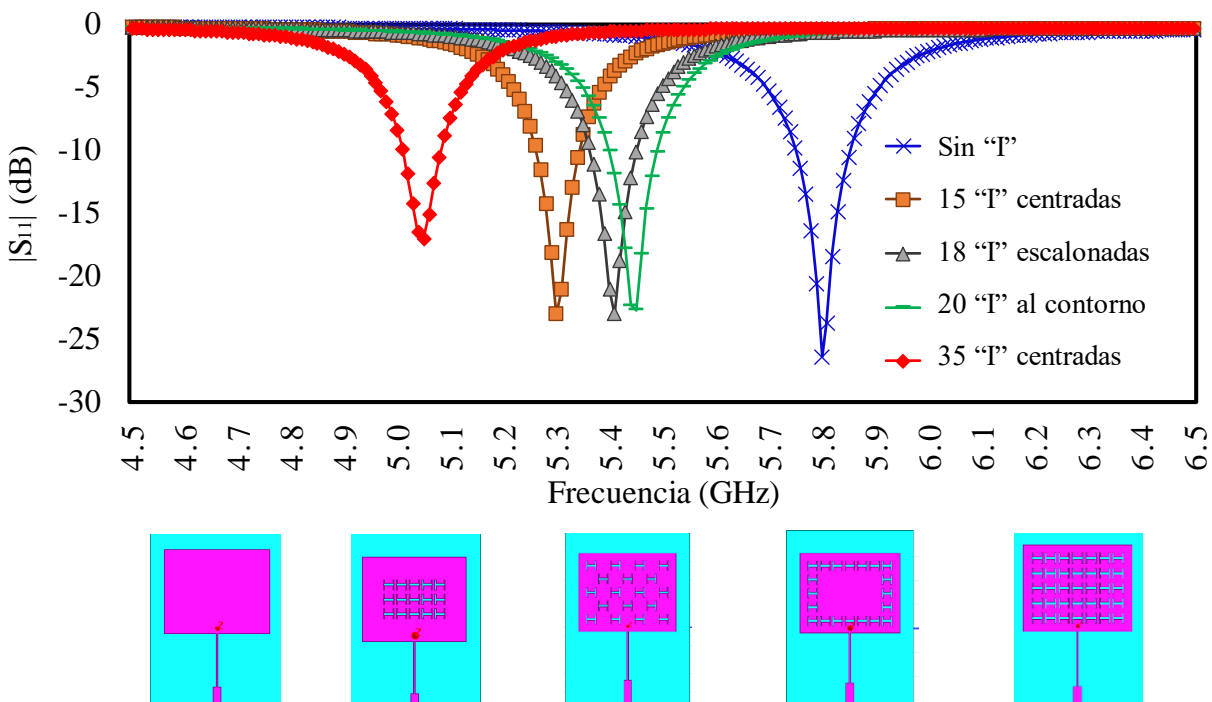


Figura 3.4 Pérdidas por retorno de antena de parche con la variación de la distribución de cavidades “I”, de simulación en HFSS.

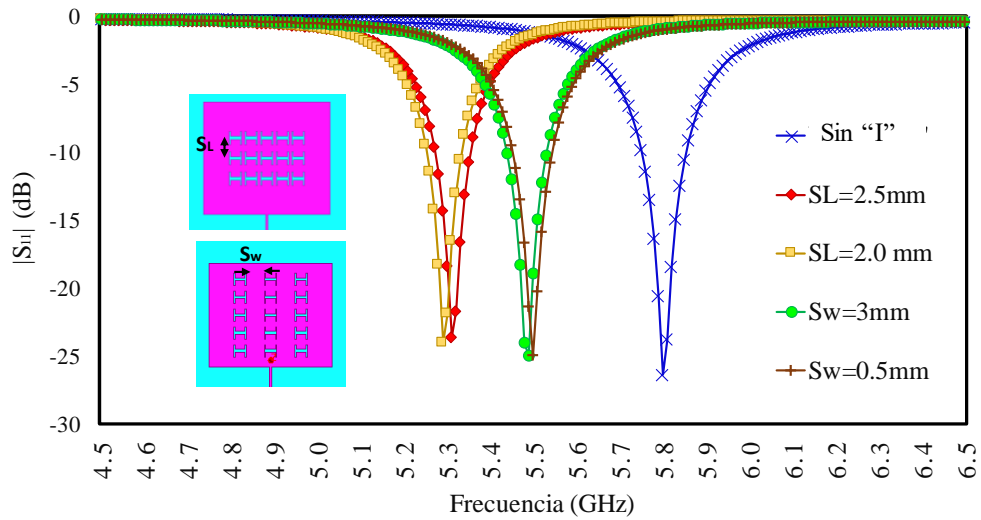


Figura 3.5 Pérdidas por retorno en puerto de entrada de simulación en HFSS con la variación de la distribución y separación de 15 “I” en antena de parche.

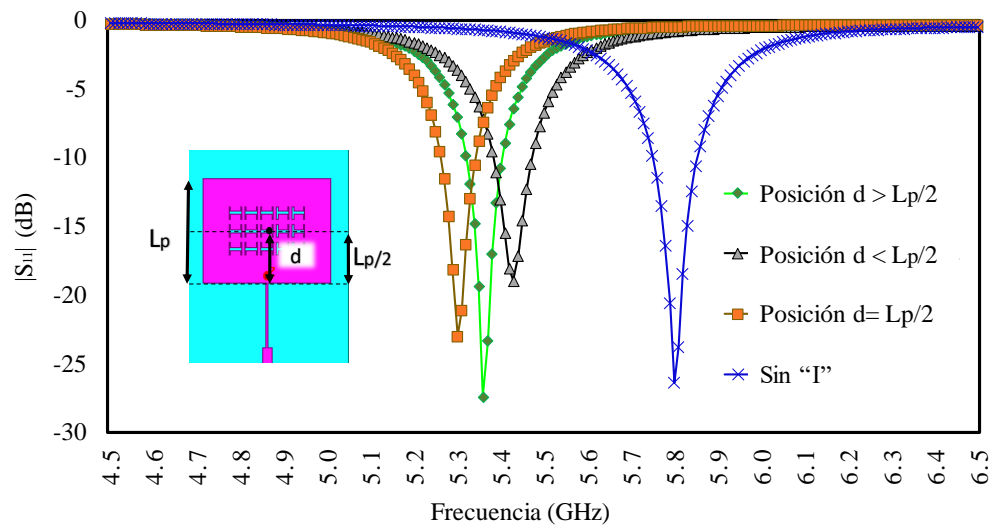


Figura 3.6 Pérdidas por retorno de simulación en HFSS para evaluar el impacto en la frecuencia de resonancia de la antena con la variación de la posición de 15 “I” a lo largo del parche.

Al simular y optimizar las dimensiones del parche rectangular con las 15 estructuras “I” al centro, se obtiene; $|S_{11}| = -28.4374$ dB, ganancia de 5.88 dBi y un ancho de banda de 101.9 MHz ($|S_{11}| \geq -10$ dB), además, una reducción de las dimensiones del parche del 32.75% con respecto al parche sin estructuras “I”.

En comparación con los resultados reportados en [67] se obtuvo una menor ganancia y menor reducción de las dimensiones, pero un mayor ancho de banda y pérdidas por retorno menores a 5.8 GHz. A continuación, se realiza un arreglo de 2 x 1 parches con el diseño obtenido para aumentar

la ganancia con el cambio a sustratos dieléctricos de mayor espesor, que el utilizado en [60] con $h=0.508$ mm, debido a que un sustrato de mayor espesor provoca que en la estructura microstrip sean predominantes las ondas radiadas y menor sea la energía que se confina en el sustrato dieléctrico. Previo a esto, es importante definir el tipo de red de alimentación y realizar el acoplamiento de impedancias de la red de alimentación.

3.1.3 Red de alimentación para arreglo

Un arreglo de parches comprende un número de elementos radiantes que son combinados en una red de alimentación que consiste de divisores de potencia y líneas de transmisión de conexión.

En el diseño de la red de alimentación del arreglo se emplea una red de alimentación tipo “paralela”, debido a que es un tipo de alimentación en la que la potencia se divide en dos partes idealmente iguales, en contraste con la alimentación en serie, en la que la potencia que llega al segundo parche es lo que logre transmitirse después de la potencia que consume y disipa el primer parche.

Por otro lado, al momento de diseñar la red de alimentación de un arreglo, debe ser evitada la discontinuidad que se provoca al cambiar de anchos, al tener dobleces de 90° en las líneas de transmisión, ranuras, terminaciones abiertas o las uniones T, la razón por la que se previene la discontinuidad es porque la distribución de los campos eléctrico y magnético son modificados cerca de la discontinuidad. Así el cambio en la distribución del campo eléctrico provoca un aumento en la capacitancia y el cambio en la distribución del campo magnético puede ser expresado en términos de una inductancia equivalente.

El estudio de la discontinuidad, incluye una evaluación de la capacitancia e inductancia de discontinuidad y puede basarse en consideraciones cuasi-estáticas o bien, de forma más rigurosa con un análisis de onda completa [66].

Se realizó la simulación en el simulador de onda completa, de las líneas de transmisión con y sin la mitigación de discontinuidad, para evaluar el efecto que tienen estas discontinuidades en el desempeño del arreglo 2×1 de la figura 3.7.

Previo a la simulación en el simulador de onda completa (HFSS), utilizando el método de momentos (*MoM*) por medio del software de Keysight, ADS (*Advanced Design System*), fueron determinadas las dimensiones de las líneas, al considerar; la conductividad finita del cobre; el espesor del metal; rugosidad; $\tan\delta$ del sustrato dieléctrico y su espesor.

La configuración de las líneas que conforman la red de alimentación y sus impedancias se muestra en la figura 3.7. Este tipo de arreglo de impedancias fue seleccionado debido a que el parche inicialmente se adaptó a un transformador de $\lambda/4$ en [67] al utilizar los anillos “I” y además de esto se implementó en simulación la técnica de acoplamiento por hendiduras, para acoplar la impedancia

de entrada de los parches a las líneas de alimentación. Sin embargo, el rendimiento de la antena se degrada significativamente debido a que menor superficie metálica se traduce en una menor ganancia y además realizar hendiduras cambia la distribución de corriente aún más por lo que el desacoplamiento hacia la línea de alimentación es difícil de lograr. A pesar de que se realizaron varias pruebas para mejorar el diseño, no se obtuvieron buenos resultados.

También se diseñaron y simularon tres arreglos más de parches (figura 3.8 a-c). Para los tres diseños el patrón de radiación presenta dos lóbulos y ganancias de 4.03 dB en $\theta=40^\circ$ (a), 1.29 dB en $\theta=40^\circ$ (b) y 9.16 dB en $\theta=30^\circ$ (c). Los patrones de radiación correspondientes a los diseños de las figuras 3.7 y 3.8, son mostrados en la figura 3.9.

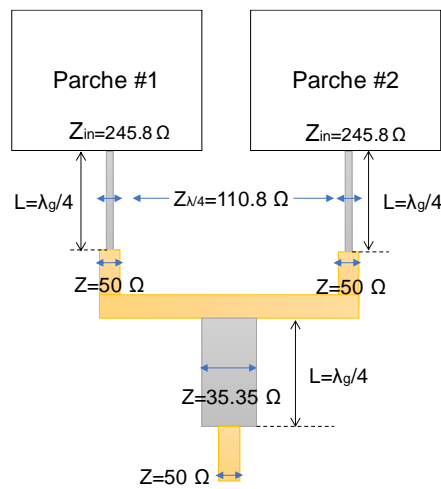


Figura 3.7 Configuración de la red de alimentación e impedancias requeridas en líneas de transmisión para obtener el mejor acoplamiento.

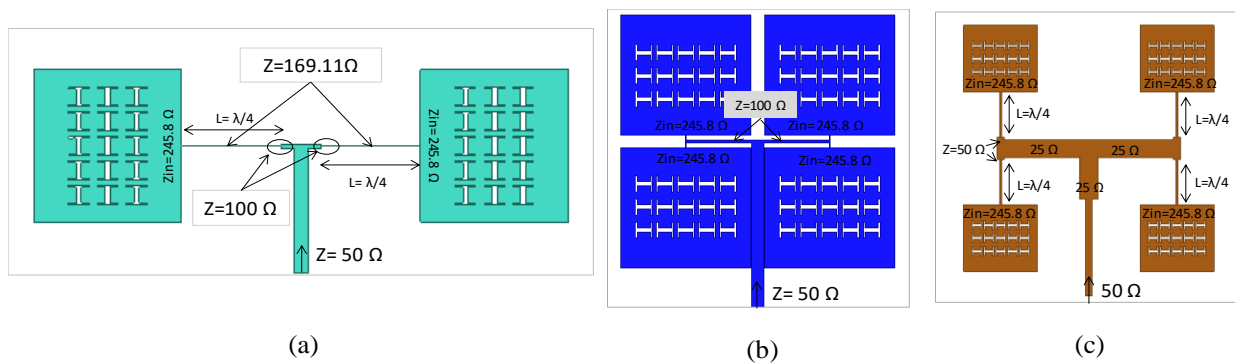


Figura 3.8 Diseño de arreglos de antenas de parche simulados en HFSS. (a) Arreglo 1x2 con transformadores $\lambda/4$, (b) Arreglo 2x2 con la mínima distancia entre parches y (c) Arreglo 2x2 con transformadores $\lambda/4$.

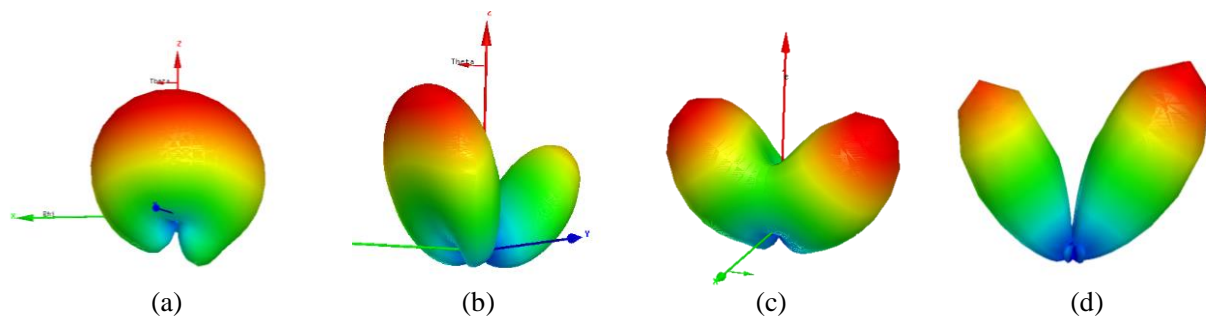


Figura 3.9 Patrones de radiación (color rojo indica máxima radiación y color azul indica mínima radiación) de arreglos presentados en las figuras 3.7 y 3.8; (a) Arreglo de la figura 3.7, (b) Arreglo de la figura 3.8a, (c) Arreglo de la figura 3.8b y (d) Arreglo de la figura 3.8c.

Considerando los patrones de radiación y las bajas ganancias de los arreglos 3.9 (b-d), fue elegido realizar el arreglo de 2x1 parches de la figura 3.7, debido a que las demás configuraciones de parches de las figuras 3.8 (a)-(c) generan patrones de radiación con nulos lo que provocaría que la energía que en esos puntos no se pueda ni captar ni transmitir información.

Para evaluar el impacto de las discontinuidades (los cambios de anchos de líneas, la unión T y el doblez de 90°) presentes en la red de alimentación propuesta en la figura 3.7, se realizaron una serie de simulaciones (figura 3.10). Cada sección de línea de transmisión de la red de alimentación fue simulada de forma independiente (líneas con doblez de 90° , unión T, etc.). Además, se implementaron en simulación las técnicas de mitigación de discontinuidad reportados en [66], que consisten en hacer pequeños cortes tal y como se observan en la fig. 3.10 (b) y (e).

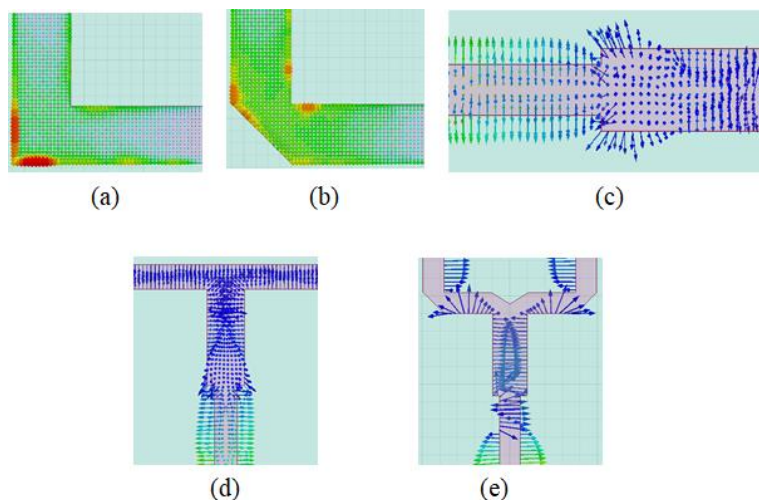


Figura 3.10 Campo eléctrico en secciones de líneas de transmisión, que conforman la red de alimentación; a) línea de $50\ \Omega$ con doblez de 90° , b) línea de $50\ \Omega$ con doblez de 90° y mitigación de discontinuidad. c) línea de $50\ \Omega$ con transformador $\lambda/4$, d) Unión T, e) Unión T y líneas de $50\ \Omega$ con mitigación de discontinuidad.

Con estas simulaciones realizadas en HFSS, fue posible extraer la impedancia característica de cada sección de línea de transmisión y ser comparadas para evaluar cada discontinuidad presente en la red de alimentación. Por ejemplo, para el caso de una línea de 50 Ω se realizaron tres simulaciones; (1) simulación de una línea de 50 Ω sin doblez; (2) línea diseñada a 50 Ω con doblez de 90° y (3) con mitigación.

Para la simulación de la unión T; se realizaron las simulaciones siguientes: (1) Transformador $\lambda/4$; (2) Línea de 50 Ω con el transformador $\lambda/4$; (3) la T completa; (4) Corte V en la unión T.

Las figuras 3.11 y 3.12, muestran la magnitud de la impedancia de cada simulación realizada.

Al comparar las impedancias obtenidas en cada simulación de la red de alimentación con las técnicas de mitigación de discontinuidad, se obtiene que el cambio en impedancias (con y sin mitigación de discontinuidades) es menor del 1%.

Sin embargo, al simular el arreglo 2x1 con la red de alimentación con y sin mitigación de estas discontinuidades (fig.3.13 a y b), se obtienen los resultados enlistados en la tabla 3.1.

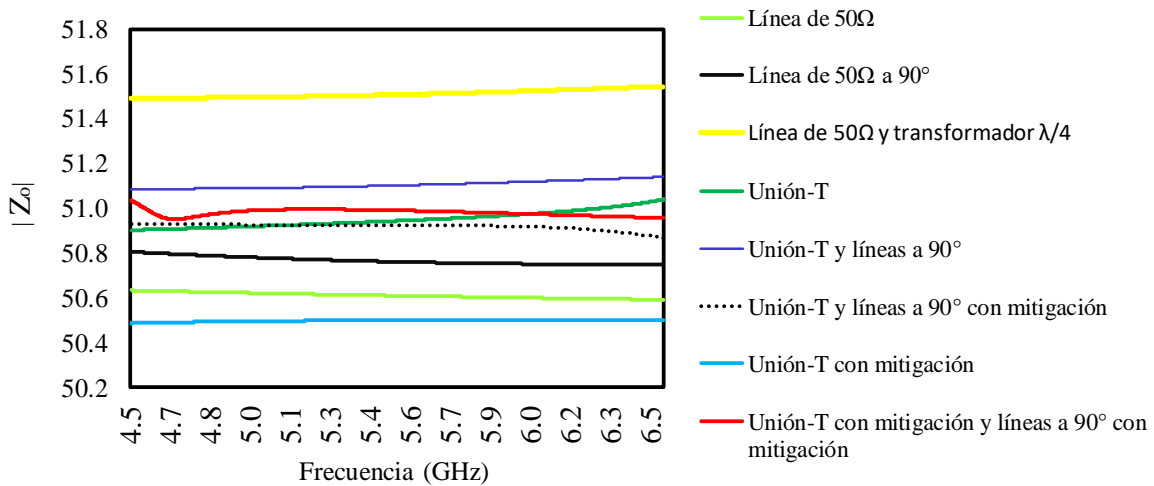


Figura 3.11 Perfil de impedancia de líneas de transmisión que conforman la red de alimentación del arreglo propuesto y su variación con respecto a las discontinuidades y la mitigación de las mismas.

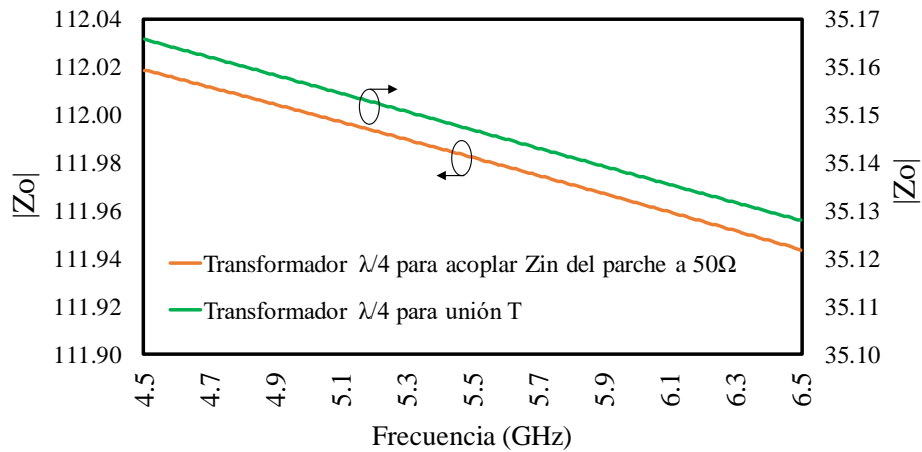


Figura 3.12 Perfil de impedancia de líneas acoploras (Transformadores $\lambda/4$) de la red de alimentación.

Tabla 3.1 Impacto de mitigación de discontinuidades en figuras de mérito del arreglo.

Figura de mérito	% Incremento
$ S_{11} / SWR$	42.99%
Ancho de banda (BW)	2.94%
Ganancia	0.14%
Directividad	0.75%
Eficiencia de radiación	5.68%

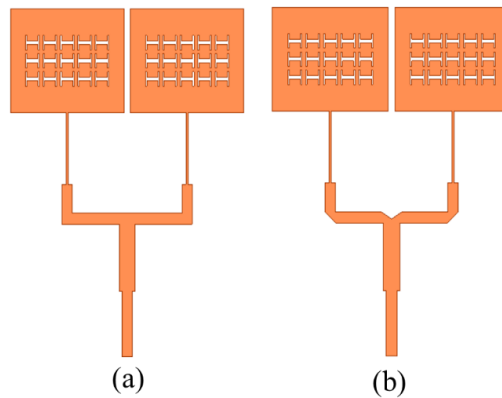


Figura 3.13 Arreglos de 2x1 parches simulados en HFSS para evaluar el desempeño de red de alimentación; (a) Sin mitigación de discontinuidad y (b) Con mitigación de discontinuidad.

Es posible, utilizar la red de alimentación sin las técnicas de mitigación de discontinuidad debido a que la mejora de la ganancia, ancho de banda y eficiencia de radiación es pequeña.

Además, de que con el proceso de fabricación (de circuito impreso), es difícil obtener con precisión los cortes que se realiza a las líneas de transmisión. Fue analizado mediante simulación que un

cambio del 0.17% en las dimensiones del corte (en forma de V) de la unión T provoca un aumento en las pérdidas por retorno del 0.15% y una disminución del 1.5% en la ganancia. Adicionalmente todas las líneas de alimentación no resultan ser de las mismas dimensiones de las de simulación y tampoco la sección transversal de las líneas tienen la forma perfectamente rectangular, los cortes agregarían más variables de error.

Por lo tanto, se define como red de alimentación para el arreglo de parches la presentada en la figura 3.7 y las dimensiones se especifican al final de la sección de diseño.

3.1.4 Arreglos 2x1 parches.

Una vez definido el tipo de red de alimentación y los valores de impedancias que deben tener las secciones de líneas que conforman toda la red, lo que sigue es definir la distancia óptima y mínima a la que los parches deben estar, debido a que esto nos permite definir la forma del patrón de radiación del arreglo.

Como puede observarse, el patrón de radiación de la figura 3.9 (b) obtenido de un arreglo de dos parches, con separación (d) entre parches (de centro a centro) mayor que λ_g (longitud de onda guiada), el patrón presenta dos lóbulos inclinados ($\alpha \approx \pm 45^\circ$), con un nulo en $\theta=0^\circ$. Donde cada lóbulo corresponde a cada uno de los parches.

La figura 3.14 muestra dos pruebas realizadas en simulación, para determinar la separación d , del arreglo de parches, con frecuencia de trabajo de 5.8 GHz.

Se obtuvo que la distancia (d) óptima y mínima es $\lambda_g/2$ (determinada por; $\lambda_g = c/f\sqrt{\epsilon_{eff}}$). A esta distancia el patrón de radiación tiene su máximo en $\theta=0^\circ$ y no existe contacto físico entre parches. Cabe destacar que d no puede ser menor que $\lambda_g/2$, ya que estos parches entrarían en contacto. Puede observarse que cuando d es mayor a $\lambda_g/2$ ($d=3\lambda_g/4$), el patrón de radiación empieza a presentar su máximo de radiación en $\theta \neq 0^\circ$, o bien, empieza a deformarse.

Siguiendo las mismas consideraciones, se diseñaron tres arreglos, en sustrato dieléctrico DiClad 880 para tres diferentes espesores ($h=0.508\text{mm}$, 0.787mm y 1.575mm), ya que como se sabe un sustrato dieléctrico de mayor espesor y menor constante dieléctrica, disminuye la capacitancia de la estructura (menor energía se confina en el sustrato) y mayor energía es radiada, esto da como resultado un incremento de la ganancia. También aumentan las ondas superficiales, provocando que se reduzca el factor de calidad Q (aumenta de ancho de banda). Por otro lado, al disminuir el espesor de metal ($17.5 \mu\text{m}$) aumenta la resistencia del conductor y por consiguiente también se reduce el factor de calidad. La figura 3.15 muestra los resultados de simulación de los tres diseños; se obtuvo un ancho de banda de 70 MHz, 100 MHz y 150 MHz y ganancias de 6.51 dBi, 7.07 dBi y 7.13 dBi, para diseños en sustratos dieléctricos con espesor de 0.508 mm, 0.787 mm y 1.575 mm, suponiendo una permitividad relativa constante de 2.2 (sustrato dieléctrico isótropo).

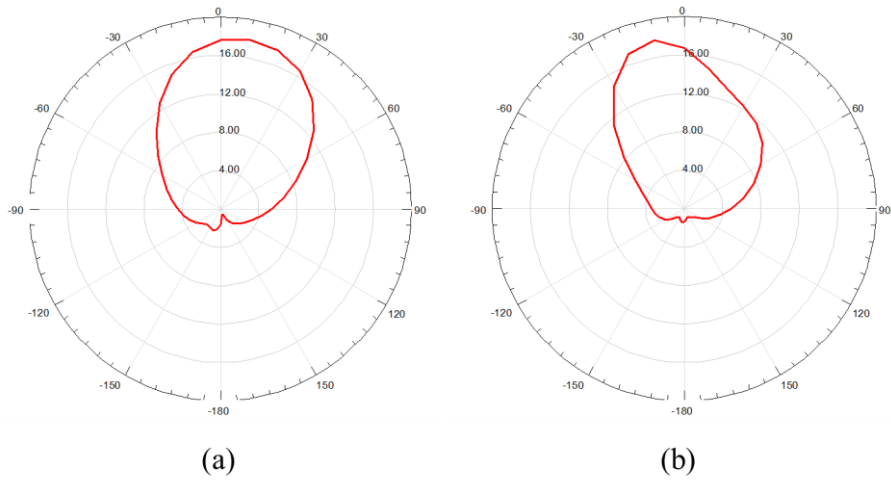


Figura 3.14 Patrón de radiación de arreglo de antenas de 2x1 parches, en DiClad 880; a) Separación entre parches $d=\lambda_g/2$ y b) Separación entre parches $d=3\lambda_g/2$.

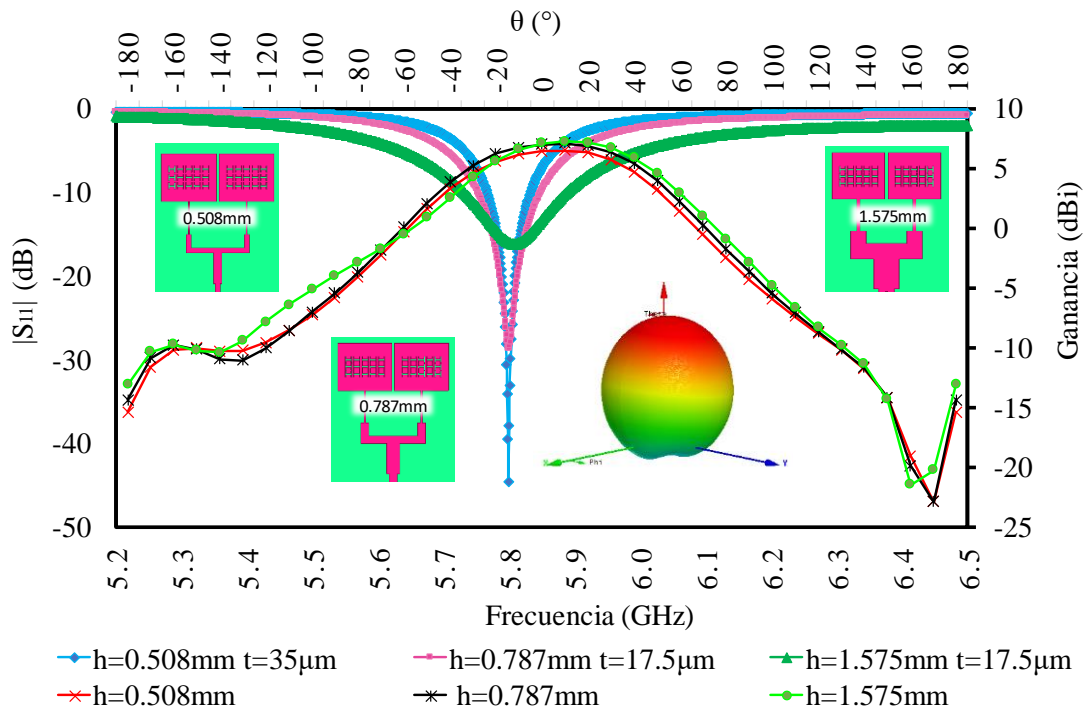


Figura 3.15 Pérdidas por retorno $|S_{11}|$ y ganancia obtenida de simulación en HFSS, de tres diseños de arreglos de 2x1 parches, en DiClad 880 de tres espesores de dielectrico (h).

Se obtienen las máximas ganancias y mayores anchos de banda en los arreglos diseñados en sustratos con espesores de 0.787 mm y 1.575mm, por lo que estos dos sustratos son empleados para que, complementados con el diseño de antenas de apertura, el ancho de banda y la ganancia sean mejorados.

3.2 Diseño de antenas de apertura.

Se diseñó un arreglo 2x1 de antenas de apertura, al realizar dos perforaciones rectangulares en el plano de tierra. La excitación de las antenas de apertura se obtiene al aprovechar la energía que pasa por las líneas de transmisión de la red de alimentación (específicamente debajo de los transformadores $\lambda/4$). Al lograr un excelente acoplamiento desde el puerto de excitación, hasta los parches y además de considerar que los sustratos son delgados comparados con la longitud de onda a 5.8 GHz, la mayor parte de la energía se confina en el sustrato principalmente hasta antes de la antena de parche rectangular. La posición y dimensiones especificadas al final de esta sección de las antenas de apertura, fueron obtenidas de un análisis mediante una serie de simulaciones en HFSS, presentando las más significativas a continuación.

3.2.1 Determinación de las dimensiones de las aperturas.

Las dimensiones de la apertura determinan la frecuencia de resonancia de la apertura (L_s , W_s) y la excitación de las aperturas es realizada por medio de las líneas del campo \vec{E} de las líneas microstrip que están situadas en el lado superior del sustrato dieléctrico (red de alimentación del arreglo de parche).

Para este caso, no es posible utilizar pines de corto circuito para mejorar el acoplamiento de energía hacia la apertura, como sugiere la literatura (citada en la sección 2.4), debido a que esto afectaría el rendimiento de las antenas de parche, al introducirse una discontinuidad que provocaría la excitación de ondas superficiales y espaciales (de fuga).

De manera inicial, se determinó la longitud de una apertura en el modo dominante (sección 2.4), con la ecuación (2.30) de [51];

$$L_r = \lambda_s/2 - \Delta L_s$$

Donde λ_s es la longitud de onda en la apertura [66] y ΔL_s en nuestro caso representa la longitud equivalente de talones en circuito abierto. Es posible considerar los parches como dos grandes talones en circuito abierto (*open-circuit stubs*) (figura 3.16), que además de mejorar el acoplamiento de energía en la apertura, también determinan la frecuencia de resonancia de toda la estructura (figura 3.17).

Fue obtenida una longitud de apertura; $L_s=19\text{mm}$ y considerando que $W_s \ll \lambda_o$, se propuso $W_s=0.5\text{ mm}$, para una frecuencia de resonancia de 6 GHz. Con el objetivo de que, al combinarse los parches y las aperturas, las resonancias quedaran lo más juntas posibles, de tal forma que pareciera ser una sola resonancia con un ancho de banda amplio.

Sin embargo, el comportamiento del arreglo parches-aperturas, no es completamente dependiente de las ecuaciones que se han reportado para cada tipo de antena, debido que existen dos mecanismos

de radiación combinados en una misma estructura, además de que, si se analiza de forma independiente, por ejemplo, desde la perspectiva de las aperturas, los parches (considerados como talones en circuito abierto) representan una discontinuidad cuantificada por ΔL_s . Y desde la perspectiva de las antenas de parche, las líneas que alimentan a los parches también presentan una discontinuidad al tener un plano de tierra ranurado.

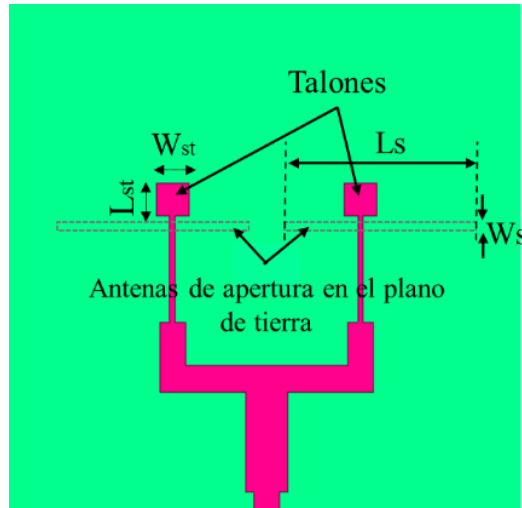


Figura 3.16 Estructura simulada en HFSS para diferentes dimensiones de talones para evaluar su efecto en las pérdidas por retorno de toda la estructura.

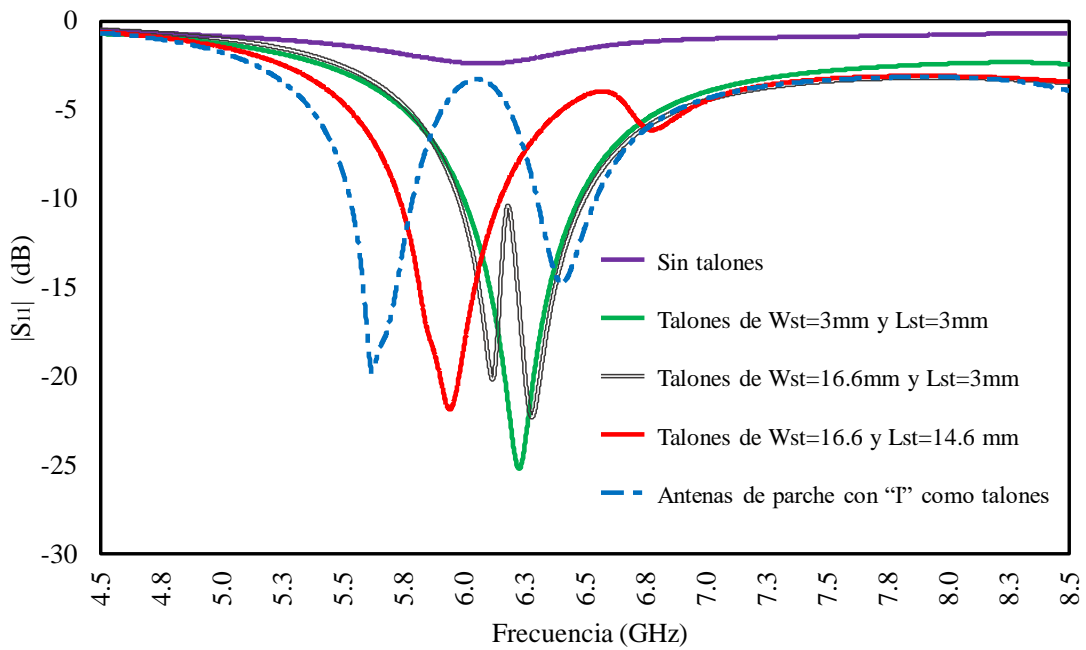


Figura 3.17 Pérdidas por retorno con antenas de apertura en el plano de tierra ($L_s=19\text{mm}$, $W_s=0.5\text{mm}$) en el puerto de excitación con talones en circuito abierto de diferentes dimensiones.

Otras simulaciones fueron realizadas (figura 3.18) para determinar la longitud que deben tener las aperturas (DGS), para lograr que las cuatro antenas (2 parches y 2 aperturas) trabajaran a la misma frecuencia (figura 3.19), considerando el efecto de tener los parches (con anillos “I”) como “talones” en circuito abierto.

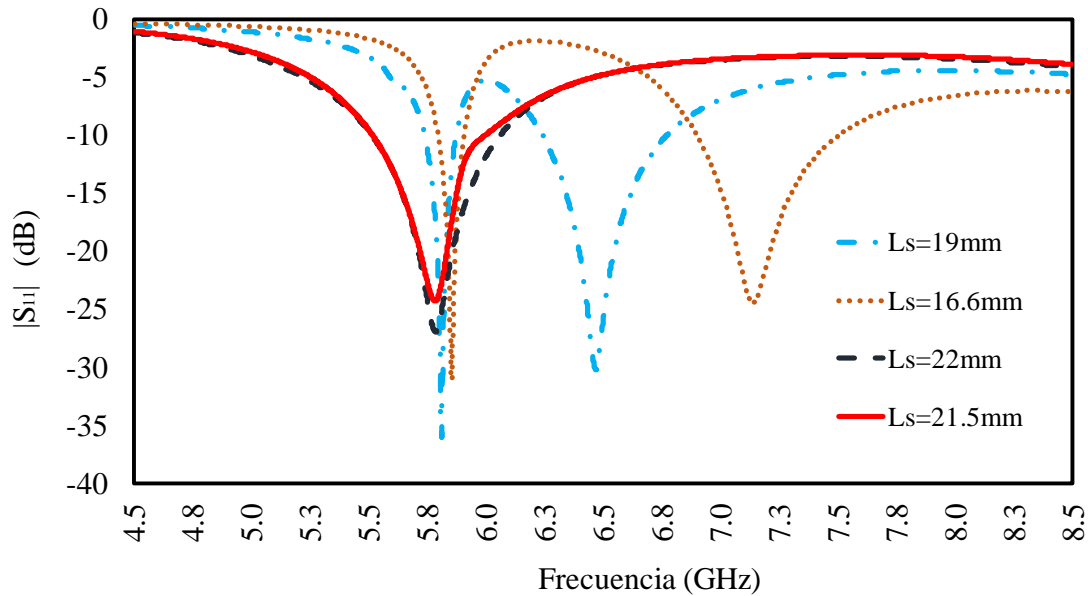


Figura 3.18 Pérdidas por retorno del arreglo de antenas de parche-aperturas en DiClad 880 $h=0.787\text{mm}$ con $W_s=0.5\text{ mm}$, $\text{off-center}=0\text{mm}$ y $\text{DisX}=1\text{mm}$.

La figura 3.20 muestra la distribución de campo eléctrico y de corriente superficial en las aperturas localizadas en el plano de tierra a 5.8 GHz, obtenidas de HFSS por el tipo de solución *EigenMode*.

Por medio de simulaciones, se obtuvo que el modo presente en las aperturas a 5.8 GHz es transversal eléctrico, considerando que en una línea de apertura las ondas se propagan a lo largo de la apertura [66]. Se puede observar en la figura 3.20 que el campo eléctrico se extiende a través del ancho de las aperturas (W_s).

Con todas estas pruebas, se obtuvo una mejora del ancho de banda (≈ 4 a 5 veces el ancho de banda del arreglo sin DGS) en sustratos dieléctricos con espesores de 0.787mm y 1.575 mm .

Las dimensiones en el sustrato de 0.787mm son: $L_s=22\text{ mm}$, 21.5 mm y ancho $W_s=0.5\text{ mm}$, que es equivalente a $\frac{\lambda_0}{103}$ (apertura estrecha). En el caso del sustrato dieléctrico con 1.575 mm de espesor, se obtienen buenos resultados con $L_s=20\text{ mm}$ y $W_s=1.0\text{ mm}$.

La diferencia en las dimensiones está relacionada a la permitividad dieléctrica efectiva, que es dependiente de la cantidad de líneas de campo distribuidas en el sustrato dieléctrico y en el aire.

Además, matemáticamente la componente del campo eléctrico E_ϕ es dependiente de λ_s (ecuación 5.3 de [66]) y a su vez λ_s depende de ϵ_r , W y h [66].

Tomando como referencia el arreglo diseñado en el dieléctrico de 0.787 mm, al realizar el diseño en 1.575 mm, la longitud de la apertura disminuye debido a que un aumento en el espesor del dieléctrico se traduce en un aumento de λ_s (disminución de la frecuencia). Por otro lado, el ancho de las aperturas (W_s) se duplicó para obtener un mayor acoplamiento.

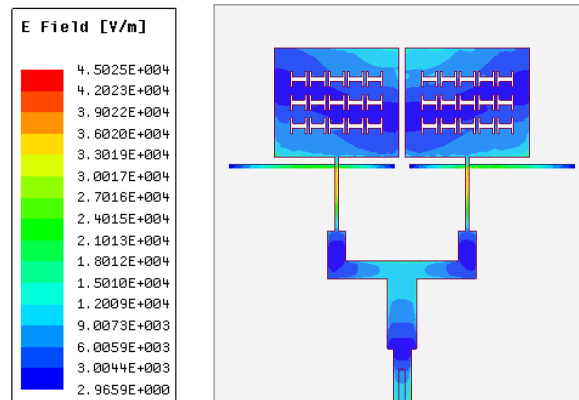


Figura 3.19 Magnitud de campo eléctrico \vec{E} a 5.8 GHz en la estructura simulada en HFSS ($h=0.787$ mm).

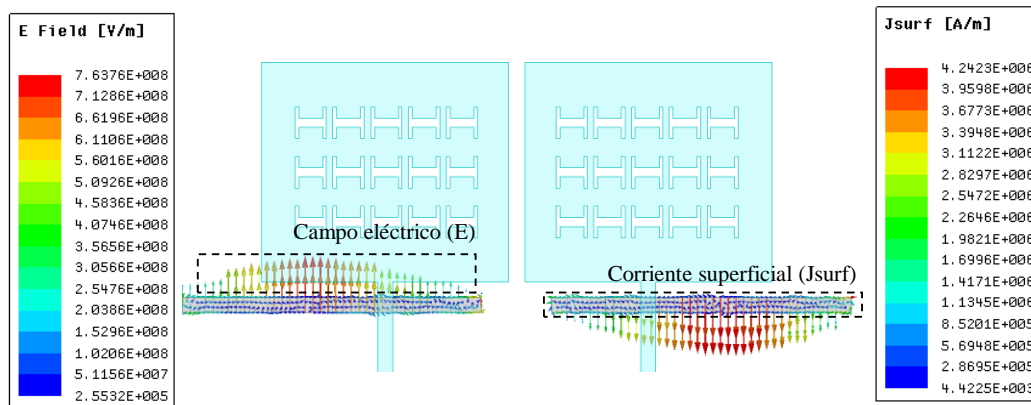


Figura 3.20 Distribución de campo eléctrico y de corriente superficial de las aperturas en el plano de tierra (DGS) a 5.8 GHz ($h=1.575$ mm).

3.2.2 Determinación de la posición de las aperturas.

En esta sección se calcula la posición óptima a la que las aperturas tienen el mejor desempeño, se obtuvo al simular de forma independiente los parámetros nombrados como; off-center y DisX, especificados en la figura 3.21. Los resultados de dos conjuntos de simulaciones en HFSS son presentados en las figuras 3.22 y 3.23.

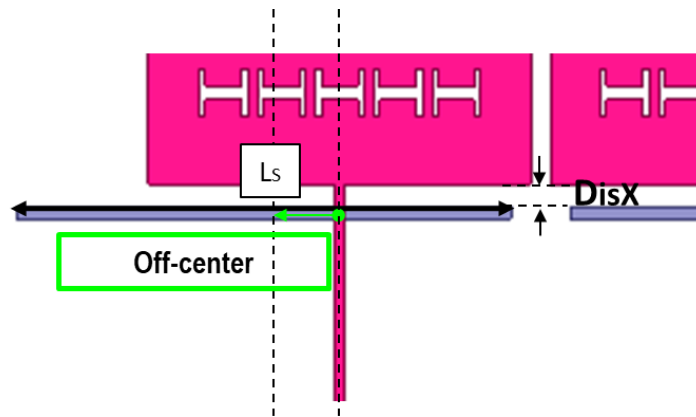


Figura 3.21 Parámetros que determinan la posición de las aperturas en el plano de tierra con respecto a las líneas de alimentación y parches del conductor superior del sustrato dieléctrico.

Considerando el diseño realizado en el sustrato dieléctrico con espesor de 0.787 mm y teniendo las dos resonancias separadas, para evaluar el efecto de la posición de las aperturas, ya que si se considera la longitud ($L_s=22\text{mm}$, 21.5mm) a las que existe acoplamiento de energía entre parches y aperturas, no es fácil identificar el efecto que tiene sólo la posición de la apertura, sobre toda la estructura.

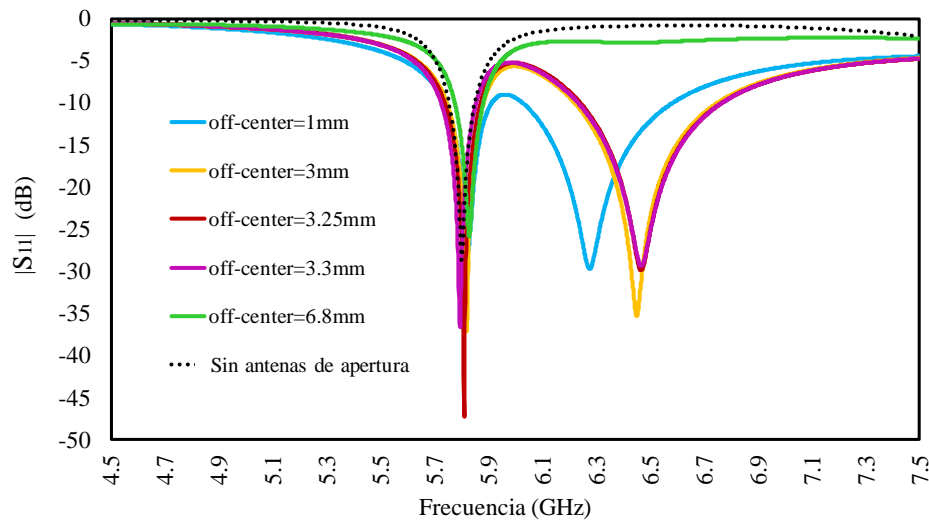


Figura 3.22 Pérdidas por retorno en el puerto de excitación ante variaciones en la distancia del centro de la línea que excita a las aperturas (Trasformador $\lambda/4$) y el centro de las aperturas en el plano de tierra (off-center).

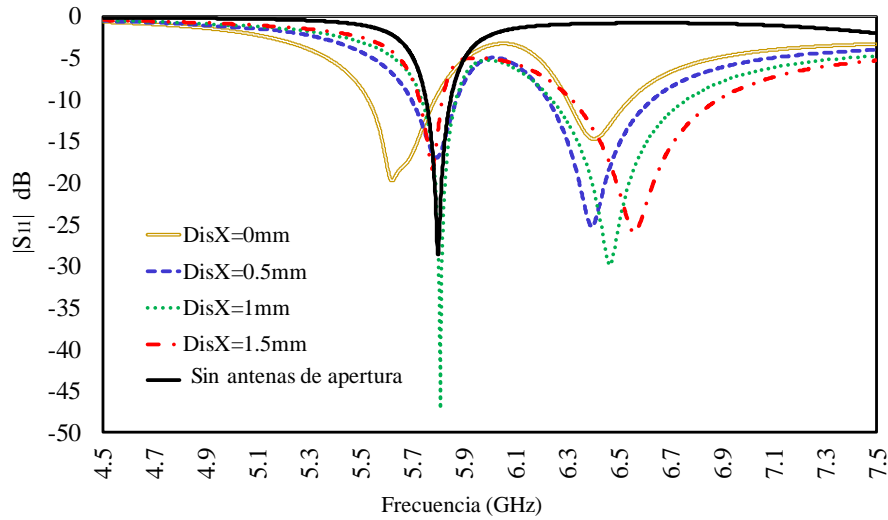


Figura 3.23 Pérdidas por retorno en el puerto de excitación ante variaciones en la distancia entre el borde de los parches y el borde de la apertura en el plano de tierra ($DisX$).

Con estas simulaciones se obtuvo que, si $DisX = 0$ mm o en el caso en que las aperturas se encuentren debajo de los parches (con $DisX < 0$, debido a que el punto de referencia se considera al borde de los parches), en lugar de ampliar el ancho de banda, lograrán que el rendimiento del arreglo de parches diseñado a 5.8 GHz sea afectado (se reduce el acoplamiento debido a que las aperturas modifican la impedancia de entrada de las antenas de parche). Además, si $DisX \geq 1$ mm, el acoplamiento de energía correspondiente a los parches se reduce y aumenta el acoplamiento de energía en las aperturas, por tanto el patrón de radiación tendría dos lóbulos principales (figura 3.24). La distancia $DisX$ óptima es de 1 mm y el off-center es necesario para antenas de apertura con $L_s > W_p$, ya que de no realizar este desplazamiento de las aperturas, estas quedarían unidas (una sola apertura con longitud $2L_s$). El valor de off-center está acotado entre 3 y 3.3 mm ($3 \text{ mm} \leq \text{off-center} \leq 3.3 \text{ mm}$) para el arreglo en sustrato dieléctrico con espesor de 0.787 mm, ya que a esta distancia la resonancia dominante es la correspondiente a la de los parches.

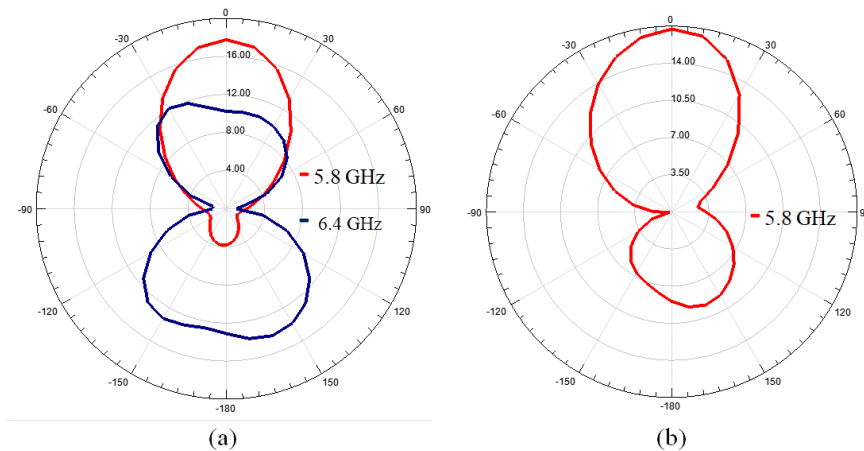


Figura 3.24 Patrón de radiación de estructura simulada en HFSS para dos casos; (a) Resonancias separadas con $DisX=1$ mm, (b) Resonancias juntas a 5.8 GHz con $DisX > 1$ mm.

Siguiendo el mismo procedimiento, para el diseño de las antenas de apertura en el plano de tierra del sustrato 0.787 mm, se diseñó un arreglo de parches-aperturas en un sustrato dieléctrico con espesor de 1.575 mm. El diseño propuesto en este documento, se muestra en la figura 3.25 y las dimensiones son las especificadas en la tabla 3.2, para dos diferentes espesores (h) de DiClad 880.

Tabla 3.2 Dimensiones de arreglos de parches y aperturas en DiClad880

Parámetro	Dimensiones (mm)			
	h=0.787 mm		h=1.575 mm	
L_p	14.5		14.6	
W_p	16.6		16.5	
d_L	2.5*	2.7	1.7*	2.7
d_w	0.42		0.42	
L_{t1}	9.9		9.9	
W_{t1}	0.5		1.0	
L_{50}	4.0		4.0	
W_{50}	2.4		4.9	
L_{t2}	9.3		9.3	
W_{t2}	3.9		8.0	
d	17.44		17.44	
L_s	21.5 y 22		20.0	
W_s	0.5		1.0	
DisX	1.0		1.0	
Off-center	3.3		3.3	

(*)Separación para arreglos de parches sin antenas de apertura

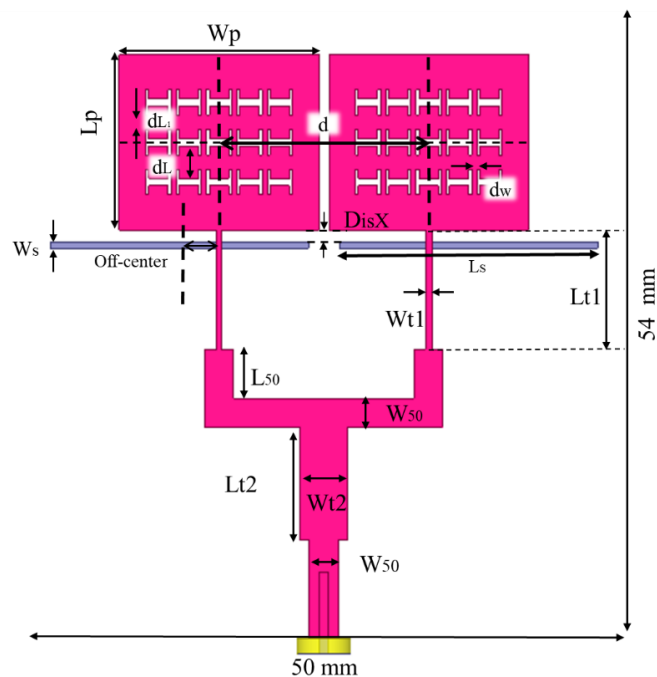


Figura 3.25 Diseño propuesto con amplio ancho de banda y ganancia mejorada, en sustrato dieléctrico DiClad 880 para dos espesores ($h=0.787\text{mm}$ y 1.575 mm), con alimentación a $50\ \Omega$.

3.3 Conclusiones de diseño

En este capítulo se realizó el diseño experimental de dos arreglos de antenas, principalmente en sustrato dieléctrico con espesor 0.787 mm y 1.575 mm ($t=17.5 \mu\text{m}$), aunque inicialmente se diseñó en un sustrato con espesor de 0.508 mm ($t=35 \mu\text{m}$). Pero este fue descartado debido a que los mejores resultados fueron obtenidos en dieléctricos de mayor espesor (ancho de banda y ganancia). Ya que como se sabe un sustrato dieléctrico de mayor espesor (misma constante dieléctrica), disminuye la capacitancia de la estructura (menor energía se confina en el sustrato) y mayor energía es radiada, esto da como resultado un incremento de la ganancia. Además, un mayor espesor provoca que las ondas superficiales aumenten, provocando que se reduzca el factor de calidad Q (aumenta de ancho de banda). Por otro lado, al disminuir el espesor de metal ($17.5 \mu\text{m}$) aumenta la resistencia del conductor, produciendo que se reduzca el factor de calidad.

Fueron estudiados mediante simulación electromagnética los anillos en forma de “I”; estos anillos, son cavidades resonantes, los cuales en el intervalo de frecuencia (5.5-6 GHz) en el que fueron diseñados los arreglos de antenas propuestos, no resuenan, es decir el modo fundamental de estas cavidades se presenta a 263 GHz. Por lo tanto, estas estructuras o anillos “I” provocan una alteración en la distribución de corriente de forma que la corriente tiene que circular una ruta más larga para llegar de un extremo a otro en el parche, esto da como resultado un decremento de la frecuencia de resonancia que es traducido en una reducción de las dimensiones del parche.

Con base en un profundo análisis en cuanto a distribución, posición y separación de estas estructuras “I”, se obtuvo una reducción del 32.75% en las dimensiones.

El diseño propuesto permite controlar la frecuencia de resonancia por medio de la separación de las aperturas “I”, tanto a lo largo como en el ancho del parche. Debido a que un cambio en la separación de estas provoca una alteración de la distribución de corriente. El impacto de las variaciones en la distribución de los anillos “I” también fue analizado, de forma que se obtuvo que el mejor rendimiento es obtenido al distribuir periódicamente con respecto al centro 15 estructuras “I”, ya que esto provoca una mayor alteración en la distribución de corriente.

Se logró obtener anchos de banda de superiores a 400 MHz al realizar dos aperturas en el plano de tierra, de forma que éstas trabajaran como antenas de apertura excitadas por las líneas de alimentación del arreglo de parches. El amplio ancho de banda fue obtenido al determinar experimentalmente la longitud de las aperturas, de forma que las aperturas trabajaran a la misma frecuencia de las antenas de parche.

El diseño propuesto combina ambos mecanismos de radiación (de parches y aperturas) para obtener: mayor ganancia (2-3%) y amplio ancho de banda (2.5-3 veces el original). Además, se obtuvieron de simulación bajas pérdidas por retorno en estructuras compactas, con dimensiones totales de 5.0 cm x 5.4 cm x h ($h = 0.787 \text{ mm}, 1.575 \text{ mm}$) y buena eficiencia de radiación.

4 Resultados y discusión

En esta sección se evalúa el desempeño del diseño propuesto y fabricado, también son analizados los defectos del proceso de fabricación y su impacto en el rendimiento del diseño propuesto.

Son incluidas la medición de parámetros eléctricos y de radiación de la estructura, con VNA (*Vector Network Analyzer*) en el laboratorio de Altas Frecuencias, así como la medición de las dimensiones físicas realizadas con perfilómetro DektakXT Brunner en el Laboratorio de Microelectrónica, del INAOE.

4.1 Simulación y medición del rendimiento de arreglos de antenas.

En esta sección se evalúa la sensibilidad del arreglo, en cuanto a cambios pequeños en los anchos de las líneas de transmisión que componen la red de alimentación, en las separaciones dL y dW , inherentes al proceso de fabricación. También se considera que, por naturaleza, el sustrato dieléctrico DiClad 880 es un material anisótropo, debido a que es un material tejido. El arreglo propuesto, fue diseñado con una permitividad relativa dieléctrica constante, en primera instancia, debido a que los modelos existentes de diseño consideran solo un valor de permitividad dieléctrica, no existen ecuaciones donde pueda ser utilizado un tensor de permitividad.

4.1.1 Cambio en dimensiones físicas de líneas de transmisión y separación entre aperturas “I”.

Se realizó en primer lugar, la fabricación del diseño sin aperturas en el plano de tierra para evaluar su comportamiento y poder determinar las discrepancias entre la simulación y los resultados de medición que están relacionados solo a la fabricación del lado superior a la estructura (arreglo de parches). Previo a esto, se realizó una serie de simulaciones, anticipándonos a los posibles cambios en dimensiones que son ocasionados por la técnica de fabricación. Dicha técnica de fabricación consiste principalmente en transferir el diseño impreso en papel transferencia al recubrimiento de cobre del sustrato dieléctrico al suministrarle calor y posterior a esto, la placa es sometida a un tratamiento corrosivo, obteniendo así el circuito impreso.

Las dimensiones calculadas para cada sección de líneas que conforman la red de alimentación, fueron impresas con dimensiones truncas, es decir sin considerar más de un dígito, por ejemplo; una línea que debía tener un ancho de 2.48 mm fue impresa y utilizada para simulación con ancho de 2.4 mm, debido a que al aplicarle calor al sustrato dieléctrico para transferir la tinta, se observó que la tinta se expande, además considerando que se ejerce presión para transferir la tinta, esto también implica que la tinta se expanda, así considerando que con la fabricación se pueden obtener cambios no uniformes de los anchos de las líneas que conforman la red de alimentación.

Se simularon en HFSS incrementos (uniformes) de anchos (ΔW) de 10 μm ; para dos secciones de líneas que conforman la red de alimentación del arreglo propuesto; que son traducidos en cambios de las impedancias, que a su vez puede provocar un menor o mayor acoplamiento.

Todo dependerá del cuidado que se tenga al fabricar, ya que, también la cantidad de sustancia corrosiva utilizada podrá hacer que las líneas resulten ser más delgadas de las deseadas o corroídas de forma aún menos uniformes de lo esperado.

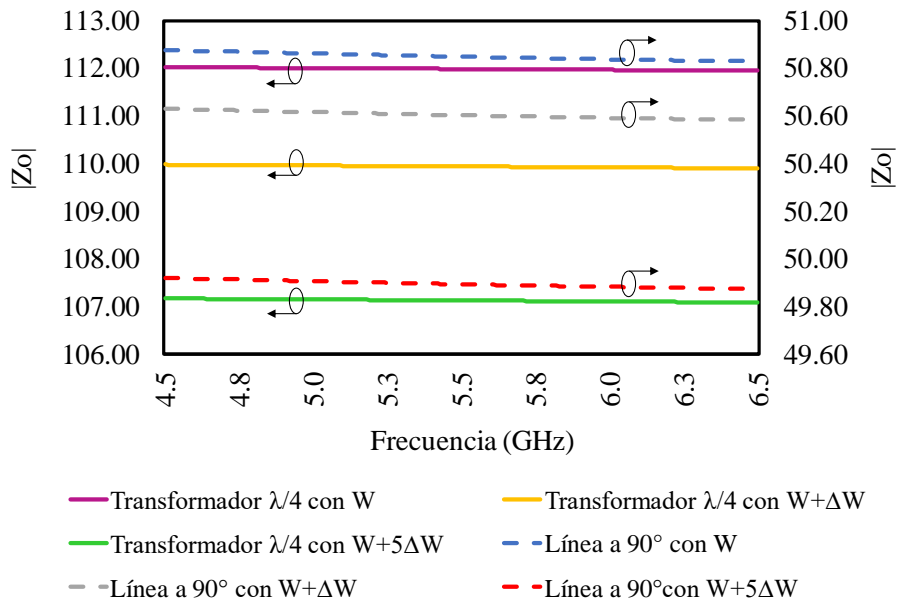


Figura 4.1 Cambio de la impedancia de líneas de 50 Ω con dobles de 90° y Transformador $\lambda/4$ de la red de alimentación con incrementos $n\Delta W=0.1$ mm ($n=1,5$) en el ancho.

Otra consideración, está relacionada también con el cambio de dimensiones en el circuito impreso, pero esta no solo está relacionada con el acoplamiento a la frecuencia de resonancia de la antena, si no que este cambio en dimensiones implica un desplazamiento en la frecuencia de resonancia y también podría esperarse un mejor o menor acoplamiento. Las dimensiones que provocan esto, son el tamaño de los anillos “I”, al ser impresos también son modificadas sus dimensiones. Un aumento en sus dimensiones de 0.1 mm, provoca que la frecuencia de resonancia del arreglo, sea desplazada a menor frecuencia, ya que la separación entre aperturas disminuye y con esto la distribución de corriente en los parches. Se obtuvo que, con un incremento de 0.05 mm en el tamaño de los anillos “I”, como se muestra en la figura 4.2, la frecuencia de resonancia disminuye 140 MHz para un sustrato dieléctrico de 0.508mm con 1 onza de revestimiento de cobre y para los sustratos dieléctricos de 0.787mm y 1.575mm, con 1/2 onza de revestimiento de cobre; 100 MHz y 70 MHz.

A pesar de que el cambio en estas dimensiones es aparentemente pequeño, es comparable al ancho de banda de cada arreglo, cuando éstos no tienen antenas de apertura (estrecho ancho de banda).

También es importante considerar que el desplazamiento en la frecuencia de resonancia obtenida de simulación por supuestos cambios en dimensiones del arreglo fabricado, se obtuvieron al declarar una permitividad dieléctrica constante en el sustrato dieléctrico, cosa que sólo sucedería con sustratos confiablemente isotrópos, como el Duroid 5880, y no para sustratos con anisótropos como el DiClad 880.

La figura 4.3 muestra los resultados obtenidos de medición y simulación de un arreglo fabricado en Duroid 5880 de 0.508mm (confiablemente isotrópico), para este arreglo el desplazamiento de la frecuencia de resonancia del arreglo es atribuible a los defectos del proceso de fabricación.

Por otro lado, también puede observarse en la figura 4.3 (Caso A) que al simular estructuras “I” con un incremento de 0.05 mm uniforme en todas las aperturas, se obtiene un mejor acoplamiento, cosa que no sucederá al fabricar. El caso más parecido al fabricar, sería el del caso C y es cuando se obtiene una mayor reducción de la frecuencia de máximo acoplamiento de la antenna (frecuencia de trabajo).

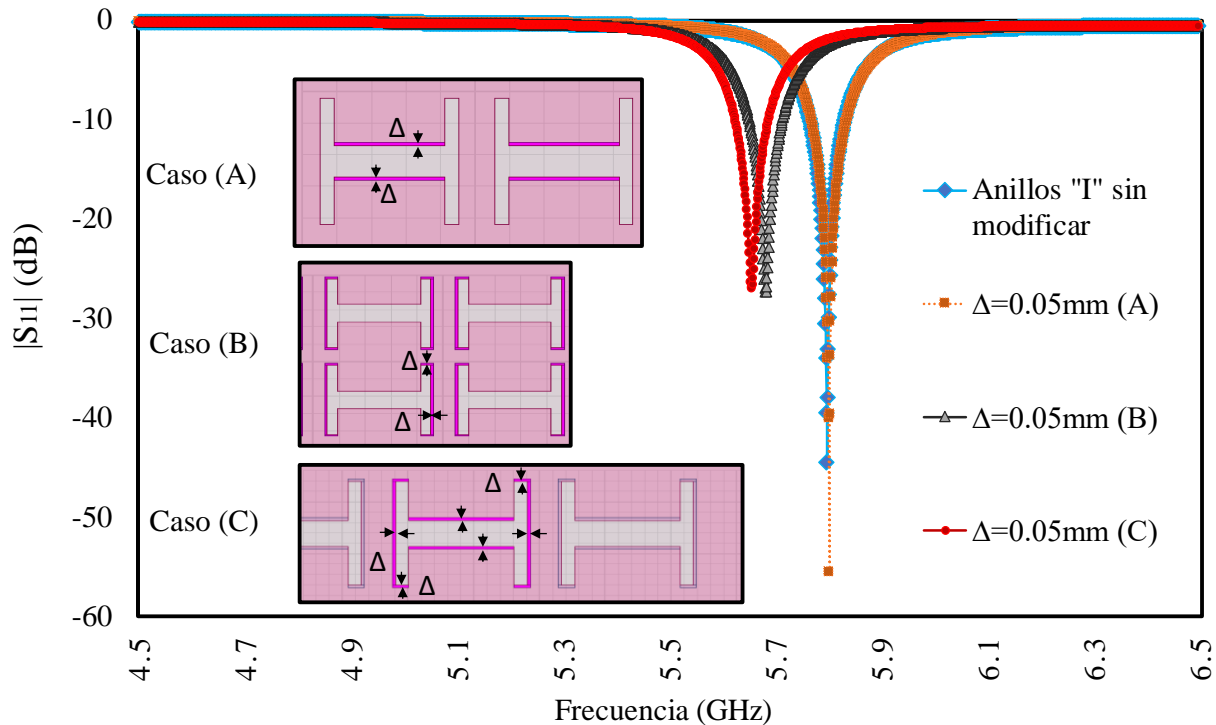


Figura 4.2 Impacto del cambio en las dimensiones de anillos “I” inherentes en el proceso de fabricación en sustrato dieléctrico con espesor de metal de 1 onza.

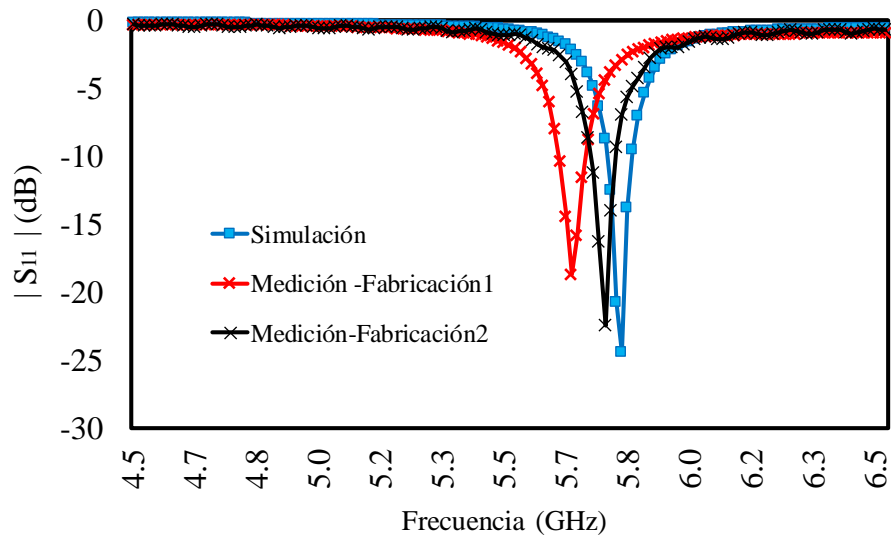


Figura 4.3 Pérdidas por retorno de medición vs simulación de dos arreglos fabricados en Duroid 5880 con espesor de 0.508mm.

4.1.2 La anisotropía del sustrato dieléctrico en el rendimiento del diseño.

Mediante simulación, se obtuvo que para los sustratos de 0.787mm y 1.575mm, el efecto de cambios en las dimensiones de los anillos “I” (lo que provoca un desplazamiento de la frecuencia de trabajo) es menor, en comparación con el de espesor de 0.508 mm, (considerándolos como isótropos).

Pero los sustratos dieléctricos con revestimiento de ½ onza de cobre (DiClad 880), no son isótropos, es decir tienen una razón de anisotropía (AR) diferente de 1 (AR=1; para sustratos isótropos). No incluir la anisotropía del sustrato en simulaciones cuando el ancho de banda de las antenas es estrecho provoca que estas trabajen en un intervalo de frecuencias para la que no fue diseñada.

Es por esto que, en las simulaciones fue considerado el DiClad 880 con anisotropía uniaxial del 1.07, cuya caracterización fue realizada por Dankov en [55] y del 1.17, caracterizado por un estudiante del INAOE utilizando resonadores acoplados, con fundamentos en [80].

La figura 4.4 muestra los resultados obtenidos de la medición de los parámetros S y su comparación con simulación considerando el DiClad 880 como un sustrato dieléctrico: isótropo (AR=1.0) y con anisotropía uniaxial; con AR=1.07 y AR=1.17.

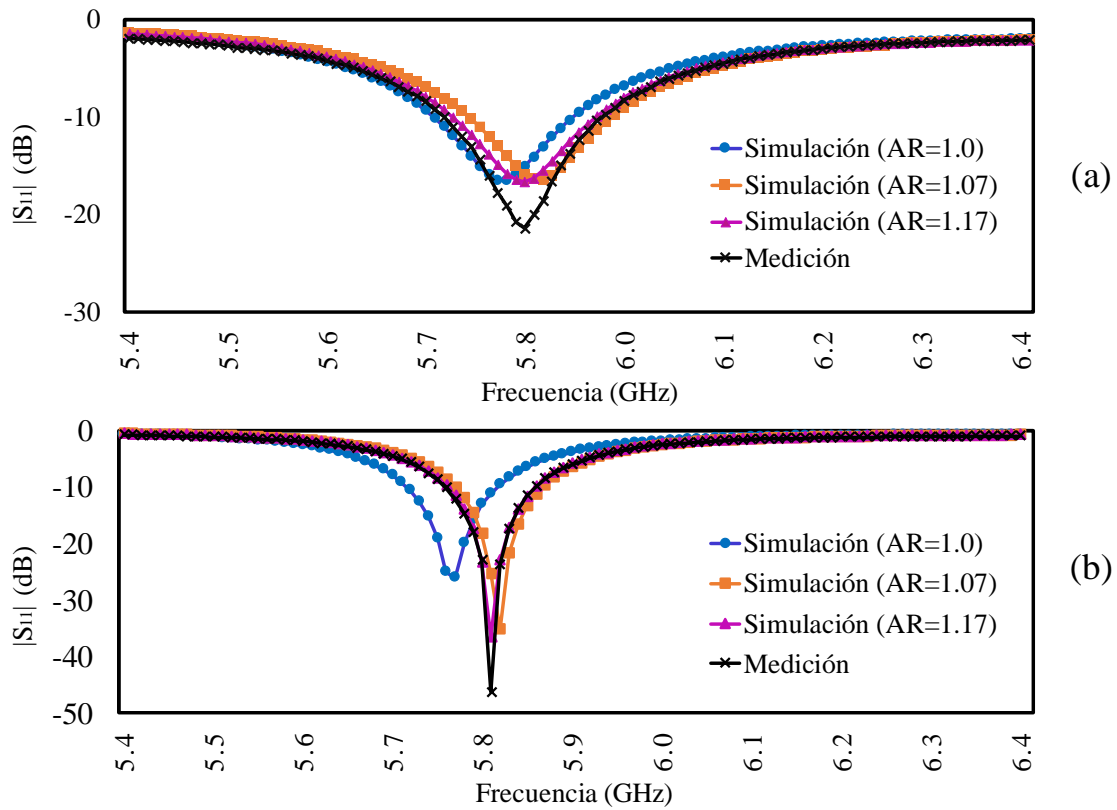


Figura 4.4 Pérdidas por retorno de medición y simulación de arreglos de 2x1 parches en DiClad 880 de espesor; (a) $h=1.575\text{mm}$ y (b) $h=0.787\text{mm}$.

El porcentaje de error encontrado entre medición y simulación, en cuanto al punto en frecuencia de máximo acoplamiento (frecuencia de resonancia), de arreglos sin antenas de apertura en plano de tierra, fabricados en sustrato dieléctrico DiClad 880 con espesor de 1.575mm y posteriormente con espesor de 0.787 mm, se muestra en la tabla 4.1.

Tabla 4.1 Porcentaje de error entre los parámetros-S de medición y simulación

Condición de simulación	% Error (medición vs simulación)	
	$h=1.575\text{ mm}$	$h=0.787\text{ mm}$
Sustrato isótropo (AR=1.0)	0.32%	0.74%
Sustrato con Anisotropía Uniaxial (AR=1.07)	0.42%	0.13%
Sustrato con Anisotropía Uniaxial (AR=1.17)	0.05%	0.0%

Las simulaciones realizadas incluyeron la anisotropía e isotropía del sustrato dieléctrico, como se mencionó con anterioridad y un coeficiente de pérdidas del dieléctrico ($\tan\delta$) de 0.0009. Todos estos datos parámetros se introdujeron, como se muestra en la figura 4.5.

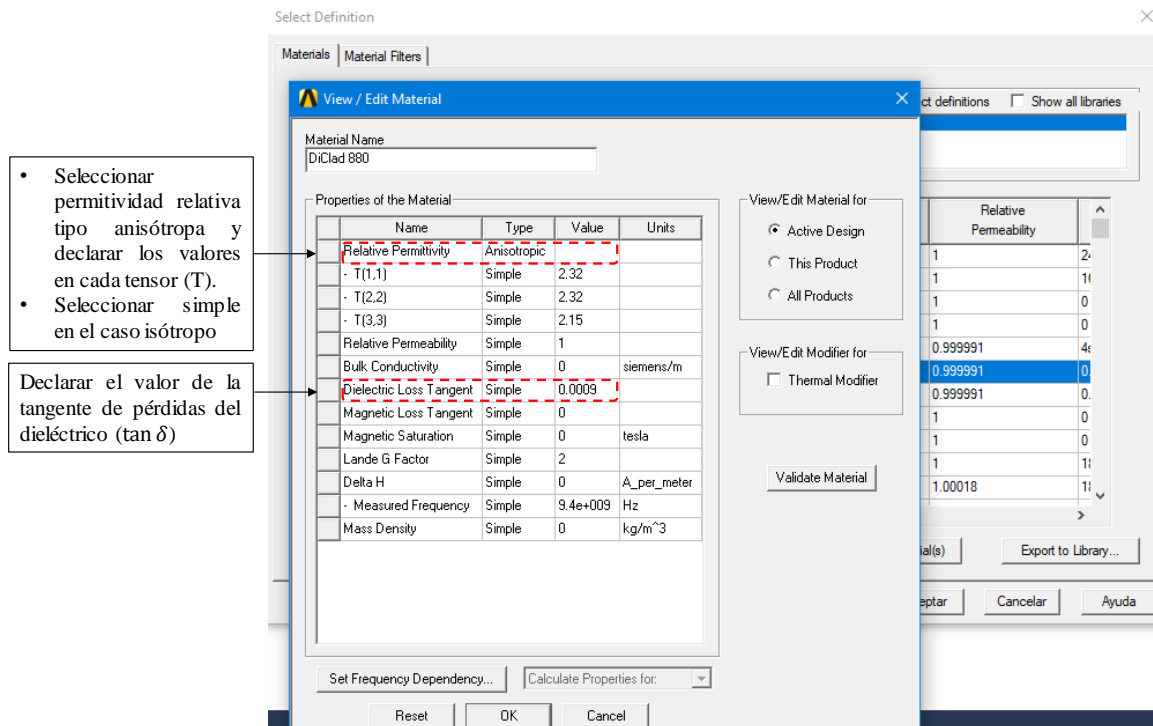


Figura 4.5 Ventana en HFSS para agregar y definir las características de un material con permitividad anisótropa (sustrato dieléctrico).

En cuanto al revestimiento de cobre; se incluyó una rugosidad de $1.5\mu\text{m}$ (lado del dieléctrico) y $0.4\mu\text{m}$ (lado libre de dieléctrico) en cada lado de las capas metálicas. La rugosidad considerada para la simulación es definida por el proceso de fabricación y es proporcionada por el fabricante, para cada lado de las capas de metal. Además, fue incluida una conductividad finita de las capas de cobre de $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$.

La medición de las pérdidas por retorno se realizó en el laboratorio de altas frecuencias del INAOE, con un VNA (*Vector Network Analyzer*) Anritsu MS4647A y el Kit de calibración Anritsu TOSLKF50A-40. En la siguiente sección se muestra, como fue realizada la medición.

Primero se fabricaron y midieron arreglos sin aperturas en el plano de tierra y posteriormente se evaluaron los efectos (defectos del proceso de fabricación y anisotropía dieléctrica) que provocan un desplazamiento en la frecuencia de trabajo.

Finalmente se fabricaron arreglos de parches con antenas de apertura grabadas en el plano de tierra de la estructura (figura 4.6), de los cuales sólo 5 arreglos dieron los mejores resultados (debido al cuidado que se tuvo en el proceso de fabricación); dos arreglos en DiClad 880 con espesor de 1.575mm y tres en sustrato con espesor de 0.787mm , los resultados obtenidos son presentados en la siguiente sección.

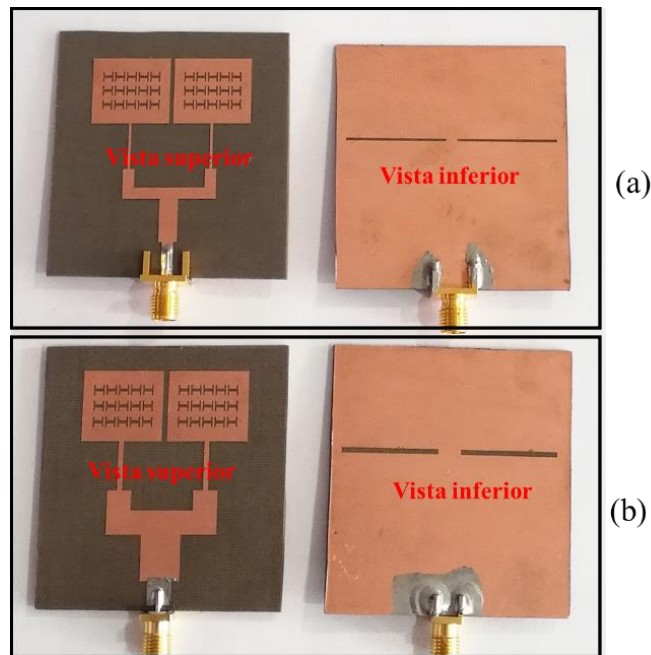


Figura 4.6 Diseño de arreglos de antenas de parches-aperturas propuestos, fabricados en DiClad 880; (a) $h=0.787\text{mm}$ y (b) 1.575mm .

4.1.3 Medición de arreglos de antenas de parches-aperturas propuestos.

La medición de los parámetros S, se realizó como se muestra en la figura 4.7.



Figura 4.7 Medición de los parámetros S en el laboratorio de altas frecuencias en el INAOE.

Los resultados de la medición de las pérdidas por retorno (parámetros S) de un par de arreglos de antenas de parche y aperturas, se muestran en la figura 4.8; (a) corresponde a los fabricados en DiClad 880 con espesor (h) de 1.575 mm y en (b) para tres arreglos de antenas en DiClad con (h) de 0.787 mm.

En las tablas 4.2 y 4.3 se enlistan las figuras de mérito de los arreglos fabricados. En 4.2 los resultados de los arreglos de parches sin aperturas en plano de tierra y en 4.3 los resultados con aperturas en plano de tierra (DGS).

El patrón de radiación de campo eléctrico obtenido de simulación en HFSS para cada arreglo de antenas, se muestran en la figura 4.9.

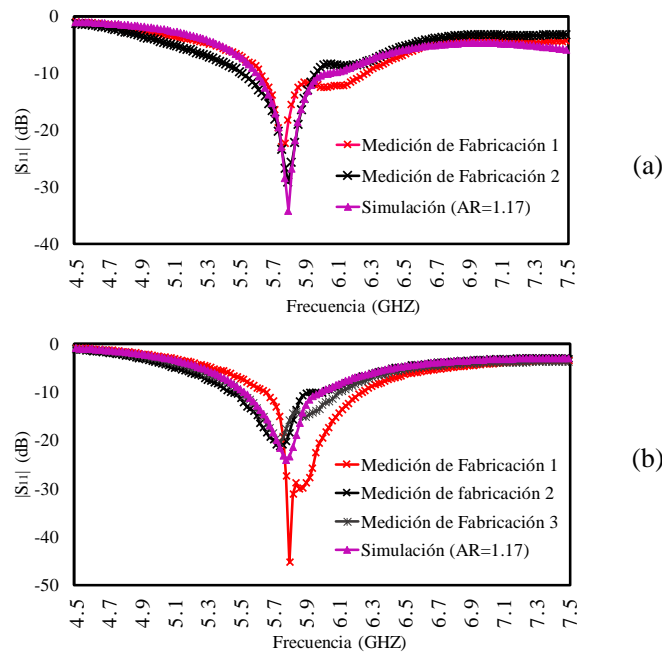


Figura 4.8 Pérdidas por retorno de arreglos de antenas de parches-aperturas de medición y simulación en DiClad 880 con espesor; (a) 1.575 mm y (b) 0.787 mm.

Tabla 4.2 Parámetros obtenidos de medición y simulación de arreglos de antenas de parche.

Figura de mérito	Simulación		Medición	
	h=1.575mm	h=0.787mm	h=1.575mm	h=0.787mm
$ S_{11} $ (dB)	-18.47	-36.56	-21.46	-44.39
SWR	1.27	1.03	1.18	1.01
Ancho de Banda (MHz)	160.1	100.0	170.0	100.0
Ganancia (dBi)	7.45	7.13	-	-
Directividad (dBi)	7.71	7.86	-	-
Eficiencia de Radiación	0.966	0.90	-	-
$Z_{in} = \left(Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \right)$ [81]	46.06+j19.645	48.88+j6.219	51.192-j16.17	48.921-j7.022

Tabla 4.3 Parámetros obtenidos de medición y simulación de arreglos de antenas de parche-apertura.

Figura de mérito	Simulación		Medición				
	h=1.575mm	h=0.787mm	h=1.575mm		h=0.787mm		
			(fab1)	(fab2)	(fab1)	(fab2)	(fab3)
$ S_{11} $ a 5.8 GHz (dB)	-34.41	-24.11	-18.27	-29.18	-52.7	-21.43	-20.86
SWR a 5.8 GHz	1.038	1.132	1.278	1.07	1.004	1.185	1.199
Ancho de Banda (MHz)	458.0	480.0	645.0	455.0	650.0	585.0	617.0
Ganancia (dBi)	7.63	6.40	-	-	-	-	-
Directividad (dBi)	7.80	6.59	-	-	-	-	-
Eficiencia de Radiación	0.978	0.97	-	-	-	-	-
$Z_{in} \left(Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \right)$ [81]	50.33-j1.925	53.69-j6.679	44.1-j9.989	46.88+j1.272	52.143-j0.232	44.06+j9.295	47.02+j15.43

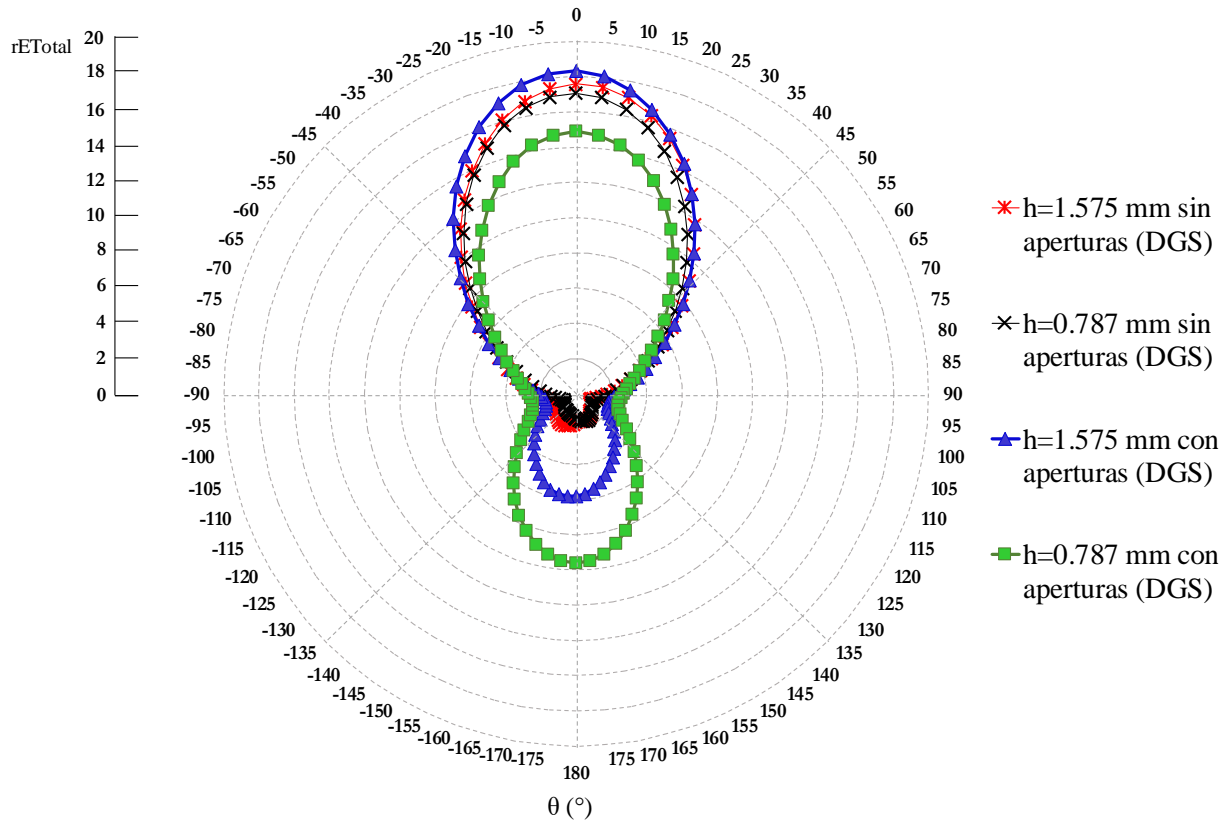


Figura 4.9 Representación-2D del patrón de radiación de simulación de arreglos propuestos para dos espesores (h) de sustrato dieléctrico DiClad 880.

4.2 El proceso de fabricación y medición en perfilómetro

En esta sección se analiza la sensibilidad del arreglo propuesto, considerando los defectos del proceso de fabricación. Una técnica que ha sido ampliamente utilizada, debido a la facilidad, simplicidad y bajo costo, es la técnica de circuito impreso. Mediante esta técnica se realizó la fabricación de los arreglos de antenas utilizando papel transferencia, una plancha, cloruro férrico y sustratos planares Rogers (Duroid 5880 y DiClad 880).

Se realizó la fabricación y posteriormente la medición de las dimensiones físicas resultantes del arreglo de antenas en perfilómetro DektakXT Brunker en el Laboratorio de Microelectrónica del INAOE (figura 4.10), para determinar el porcentaje de error que se obtiene con el proceso de fabricación ya que el cambio en las dimensiones tiene un efecto directo en el rendimiento del dispositivo.

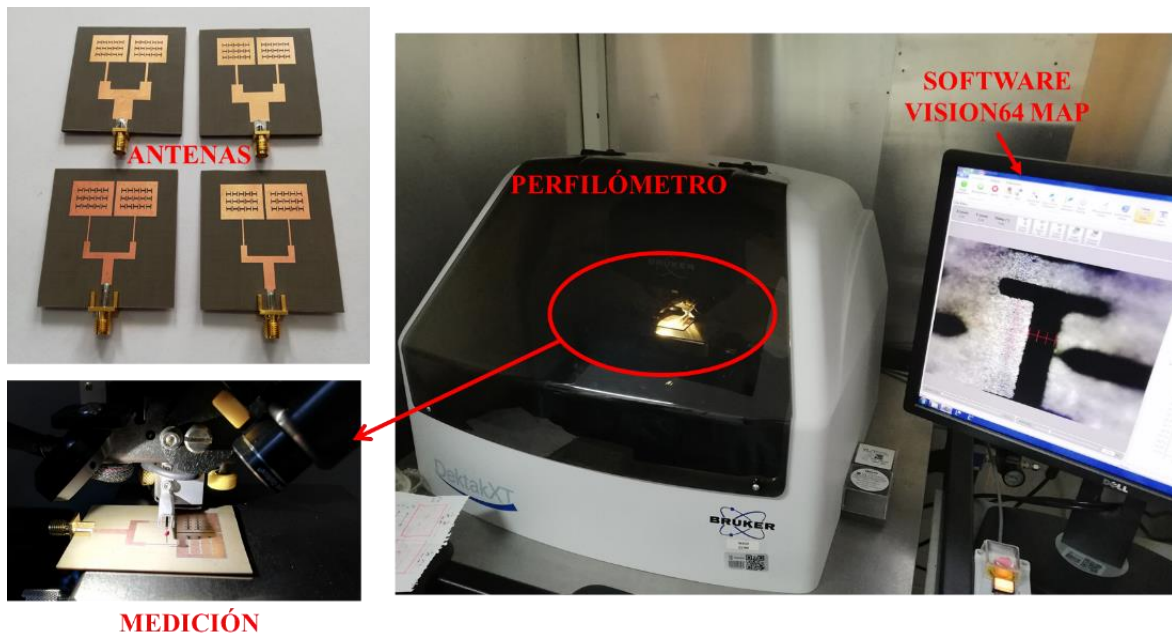


Figura 4.10 Medición en Perfilómetro DektakXT de los arreglos de antenas.

En primera instancia, las antenas fabricadas presentan pequeños defectos, que fueron difíciles de corregir con cada iteración. Se fabricaron un total de 18 arreglos de antenas (figura 4.11), los defectos son; pequeños pozos en la metalización, así como pequeños desplazamientos de las antenas de apertura localizadas en los planos de tierra de las estructuras y formas irregulares de los bordes de cada sección de las líneas de transmisión, parches y anillos “I” (figura 4.12). Sólo los arreglos con mejores resultados se presentaron en la sección 4.1.3.

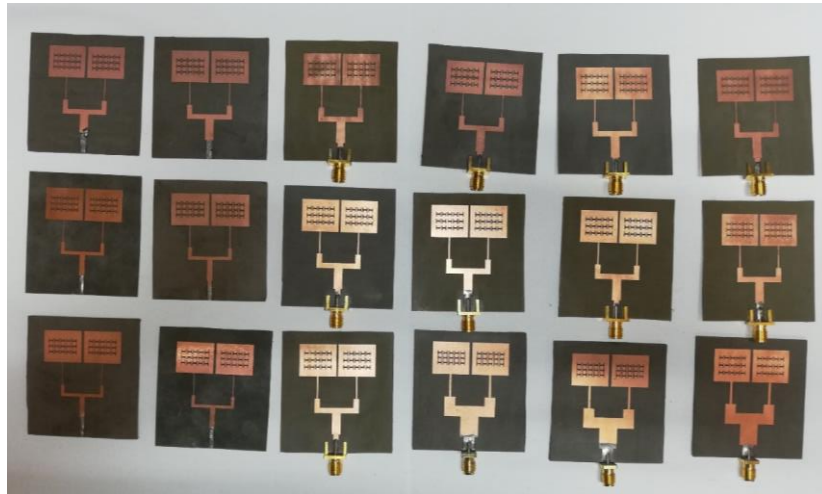


Figura 4.11 Arreglos de antenas fabricados en DiClad 880 ($h=0.787$ mm, 1.575 mm) y en Duroid 5880 (0.508 mm).

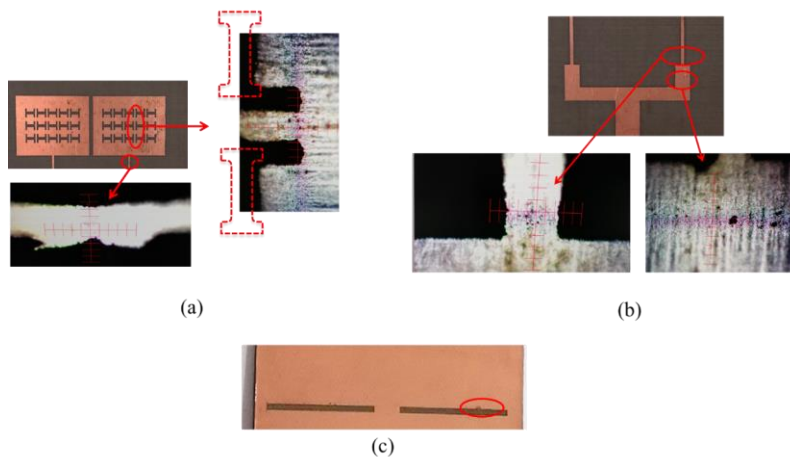


Figura 4.12 Defectos en arreglos de antenas debidos al proceso de fabricación (a) En parches, (b) En líneas de alimentación, (c) en aperturas.

Es posible obtener del perfilómetro dimensiones precisas del espesor de metal (t); anchos (W) de las líneas de transmisión que conforman la red de alimentación; las separaciones (dL_1 , dW) de los anillos “I” grabados en los parches.

Se midieron 5 arreglos como se muestra en la figura 4.13; (a) corresponde a las mediciones numeradas del 1 a 16, realizadas en el perfilómetro, de las cuales, fue posible obtener los anchos de las líneas, separación entre “I” y espesor del metal; (b) corresponde a la medición con un vernier de precisión para determinar los errores del grabado de las antenas de apertura.

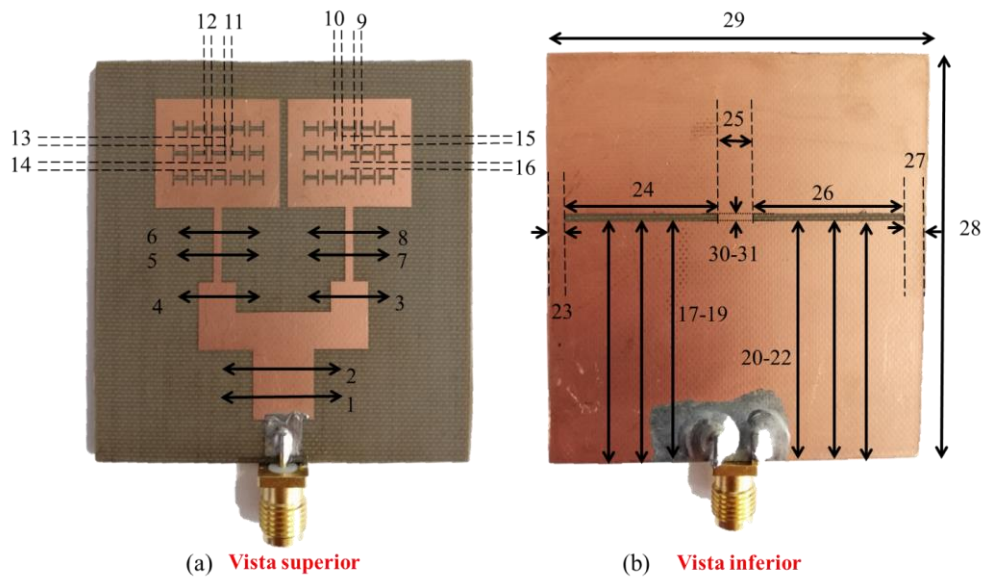


Figura 4.13 Esquema de mediciones realizadas a arreglos de antenas; (a) Medición con perfilómetro y (b) Medición con Vernier digital de precisión.

Las tablas 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9 enlistan datos obtenidos sobre los arreglos fabricados en DiClad 880 con $h = 0.787$ mm y 1.575 mm, con revestimiento de $\frac{1}{2}$ onza de cobre. Estos datos incluyen: las dimensiones promedio obtenidas y el porcentaje de error; espesores de cobre promedio y porcentaje de error, ya que el revestimiento de cobre resultante no es uniforme (liso), es decir presenta pozos y protuberancias, además de la rugosidad; tanto para el lado superior del dieléctrico (parches y líneas de alimentación) como para el lado inferior del dieléctrico (aperturas en plano de tierra)

El perfil de la capa de metal de un arreglo de antenas fabricado en DiClad 880 de $\frac{1}{2}$ onza, se muestran en la figura 4.14, medido en diferentes secciones de las líneas de la red de alimentación.

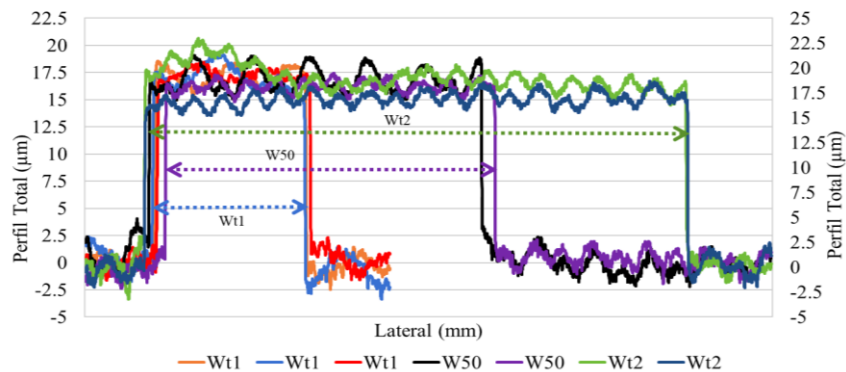


Figura 4.14 Perfil de arreglo de antenas fabricado en DiClad 880 de $\frac{1}{2}$ onza de cobre y medido en perfilómetro DekTakXT.

Tabla 4.4 Dimensiones de líneas de alimentación y espesores de cobre promedio de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de h=0.787 mm.

	t_{prom} (μ m)	% Error	Wt2 (mm)	% Error	W50 (mm)	% Error	Wt1 (mm)	% Error	% Error en dimensiones de líneas
Fab1	17.7393	1.3%	3.8737	0.6%	2.3965	0.1%	0.5811	16.2%	17.0%
Fab2	17.0393	2.6%	3.8671	0.8%	2.3669	1.3%	0.56870	13.7%	15.9%
Fab3	17.2471	1.4%	3.8656	0.8%	2.3422	2.4%	0.5512	10.2%	13.5%
<i>Sim.</i>	17.5	--	3.9	--	2.4	--	0.5	--	--

Tabla 4.5 Separación promedio entre “I” de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de h=0.787 mm.

	dW (mm)	% Error	dL ₁ (mm)	% Error	% Error en la separación de las “I”
Fab1	0.3969	5.4%	1.1294	5.8%	11.3%
Fab2	0.3769	10.2%	1.1072	7.7%	17.9%
Fab3	0.4145	1.2%	1.2014	0.1%	1.4%
<i>Sim.</i>	0.42	--	1.2	--	--

Tabla 4.6 Dimensiones promedio de aperturas en plano de tierra y % de error en su posición (fabricados en sustrato con h=0.787 mm)

	L _s (mm)	W _s (mm)	% Error en Dimensiones	% Error en posición
Fab1	21.23, 21.22	0.48, 0.49	4.2%	21.3%
Fab2	21.42, 21.42	0.5, 0.49	1.3%	32.8%
Fab3	21.28, 21.23	0.49, 0.48	4.1%	11.7%
<i>Sim.</i>	21.5	0.5	--	--

Tabla 4.7 Dimensiones de líneas de alimentación y espesores de cobre promedio de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de $h=1.575$ mm

	t_{prom} (μ m)	% Error	Wt2 (mm)	% Error	W50 (mm)	% Error	Wt1 (mm)	% Error	% Error en dimensiones de líneas
Fab1	17.2687	1.3%	7.8990	1.2%	4.8126	1.7%	1.009	0.9%	3.9%
Fab2	17.1975	1.7%	7.9067	1.1%	4.8276	1.4%	1.001	0.1%	2.8%
Sim.	17.5	--	8.0	--	4.9	--	1.0	--	--

Tabla 4.8 Separación promedio entre "I" de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de $h=1.575$ mm.

	dW (mm)	% Error	dL ₁ (mm)	% Error	% Error en la separación de las "I"
Fab1	0.4199	0.01%	1.2549	4.5%	4.5%
Fab2	0.4256	1.3%	1.1736	2.1%	3.5%
Sim.	0.42	--	1.2	--	--

Tabla 4.9 Dimensiones promedio de aperturas en plano de tierra y % de error en su posición (fabricados en sustrato con $h=1.575$ mm)

	L _s (mm)	W _s (mm)	% Error en Dimensiones	% Error en posición
Fab1	19.93, 19.88	0.97, 0.97	3.4%	27.8%
Fab2	19.55, 19.63	0.99, 0.96	4.5%	6.3%
Sim.	20.0	1.0	--	--

Con base en los porcentajes de error obtenidos, y al comparar las dimensiones y posición de los diseños fabricados contra simulación en DiClad 880, se obtuvo que el porcentaje de reducción en las dimensiones de las líneas resulta ser favorable en algunos casos, ya que al recalcular las impedancias con el espesor de metal resultante y los anchos promedio de medición en perfilómetro se obtiene, por ejemplo, para la fabricación #1, en dieléctrico de 0.787 mm; para $Wt2_{prom}=3.8657$ mm y $t_{prom}=17.2471$ μ m, la impedancia resulta de $Z=35.01\Omega$ y la impedancia esperada de esa sección de la red de alimentación era de 35.35Ω , por lo que un error de 2.041% se traduce en un 0.96% de cambio favorable en la impedancia de la línea.

Sin embargo, en otros casos, el cambio en el ancho de las líneas puede tener un efecto negativo, tal que, el acoplamiento entre las líneas se reduzca y entonces las pérdidas por retorno vistas en el puerto de excitación aumenten.

Estos arreglos fabricados presentan porcentajes de error de 1.4% a 17%, en la separación de las aperturas “I”, que debería traducirse en un desplazamiento en la frecuencia de resonancia del arreglo, pero debido al amplio ancho de banda de diseño, estos porcentajes de error en el proceso de fabricación, no afectan significativamente.

El efecto de los errores del proceso de fabricación en cuanto a la separación de las “I” y el cambio en la longitud (L_s) y posición de las aperturas; provocan que las curvas de las pérdidas por retorno presenten dos valles/ resonancias (*para $h=0.787\text{ mm}$*), dando como resultado un ancho de banda mayor que el de simulación. Lo que resulta favorable.

Los defectos del proceso de fabricación son más visibles en los arreglos en DiClad 880 con espesor de 0.787 mm con respecto a los fabricados en 1.575 mm, debido a la cercanía (mayor interacción de la energía que radia cada tipo de antena) entre antenas de parche y apertura en el plano de tierra.

Otro factor que provoca un ancho de banda más amplio es el acabado de la capa de cobre, ya que, al presentar pozos y protuberancias, son producidas mayores pérdidas por el conductor. Lo que se traduce en una disminución del factor de calidad Q_c , del que se trata en la sección 2.2.9.

Por otro lado, las formas de los patrones de radiación de los arreglos de antenas de parche y aperturas en el plano de tierra (figura 4.7); están estrechamente ligados al espesor del sustrato dieléctrico. Debido a que mientras mayor sea el espesor del dieléctrico, menor será el acoplamiento de energía en las aperturas y menor la radiación de las antenas de apertura. Por el contrario, cuando el espesor sea menor (0.787 mm), las aperturas en el plano de tierra se excitarán con mayor energía y el lóbulo inferior (de las antenas de apertura) será comparable al lóbulo superior (de los parches).

4.3 Conclusiones de resultados obtenidos.

En este capítulo se establece que el ancho de banda y la frecuencia de trabajo están determinados por la posición y dimensiones de las antenas de apertura; el perfil del conductor de toda la estructura; así como también los defectos de las dimensiones de las antenas de parche.

El grado de acoplamiento ($|S_{11}|$ mínimas) estará estrechamente relacionado al espesor del cobre y su perfil, así como a los cambios en ancho de las líneas que conforman la red de alimentación.

Los arreglos presentados en esta sección presentan algunas discrepancias en cuanto a dimensiones de fabricación y simulación, sin embargo, debido al amplio ancho de banda, las antenas trabajan dentro del rango esperado.

El arreglo que presenta mayor sensibilidad al proceso de fabricación, es el realizado en DiClad 880 con espesor de 0.787 mm, debido a que las antenas de parche y aperturas están más cercanas entre sí. Provocando que los defectos de fabricación separen ligeramente las resonancias que fueron diseñadas para estar juntas. Sin embargo, esta ligera separación de resonancias provoca que el ancho de banda sea más amplio, siendo no completamente perjudicial esta sensibilidad.

El proceso de fabricación empleado, además de ser simple y de bajo costo; nos permite reducir la el porcentaje de error (cambios en dimensiones); al controlar el calor y la presión aplicada al sustrato dieléctrico al momento de realizar la transferencia del diseño.

Una consideración extra que también podría modificar ligeramente el comportamiento del dispositivo fabricado, es la calidad del corte del sustrato dieléctrico. Ya que este tiende ligeramente a comprimirse o expandirse en algunas partes, dependiendo de la fuerza que se aplique, provocando un cambio en el espesor del sustrato dieléctrico.

Con ambos diseños de arreglos de antenas de parche y aperturas propuestos en DiClad 880 ($h=0.787$ mm y 1.575 mm) se obtienen buenas pérdidas por retorno; amplio ancho de banda; SWR cercano a la unidad y buenas ganancias ($> 6\text{dBi}$).

Pero al comparar entre sí; las formas del patrón de radiación y las ganancias; de estos arreglos, es destacable el diseño realizado en 1.575 mm, ya que presenta una mayor ganancia y menos radiación debajo del plano de tierra. Además de que, al ser un dieléctrico más grueso, presenta mayor estabilidad dimensional (menos flexible).

Al comparar los diseños realizados en este trabajo con antenas reportadas [67][72] y un arreglo de cuatro parches [75] en la tabla 4.10, es posible visualizar que estas poseen mejores características comportamentales, pero como se mencionó anteriormente el arreglo es el realizado con DiClad 880 con $h=1.575$ mm.

Tabla 4.10 Comparación de diseños del estado del arte y los diseñados en este trabajo.

Parámetro	[67]	[72]	[75]	Diseño con h=0.787mm	Diseño con h=1.575mm
Sustrato dieléctrico	<i>RO4003</i> $\epsilon_r = 3.36$ h= 0.508 mm	<i>RO3010</i> $\epsilon_r = 10.2$ h=1.28 mm	-- $\epsilon_r = 3.2$ h=3.064 mm	<i>DiClad 880</i> $\epsilon_r = 2.2^*$ h= 0.787 mm	<i>DiClad 880</i> $\epsilon_r = 2.2^*$ h= 1.575 mm
Largo x Ancho	3.3cm x 2.6cm	2.7 cm x 3.6 cm (solo parches)	2.16 cm x 2.16 cm	5.0 cm x 5.4 cm	5.0 cm x 5.4 cm
$ S_{11} $ a 5.8 GHz	-24 dB simulación -18.9 dB medición	-14 dB simulación -18.8 dB medición	-22 dB simulación	-24.11 dB simulación -20.86 dB medición (fab3)	-34.41 dB simulación -29.18 dB medición (fab2)
Ganancia a 5.8 GHz	6.4 dBi simulación y medición	6.2 dB simulación 4.2 dB medición	6.607 dBi simulación	6.4 dBi simulación	7.63 dBi simulación
Ancho de Banda ($ S_{11} = -10$ dB)	78.3 MHz simulación 75.4 MHz medición	--	260 MHz simulación	480 MHz simulación 617 MHz medición (fab3)	458 MHz simulación 455 MHz medición (fab2)
Directividad	--	--	--	6.59 dBi simulación	7.80 dBi simulación
Eficiencia de radiación	--	--	0.028	0.97	0.978
SWR a 5.8 GHz	1.1346 simulación 1.2560 medición	1.4985 simulación 1.2594 medición	--	1.132 simulación 1.199 medición	1.038 simulación 1.07 medición (fab2)

(*) Proporcionado por el fabricante.

5 Conclusiones generales

En este trabajo se realizó el diseño, modelado y caracterización de un arreglo de antena de parches y aperturas en tecnología microstrip. Esta tecnología fue seleccionada debido a sus grandes ventajas.

El diseño propuesto cuenta con amplio ancho de banda y alta ganancia, comparado a antenas convencionales de microstrip. Además, a pesar de ser un arreglo de antenas, éste tiene un tamaño reducido. El volumen total del arreglo en DiClad 880 con espesor de 1.575mm es de 3.93 cm^3 .

Las antenas de parche tienen 15 anillos “I” fotograbados, con el objetivo de reducir el 32.75% de sus dimensiones. Además, estos anillos permiten controlar la frecuencia de resonancia de los parches al modificar la distribución de corriente. Fue probado que estos anillos “I” no trabajan en el intervalo de frecuencias en que trabajan las antenas que conforman al arreglo.

Fue posible mejorar la ganancia y ancho de banda; al hacer que dos tipos de antenas; de parche y apertura (*slot o DGS*), resonaran a la misma frecuencia.

La estructura completa (sin considerar la interfaz coaxial-microstrip) presenta dos modos de propagación; modo *microstrip* (cuasi-Transversal Electromagnético) y modo *slotline* (modo transversal eléctrico), cada uno en un lado del sustrato; el modo microstrip en el lado superior del sustrato y el modo *slotline* en el lado inferior.

En cuanto al patrón de radiación, este presentará un lóbulo principal de gran tamaño con el máximo de radiación en $\theta=0^\circ$. Esto sucederá, cuanto más alejadas estén las antenas de parche con respecto a las de apertura, es decir cuanto mayor sea el espesor del dieléctrico (considerando $h \ll \lambda_0$). Así, las antenas de apertura serán excitadas, pero con menos energía, provocando que estas radien menos que las antenas de parche.

Además, se demostró que cuanto mayor es el espesor de dieléctrico menos sensible es a los defectos del proceso de fabricación y mayor será la ganancia.

Fue posible obtener buenos resultados del diseño de antenas de parche (sin aperturas en el plano de tierra) en espesores de dieléctrico de 0.508 mm, 0.787 mm y 1.575 mm. Sin embargo, los mejores resultados se obtuvieron con espesores de 0.787 mm y 1.575 mm, ya que al emplear el sustrato más delgado se obtuvo menor ganancia y una gran sensibilidad a defectos en la fabricación, debido al estrecho ancho de banda. Un cambio del 5% en las dimensiones en un arreglo fabricado en un dieléctrico de 0.508 mm se traduce en un desplazamiento en frecuencia del doble de su ancho de banda.

El arreglo propuesto (antenas de parche y apertura) puede ser fabricado en un sustrato dieléctrico; isótropo o ligeramente anisótropo (uniaxial), sin modificar las dimensiones físicas *totales*. Solo será necesario incluir en simulación los valores de permitividad dieléctrica y cambiar la separación de las aperturas “I” para reajustar el posible ligero cambio de la frecuencia de resonancia resultante.

El proceso de fabricación empleado, además de ser simple y de bajo costo, permite obtener buenos resultados, ya que una variación del 5% en la separación de los anillos “I” provocan un desplazamiento de 70 MHz para arreglos fabricados en el sustrato con $h=1.575$ mm, traducándose en un incremento del ancho de banda, ya que se provoca que las resonancias que fueron diseñadas para estar en el mismo punto en frecuencia, se separen ligeramente.

Aún con errores totales relativamente grandes en fabricación son obtenidos buenos resultados con el diseño propuesto, sin embargo, es necesario perfeccionar la técnica de fabricación.

Las contribuciones del trabajo realizado, en el área de investigación y desarrollo de antenas, son las siguientes:

- Se diseñaron y fabricaron arreglos de antenas de parche con ganancias superiores a 6 dBi en sustratos delgados, con espesores $\frac{\lambda_o}{102}$, $\frac{\lambda_o}{100}$ y $\frac{\lambda_o}{30}$.
- Se diseñaron, modelaron y fabricaron arreglos de antenas de; parche y apertura (*slots o DGS*) operando en conjunto a 5.8 GHz. En sustratos delgados ($h \approx \frac{\lambda_o}{100}, \frac{\lambda_o}{30}$) para mejorar el ancho de banda y ganancia.
- El aumento de la ganancia y el ancho de banda se logró sin afectar significativamente el patrón de radiación de las antenas de microstrip. El patrón de radiación posee solo un lóbulo principal en arreglos con espesor de $1.575 \text{ mm} \approx \frac{\lambda_o}{30}$.
- Mediante mediciones de los parámetros S y de las dimensiones físicas se obtuvo que los defectos del proceso de fabricación afectan directamente la frecuencia de trabajo en arreglos de antenas confiablemente isótropos.
- Los arreglos diseñados pueden ser fabricados en sustratos isótropos y ligeramente anisótropos, bastará con conocer los valores de permitividad dieléctrica y agregarlos al simulador de onda completa. El desplazamiento en la frecuencia de trabajo de la antena puede ser ajustado al modificar la separación de los anillos “I” sin modificar el tamaño total del arreglo.

5.1 Trabajo futuro.

- Realizar la medición de los parámetros de radiación de las antenas fabricadas.
- Analizar y evaluar el acoplamiento mutuo entre parches.
- Estudiar la fase del coeficiente de reflexión medido en la entrada del arreglo de antenas.
- Diseñar un sistema adaptativo de acoplamiento de impedancia (red LC) para la utilización de esta antena en dispositivos de comunicación.
- Incursionar en el área de sensores biomédicos basados en antenas en tecnología microstrip.

Lista de Figuras

Figura 1.1: Tendencias de servicios de salud [4].	4
Figura 1.2 Servicios y aplicaciones para el cuidado de la salud basado en el IoT [4].	5
Figura 1.3 Red IoT para el cuidado de la salud (IoThNet) [4].	9
Figura 1.4 Un diagrama conceptual de soluciones de salud ubicuas basadas en IoT [30].	10
Figura 1.5 Monitoreo remoto en dispositivos portátiles y atención médica personalizada [4].	11
Figura 1.6 Un diagrama conceptual de soluciones de salud ubicuas basadas en IoT [4].	11
Figura 2.1 Configuración de antena de parche microstrip [51].	20
Figura 2.2 Vista transversal de la configuración de Antena de apertura en tecnología Microstrip.	22
Figura 2.3 Configuraciones para una eficiente excitación de la antena de apertura; (a) Tira Microstrip con terminación en corto circuito y (b) Tira Microstrip con terminación en circuito abierto [51].	22
Figura 2.4 Relación anisotrópica para sustratos PTFE de cristal tejido y no tejido [51].	28
Figura 2.5 Constante dieléctrica de sustratos dieléctricos RO3003 y RO3035 con la variación en temperatura [56].	29
Figura 2.6 Patrón de radiación tridimensional y sistema de coordenadas para el análisis de antenas [53].	34
Figura 2.7 Patrón de radiación característico de una antena tipo parche [62].	34
Figura 2.8 Regiones de campo de una antena en relación a la potencia radiada [61].	35
Figura 2.9 Representación gráfica del <i>Steradian</i> [53].	36

Figura 2.10 Rotación de una onda plana electromagnética y su polarización elíptica a $z=0$ como una función del tiempo [53].....	38
Figura 2.11 Antena en tecnología microstrip.....	44
Figura 2.12 Campo eléctrico de borde en parches microstrip; a) cuadrado y b) circular [65].	45
Figura 2.13 Medios dieléctricos en tecnología microstrip. A) Líneas de campo eléctrico en Aire-sustrato. B) Permitividad eléctrica efectiva [53].	46
Figura 2.14 Longitud física y efectiva de un parche rectangular microstrip [53].	47
Figura 2.15 Modelo equivalente para una antena de apertura con alimentación microstrip [51]....	49
Figura 3.1 Antena de parche rectangular convencional microstrip diseñada a 5.8 GHz y sus dimensiones físicas con puerto de excitación a 50Ω en dieléctrico con espesor $h=0.508$ mm.....	56
Figura 3.2 Modo fundamental de la cavidad “I” simulada en HFSS con las dimensiones propuestas en [67] a 263 GHz.....	57
Figura 3.3 Distribución de corriente superficial en antenas de parche. A) Sin cavidades “I”. b) Con 15 cavidades “I” centradas.....	58
Figura 3.4 Pérdidas por retorno de antena de parche con la variación de la distribución de cavidades “I”, de simulación en HFSS.....	58
Figura 3.5 Pérdidas por retorno en puerto de entrada de simulación en HFSS con la variación de la distribución y separación de 15 “I” en antena de parche.	59
Figura 3.6 Pérdidas por retorno de simulación en HFSS para evaluar el impacto en la frecuencia de resonancia de la antena con la variación de la posición de 15 “I” a lo largo del parche.	59
Figura 3.7 Configuración de la red de alimentación e impedancias requeridas en líneas de transmisión para obtener el mejor acoplamiento.	61

Figura 3.8 Diseño de arreglos de antenas de parche simulados en HFSS. (a) Arreglo 1x2 con transformadores $\lambda/4$, (b) Arreglo 2x2 con la mínima distancia entre parches y (c) Arreglo 2x2 con transformadores $\lambda/4$.	61
Figura 3.9 Patrones de radiación (color rojo indica máxima radiación y color azul indica mínima radiación) de arreglos presentados en las figuras 3.7 y 3.8; (a) Arreglo de la figura 3.7, (b) Arreglo de la figura 3.8a, (c) Arreglo de la figura 3.8b y (d) Arreglo de la figura 3.8c.	62
Figura 3.10 Campo eléctrico en secciones de líneas de transmisión, que conforman la red de alimentación; a) línea de 50Ω con dobléz de 90° , b) línea de 50Ω con dobléz de 90° y mitigación de discontinuidad. c) línea de 50Ω con transformador $\lambda/4$, d) Unión T, e) Unión T y líneas de 50Ω con mitigación de discontinuidad.	62
Figura 3.11 Perfil de impedancia de líneas de transmisión que conforman la red de alimentación del arreglo propuesto y su variación con respecto a las discontinuidades y la mitigación de las mismas.	63
Figura 3.12 Perfil de impedancia de líneas acopladoras (Transformadores $\lambda/4$) de la red de alimentación.	64
Figura 3.13 Arreglos de 2x1 parches simulados en HFSS para evaluar el desempeño de red de alimentación; (a) Sin mitigación de discontinuidad y (b) Con mitigación de discontinuidad.	64
Figura 3.14 Patrón de radiación de arreglo de antenas de 2x1 parches, en DiClad 880; a) Separación entre parches $d=\lambda g/2$ y b) Separación entre parches $d=3\lambda g/2$.	66
Figura 3.15 Pérdidas por retorno $ S_{11} $ y ganancia obtenida de simulación en HFSS, de tres diseños de arreglos de 2x1 parches, en DiClad 880 de tres espesores de dielectrico (h).	66
Figura 3.16 Estructura simulada en HFSS para diferentes dimensiones de talones para evaluar su efecto en las pérdidas por retorno de toda la estructura.	68

Figura 3.17 Pérdidas por retorno con antenas de apertura en el plano de tierra ($L_s=19\text{mm}$, $W_s=0.5\text{mm}$) en el puerto de excitación con talones en circuito abierto de diferentes dimensiones.	68
Figura 3.18 Pérdidas por retorno del arreglo de antenas de parche-aperturas en DiClad 880 $h=0.787\text{mm}$ con $W_s=0.5\text{ mm}$, $\text{off-center}=0\text{mm}$ y $\text{DisX}=1\text{mm}$	69
Figura 3.19 Magnitud de campo eléctrico E a 5.8 GHz en la estructura simulada en HFSS ($h=0.787\text{ mm}$).	70
Figura 3.20 Distribución de campo eléctrico y de corriente superficial de las aperturas en el plano de tierra (DGS) a 5.8 GHz ($h=1.575\text{ mm}$).	70
Figura 3.21 Parámetros que determinan la posición de las aperturas en el plano de tierra con respecto a las líneas de alimentación y parches del conductor superior del sustrato dieléctrico.	71
Figura 3.22 Pérdidas por retorno en el puerto de excitación ante variaciones en la distancia del centro de la línea que excita a las aperturas (Transformador $\lambda/4$) y el centro de las aperturas en el plano de tierra (off-center).	71
Figura 3.23 Pérdidas por retorno en el puerto de excitación ante variaciones en la distancia entre el borde de los parches y el borde de la apertura en el plano de tierra (DisX).	72
Figura 3.24 Patrón de radiación de estructura simulada en HFSS para dos casos; (a) Resonancias separadas con $\text{DisX}=1\text{mm}$, (b) Resonancias juntas a 5.8 GHz con $\text{DisX} > 1\text{mm}$	72
Figura 3.25 Diseño propuesto con amplio ancho de banda y ganancia mejorada, en sustrato dieléctrico DiClad 880 para dos espesores ($h=0.787\text{mm}$ y 1.575 mm), con alimentación a $50\ \Omega$. ..	73
Figura 4.1 Cambio de la impedancia de líneas de $50\ \Omega$ con dobléz de 90° y Transformador $\lambda/4$ de la red de alimentación con incrementos $n\Delta W=0.1\text{ mm}$ ($n=1,5$) en el ancho.	76
Figura 4.2 Impacto del cambio en las dimensiones de anillos “I” inherentes en el proceso de fabricación en sustrato dieléctrico con espesor de metal de 1 onza.	77

Figura 4.3 Pérdidas por retorno de medición vs simulación de dos arreglos fabricados en Duroid 5880 con espesor de 0.508mm.	78
Figura 4.4 Pérdidas por retorno de medición y simulación de arreglos de 2x1 parches en DiClad 880 de espesor; (a) h=1.575mm y (b) h=0.787mm.	79
Figura 4.5 Ventana en HFSS para agregar y definir las características de un material con permitividad anisótropa (sustrato dieléctrico).	80
Figura 4.6 Diseño de arreglos de antenas de parches-aperturas propuestos, fabricados en DiClad 880; (a) h=0.787mm y (b) 1.575mm.	81
Figura 4.7 Medición de los parámetros S en el laboratorio de altas frecuencias en el INAOE.	81
Figura 4.8 Pérdidas por retorno de arreglos de antenas de parches-aperturas de medición y simulación en DiClad 880 con espesor; (a) 1.575 mm y (b) 0.787 mm.	82
Figura 4.9 Representación-2D del patrón de radiación de simulación de arreglos propuestos para dos espesores (h) de sustrato dieléctrico DiClad 880.	83
Figura 4.10 Medición en Perfilómetro DektakXT de los arreglos de antenas.	84
Figura 4.11 Arreglos de antenas fabricados en DiClad 880 (h=0.787 mm, 1.575 mm) y en Duroid 5880 (0.508 mm).	85
Figura 4.12 Defectos en arreglos de antenas debidos al proceso de fabricación (a) En parches, (b) En líneas de alimentación, (c) en aperturas.	85
Figura 4.13 Esquema de mediciones realizadas a arreglos de antenas; (a) Medición con perfilómetro y (b) Medición con Vernier digital de precisión.	86
Figura 4.14 Perfil de arreglo de antenas fabricado en DiClad 880 de ½ onza de cobre y medido en perfilómetro DekTakXT.	86

Lista de Tablas

Tabla 1.1 Parámetros de capa física de 6LoWPAN, LoRaWAN y SigFox [46].	13
Tabla 1.2 Comparación de bandas habituales [47].	16
Tabla 2.1. Lista de factores de rendimiento de antenas para diseñadores.	21
Tabla 2.2. Características comúnmente conocidas de las antenas microstrip.	23
Tabla 2.3 Comparación cualitativa de antenas Microstrip de parche y apertura.	23
Tabla 2.4. Constantes dieléctricas de materiales sustratos compuestos [51].	26
Tabla 2.5. Sustratos de bajo costo para antenas de microstrip a bajas frecuencias.	27
Tabla 2.6 Características de sustratos a 10 GHz [51].	30
Tabla 2.7 Figuras de mérito en antenas microstrip.	42
Tabla 2.8 Modelos para análisis de antenas microstrip.	46
Tabla 2.9 Características de antenas de parche microstrip reportadas a 5.8 GHz.	53
Tabla 2.10 Características de antenas de apertura microstrip reportadas a 5.8 GHz.	53
Tabla 3.1 Impacto de mitigación de discontinuidades en figuras de mérito del arreglo.	64
Tabla 3.2 Dimensiones de arreglos de parches y aperturas en DiClad880.	73
Tabla 4.1 Porcentaje de error entre los parámetros-S de medición y simulación.	79
Tabla 4.2 Parámetros obtenidos de medición y simulación de arreglos de antenas de parche.	82
Tabla 4.3 Parámetros obtenidos de medición y simulación de arreglos de antenas de parche-apertura.	83

Tabla 4.4 Dimensiones de líneas de alimentación y espesores de cobre promedio de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de $h=0.787$ mm. 87

Tabla 4.5 Separación promedio entre “I” de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de $h=0.787$ mm. 87

Tabla 4.6 Dimensiones promedio de aperturas en plano de tierra y % de error en su posición (fabricados en sustrato con $h=0.787$ mm) 87

Tabla 4.7 Dimensiones de líneas de alimentación y espesores de cobre promedio de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de $h=1.575$ mm. 88

Tabla 4.8 Separación promedio entre “I” de arreglos fabricados en sustrato dieléctrico de $h=1.575$ mm. 88

Tabla 4.9 Dimensiones promedio de aperturas en plano de tierra y % de error en su posición (fabricados en sustrato con $h=1.575$ mm) 88

Tabla 4.10 Comparación de diseños del estado del arte y los diseñados en este trabajo. 91

Bibliografía

- [1] Vyshnavi Das S K y T Shanuganatham, «Design of Triple Starfish Shaped Microstrip Patch Antenna for IoT Applications», Proceedings of 2017 IEEE International Conference on Circuits and Systems.
- [2] L. Lizzi, F. Ferrero, P. Monin, C. Danchesi y S.Boudaud, «Design of Miniature Antennas for IoT Applications», 2016 IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)
- [3] Naved Alam, Prashany Vats y Neha Kashyap, « Internet of things: A Literature Review», *IEEE*, 2017 International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA).
- [4] S. M. Riazul Islam, Daehan Kwark,MD. Humaun Kabir, Mahmud Hossain y Kyung-Sup Kwak, «The Internet of Things for Health Care: A comprehensive Survey», *IEEE Access* (Volume: 3) 2015.
- [5] Yang, Y. Ge, W. Li, W. Rao, and W. Shen, ``A home mobile healthcare system for wheelchair users,`` in Proc. IEEE Int. Conf. Comput. Supported Cooperat. Work Design (CSCWD), May 2014, pp. 609-614.
- [6] R. S. H. Istepanian, S. Hu, N. Y Philip y S. Sungoor. “The potential of Internet of m-health Things ‘m-IoT’ for non-invasive glucose level sensing”, Proc.IEEE Annu Int. Conf. Eng. Med. Biol. Soc (EMBC), Agosto/Septiembre 2011; pp. 5264-5266.
- [7] B. J. Drew, “Practice standards for electrocardiographic monitoring in hospital settings”, *Circulation*, vol.110, no. 17, pp. 2721-2746, Octubre 2004.
- [8] P.K. Dash, “Electrocardiogram monitoring”, *Indian J. Anaesthesia*, vol.46, no.4, pp.251-260, Agosto 2002.
- [9] A. Dohr, R. Modre-Opsrian, M. Drobits, D. Hayn y G. Schreier, “The Internet of Things for ambient assisted living”, Proc. 7th Int. Conf. Inf. Technol., New Generat (ITNG), Abril 2010.
- [10] Z. J. Guan, “Internet of Things human body data blood pressure collecting and transmitting device”, “Chinese Patent 202821362 U”, 27 de Marzo de 2013.
- [11] T. J. Xin, B. Min y J. Jie, “Carry-on blood pressure/pulse rate/ blood oxygen monitoring location intelligent terminal based on Internet of Things”, “Chinese Patent 202875315 U”, Abril 2013.
- [12] M. N. Ruiz, J. M. García y B. M. Fernández, “Body temperature and its importance as a vital constant”, *Revista enfermería*, vol 32, no. 9, pp. 44-52, septiembre 2009.

- [13] Z. Jian, W. Zhanli y M. Zhuang, “Temperature measurement system and method based on home gateway”, “Chinese Patent 102811185 A”, diciembre 2012.
- [14] E. C. Larson, T. Lee, S. Liu, M. Rosenfeld y S.N. Patel, “Accurate and privacy preserving cough sensing using a low-cost microphone”, Proc. ACM Int. Conf. Ubiquitous Comput., Septiembre 2011, pp. 375-384.
- [15] Z. Pang, J. Tian, and Q. Chen, “Intelligent packaging and intelligent medicine box for medication management towards the Internet-of-Things”, Proc. 16th Int. Conf. Adv. Commun. Technol. (ICACT), Feb. 2014, pp. 352360.
- [16] Jesse Leaman y Hung Manh La, “A comprehensive Review of Smart Wheelchairs: past, present and future”, IEEE Transactions on human-machine systems Vol.47, agosto 2017.
- [17] Dr. Hawking’s Connected Wheelchair Project. [En línea] <http://www.intel.co.kr/content/www/kr/ko/internet-of-things/videos/drhawkings-connected-wheelchair-video.html>,
- [18] V. M. Rohokale, N. R. Prasad, and R. Prasad, “A cooperative Internet of Things (IoT) for rural healthcare monitoring and control”, Proc. Int. Conf. Wireless Commun., Veh. Technol., Inf. Theory Aerosp. Electron. Syst. Technol. (Wireless VITAE), Feb./Mar. 2011, pp. 1-6.
- [19] Gayat., “Performance evaluation of a noninvasive hemoglobin monitoring device”, Ann. Emergency Med., vol. 57, no. 4, pp. 330-333, Abril 2011.
- [20] .M Pesta, J. Fichtl, V. Kulda, O. Topolcan y V. Treska, “Monitoring of circulating tumor cells in patients undergoing surgery for hepatic metastases from colorectal cancer”, *Anticancer Res.*, vol. 33, no. 5, pp. 22392243, Mayo 2013.
- [21] E. C. Larson, M. Goel, G. Boriello, S. Heltshe, M. Rosenfeld y S. N. Patel, “SpiroSmart: Using a microphone to measure lung function on a mobile phone”, Proc. ACM Int. Conf. Ubiquitous Comput., Septiembre 2012, pp. 280-289.
- [22] E. C. Larson, M. Goel, M. Redeld, G. Boriello, M. Rosenfeld y S. N. Patel, “Tracking lung function on any phone”, Proc. ACM Symp. Comput. Develop., Enero 2013, Art. ID 29.
- [23] J. Lee, B. A. Reyes, D. D. McManus, O. Mathias y K. H. Chon, “Atrial brillation detection using a smart phone”, Proc. Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc., Agosto./Septiembre 2012, pp. 1177-1180.
- [24] J. Lee, B. A. Reyes, D. D. McManus, O. Mathias y K. H. Chon, “Atrial brillation detection using an iPhone 4S”, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 60, no. 1, pp. 203-206, Enero 2013.

- [25] N.-C. Chen, K.-C. Wang, and H.-H. Chu, "Listen-to-nose: A low-cost system to record nasal symptoms in daily life", Proc. ACM Int. Conf. Ubiquitous Comput., Septiembre 2012, pp. 590-591.
- [26] T. Wadhawan, S. Ning, R. Hu, K. Lancaster, X. Yuan, and G. Zouridakis, "Implementation of the 7-point checklist for melanoma detection on smart handheld devices", Proc. Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc., Agosto/Septiembre 2011, pp. 3180-3183.
- [27] L. Wang, P. C. Pedersen, D. Strong, B. Tulu y E. Agu, "Wound image analysis system for diabetics", Proc. SPIE, vol. 8669, p. 866924, Marzo 2013.
- [28] Q. Zhu, R. Wang, Q. Chen, Y. Liu y W. Qin, "IoT gateway: Bridging wireless sensor networks into Internet of Things", Proc. IEEE/IFIP 8th Int. Conf. Embedded Ubiquitous Comput. (EUC), Diciembre 2010, pp. 347-352.
- [29] I. Gronbaek, "Architecture for the Internet of Things (IoT): API and interconnect", Proc. Int. Conf. Sensor Technol. Appl., Aug. 2008, pp. 802-807.
- [30] H. Viswanathan, E. K. Lee, and D. Pompili, "Mobile grid computing for data- and patient-centric ubiquitous healthcare", Proc. 1st IEEE Workshop Enabling Technol. Smartphone Internet Things (ETSIoT), Junio 2012, pp. 36-41.
- [31] Página oficial: <http://www.health-alliance.com/>
- [32] X. M. Zhang y N. Zhang, "An open, secure and exible platform based on Internet of Things and cloud computing for ambient aiding living and telemedicine", Proc. Int. Conf. Comput. Manage. (CAMAN), Mayo 2011, pp. 1-4.
- [33] S. Imadali, A. Karanasiou, A. Petrescu, I. Sifniadis, V. Veque y P. Angelidis, "eHealth service support in Ipv6 vehicular networks", Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Mobile Comput., Netw. Commun. (WiMob), Octubre 2012, pp. 579-585
- [34] A. J. Jara, M. A. Zamora, and A. F. Skarmeta, "Knowledge acquisition and management architecture for mobile and personal health environments based on the Internet of Things", Proc. IEEE Int. Conf. Trust, Security Privacy Comput. Commun. (TrustCom), Junio 2012, pp. 1811-1818.
- [35] Doukas and I. Maglogiannis, "Bringing IoT and cloud computing towards pervasive healthcare", Proc. Int. Conf. Innov. Mobile Internet Services Ubiquitous Comput. (IMIS), Julio 2012, pp. 922-926.
- [36] M. S. Shahamabadi, B. B. M. Ali, P. Varahram, and A. J. Jara, "A network mobility solution based on 6LoWPAN hospital wireless sensor network (NEMO-HWSN)", Proc. 7th Int. Conf. Innov. Mobile Internet Services Ubiquitous Comput. (IMIS), Julio 2013, pp. 433-438.

- [37] J. Jara, A. F. Alcolea, M. A. Zamora, A. F. J. Skarmeta y M. Alsaedy, “Drugs interaction checker based on IoT,” in Proc. Internet Things (IOT), Noviembre/Diciembre 2010, pp. 1-8.
- [38] N. Bui, N. Bressan, y M. Zorzi ,”Interconnection of body area networks to a communications infrastructure: An architecture”, Proc. 18th Eur. Wireless Conf. Eur. Wireless, Abril 2012.
- [39] P. Lopez, D. Fernandez, A. J. Jara y A. F. Skarmeta, “Survey of Internet of Things technologies for clinical environments”, Proc. 27th Int. Conf. Adv. Inf. Netw. Appl. Workshops (WAINA), Marzo 2013, pp. 1349-1354.
- [40] A. J. Jara, M. A. Zamora-Izquierdo, and A. F. Skarmeta, “Interconnection framework for mHealth and remote monitoring based on the Internet of Things”, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 31, no. 9, pp. 47-65, Septiembre 2013.
- [41] R. Tabish, “A 3G/WiFi-enabled 6LoWPAN-based U-healthcare system for ubiquitous real-time monitoring and data logging”, Proc. Middle East Conf. Biomed. Eng. (MECBME), Febrero 2014, pp. 277-280.
- [42] M. F. A. Rasid, “Embedded gateway services for Internet of Things applications in ubiquitous healthcare”, Proc. 2nd Int. Conf. Inf. Commun. Technol. (ICoICT), Mayo 2014, pp. 145-148.
- [43] Z. Shelby y C. Bormann, “6LoWPAN: The Wireless Embedded Internet”, 1st ed. London, U.K.: Wiley, 2009.
- [44] M. Vazquez-Briseno, C. Navarro-Cota, J. I. Nieto-Hipolito, E. Jimenez-Garcia y J. D. Sanchez-Lopez, “A proposal for using the Internet of Things concept to increase children’s health awareness”, Proc. 22nd Int. Conf. Elect. Commun. Comput. (CONIELECOMP), Febrero 2012, pp. 168-172.
- [45] X. Jia, H. Chen, and F. Qi, “Technical models and key technologies of e-health monitoring”, Proc. IEEE Int. Conf. E-Health Netw., Appl. Services (Healthcom), Octubre 2012, pp. 23-26.
- [46] H. A. A. Al-Kashoash y Andrew H. Kemp, «Comparison of 6LoWPAN and LPWAN for the Internet of Things», *Australian Journal of Electrical and Electronics engineering*, 2017.
- [47] 5.8 GHz, the best choice for RTLS.
<http://www.purelink.ca/en/technologies/real-time-location-system.php>
- [48] Technical Brief: 5 GHz IEEE 802.11^a For Interference Avoidance, Motorola 2009.
- [49] Deschamps y G.A, “Microstrip Microwave Antennas”, 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [50] Gutton, H. y G. Baissinot, “Flat Aerial for Ultra High Frequencies”, Patente 105ontrol105 No. 70313, 1995.

- [51] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl y Apisak Ittipiboon, “Microstrip Antenna Design Handbook”, pp. 2-3, pp.3, 759-760, pp. 441-453, pp. 453, Artech House, Boston, Londres.
- [52] Howell, J. Q., “Microstrip Antennas”, IEEE AP-S Int. Symp. Digest, 1972, pp.177-180.
- [53] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory- Analysis and design”, Cuarta edición, Publicada por John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey y en Canada en 2016.
- [54] David M. Pozar, “Radiation and Scattering from a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-35, No.6, junio de 1987
- [55] Plamen I. Dankov, Maria I. Kondeva y Slavi R. Baev, “Influence of the Substrate Anisotropy in the Planar Antenna Simulations”, International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2010
- [56] Hoja de datos de Rogers Corporation, “RO3000^R Series Circuits Materials”, consultado en el sitio web el 18 de Noviembre de 2018.

Sitio web: <https://www.rogerscorp.com/documents/722/acs/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010-RO3035.pdf>.
- [57] John Coonrod y Art Aguayo, Rogers Corporation, “Thin Printed Circuit Board Laminates in High Frequency Applications”, Agosto 2009.
- [58] S. P. Morgan, “Effect of surface roughness on Eddy Current losses at Microwave Frequencies,” J. Applied Physics, p. 352, v. 20, 1949
- [59] Allen F.Horn, Patricia A. LaFrance, John W. Reynolds y John Coonrod, “The influence of test method, conductor profile, and substrate anisotropy on the permittivity values required for accurate modeling of high frequency planar circuits”, consultado en el sitio web el 20 de noviembre de 2018.

Sitio web: <http://www.rogerscorp.com/documents/2441/acm/articles/The-Influence-of-Test-Method-Conductor-Profile-and-Substrate-Anisotropy-on-the-Permittivity-Values-Required-for-Accurate-Modeling-of-High-Frequency-Planar-Circuits.pdf>
- [60] R. Ding, L. Tsang y H. Braunisch, “Wave propagation in a randomly rough parallel-plate waveguide”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 57, n.5, Mayo 2009.
- [61] Murphy Arteaga Roberto Stack, “Teoría electromagnética” , Editorial Trillas, 2001- Capítulo 9.- Transmisión de ondas electromagnéticas.
- [62] P. Kokila, T. Saranya y S. Vanitha, “Analysis and Design of Rectangular Microstrip Patch Antenna using HFSS”, Journal of Network Communications and Emerging Technologies, 2016.

- [63] Miguel Fernando, Alejandro Valero, del Departamento de comunicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia, “Introducción. Parámetros de antenas”, consultado en el sitio web el 21 de noviembre de 2018.
- Sitio web: http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Tema_1.PDF
- [64] David M. Pozar, “Microwave Engineering”, 4^o edición, pp. 291-292.
- [65] De L. Diaz y T.A. Milligan, “Antenna Engineering Using Physical Optics”, figuras 3.12 y 3.19, Artech House Inc.
- [66] K.C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia, “Microstrip lines and slotlines”, pp. 205-209, Second Edition, Artech House, Londres, 1996.
- [67] Qian Wang, Ning Mu, Linli Wang, Jingping Liu, Ying Wang, “Miniaturization Microstrip Antenna Design based on Artificial Electromagnetic Structure”, 2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP).
- [68] Bhushan Bhimrao Dhengale, Deepak C. Karia, “A 5.8 GHz ISM Band Microstrip Antenna for RFID applications”, 2015 International Conference on Nascent Technologies in the Engineering Field (ICNTE).
- [69] Yew Been Seok, M. Rizon M. Juhari, Saiful Bahri Mohamed, Wee Fwen Hoon, “Full Ground Plane Dual-Band Microstrip Antenna for ISM and HiperLAN/2 Applications”, 2014 IEEE Conference on Open Systems (ICOS).
- [70] Kai Li, Li-Jie Xu, Zhu Duan, Yiming Tang, Yaming Bo, “Dual-band and Dual-Polarized Repeater Antenna for Wearable Applications”, 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS).
- [71] Buenrostro Rocha Sergio, “Metodología para el diseño y construcción de una antena de microcinta en la banda WiMax a 3.5 GHz”, Tijuana-México, 2007, Instituto Politécnico Nacional.
- [72] Negar Majidi, Goksen Goksenin Yaraliioglu, Mohammand Rahim Sobhani, “Design of a Quad Element Patch Antenna at 5.8 GHz”, 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)
- [73] Mourad Nedil, Tayeb A. Denidni y Larbi Talbi, “Experimental Investigation of a novel bow-tie slot Antenna for Wideband Wireless Applications at 5.8 GHz”, IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, pp. 4475-4478, Vol.4, 2004.
- [74] Cheny Hsing Hsu y Ping Che Wu, “Microstrip-Line fed wide rectangular Slot Antenna for Multiband Operation”, IEEE International Wireless Symposium (IWS), 2013.
- [75] Prakhar Consul, “Triple Band Gap Coupled Microstrip U-Slotted Patch Antenna using L-Slot DGS for Wireless Applications”, IEEE International Conference on communication, 107ontrol and intelligent systems, 2015.

- [76] Wen Hsiu Hsu, Shan Cheng Pan y Chia Lun Tang, “A slot MIMO Antenna design at Small Ground Plane for WLAN Application”, 15th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2018.
- [77] Arvind Kumar, Divya Chaturvedi y Singaravelu Raghavan, “Design and Experimental verification of dual-fed, self-diplexed cavity-backed Slot Antenna using HMSIW Technique”, IET Microwaves, Antennas and Propagation, 2019.
- [78] S. Collardey, A. Sharaiha, “Calculation of Small Antennas Quality Factor Using FDTD Method”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters Vol.5, 2006.
- [79] Rajendra R. Patil, Vani R.M and P.V. Hunagund, “Simulation Characterization of Patch Antenna using Ultra-Thin Conductors for Wireless LAN Applications”, International Journal of Computer Applications, 2014.
- [80] James C. Rautio y Serhend Arvas, “ Measurement of Planar Substrate Uniaxial Anisotropy”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, 2009.
- [81] Kai Chang, “RF and Microwave Wireless Systems”, Texas A&M University, John Wiley & Sons, INC, 2000.