



INAOE

**Diseño e implementación de nodos
sensores y sensores de
desplazamiento basados en
resonadores de microondas para la
medición del ancho de grietas en
sistemas enfocados en el monitoreo
de la salud estructural**

Por

Miguel Hernández Aguila

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el
grado de

**DOCTOR EN CIENCIAS EN LA ESPECIALIDAD DE
ELECTRÓNICA**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y
Electrónica**

Febrero del 2025

Tonantzintla, Puebla.

Supervisado por

Dr. José Luis Olvera Cervantes

Dr. Aldo Eleazar Pérez Ramos

Dr. Alonso Corona Chávez

©INAOE 2025

Derechos Reservados

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



Resumen

En este trabajo de tesis, se proponen tres sensores de desplazamiento para la medición del ancho de grietas en sistemas de monitoreo de la salud estructural (SHM por sus siglas en inglés). Los sensores se basan en resonadores de microondas de un puerto diseñados para variar su frecuencia de resonancia en función del desplazamiento de un parche móvil colocado encima de ellos. Los sensores son diseñados para cambiar su frecuencia de resonancia dentro de la banda S. Además, son propuestos modelos de nodos sensores para medir el coeficiente de reflexión de sensores de microondas de un puerto en banda S sin usar un analizador de redes vectoriales (VNA por sus siglas en inglés). Los nodos sensores son diseñados para conectarse a redes inalámbricas de sensores (WSN por sus siglas en inglés) de corto alcance basadas en tecnología ZigBee y WiFi. Los sensores propuestos fueron probados mediante simulaciones y pruebas experimental. En las pruebas experimentales se utilizó un VNA de laboratorio y los nodos sensores propuestos conectados a WSN. Los resultados de las pruebas experimentales indican que los sensores propuestos cuentan sensibilidades superiores a los 0.070 GHz/mm y una linealidad mayor a 0.958 que es medida a través del coeficiente de determinación.

Palabras clave: Ancho de grietas, monitoreo de la salud estructural, nodo sensor, redes inalámbricas de sensores, resonadores de microondas, sensor de desplazamiento, sensores de microondas.

Abstract

In this thesis work, three displacement sensors are proposed for crack width measurement in structural health monitoring (SHM) systems. The sensors are based on one-port microwave resonators designed to vary their resonant frequency according to the displacement of a movable patch placed above them. The sensors are designed to change their resonant frequency within the S-band. Additionally, sensor node models are proposed for measuring the reflection coefficient of one-port microwave sensors in the S-band without using a vector network analyzer (VNA). The sensor nodes are designed to connect to short-range wireless sensor networks (WSN) based on ZigBee and WiFi technology. The proposed sensors were tested through simulations and experimental tests. In the experimental tests, a laboratory VNA and the proposed sensor nodes connected to WSN were used. The results of the experimental tests indicate that the proposed sensors have sensitivities greater than 0.070 GHz/mm and a linearity higher than 0.958 that is measured through the coefficient of determination.

Keywords: Crack width, displacement sensor, microwave resonators, microwave sensors, sensor node, structural health monitoring, wireless sensor networks.

Agradecimientos

A la vida por haberme dado la posibilidad de recorrer todo el trayecto que me ha traído hasta este momento.

A mi familia por siempre darme incondicionalmente todo su cariño y apoyo, y ser siempre mi principal impulso para superarme día a día.

Al Dr. José Luis Olvera Cervantes por siempre brindarme todo su apoyo y confianza a lo largo de los años que trabajamos juntos.

Al Dr. Aldo y al Dr. Alonso por su todo su tiempo y apoyo a lo largo de estos años.

Al INAOE por haberme abierto las puertas para poder seguir con mi preparación académica y ser mi segunda casa por más de seis años.

Finalmente, al CONAHCYT por la beca otorgada.

Índice	
Capítulo 1: Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Problemas por resolver.....	1
1.3. Antecedentes y estado del arte.....	2
1.3.1. Antecedentes y estado del arte de sensores de desplazamiento basados en resonadores de microondas.....	2
1.3.2. Antecedentes y estado del arte de nodos sensores diseñados para medir sensores de microondas.....	3
1.4. Objetivo general y objetivos específicos	3
1.4.1. Objetivo general	3
1.4.2. Objetivos específicos.....	3
Capítulo 2: Marco teórico	4
2.1. Sensores de microondas	4
2.1.1. Resonadores de microondas	4
2.1.1.1. Tipos de resonadores	5
2.1.1.1.1. Resonadores planares	5
2.1.1.1.1.1. Tecnología microstrip.....	6
2.1.1.1.1.2. Antena de parche rectangular.....	7
2.1.1.1.1.3. Transformador de lambda cuartos	7
2.1.1.1.1.4. Resonador de lambda cuartos	8
2.1.1.1.1.5. Resonador de impedancia escalonada (SIR por sus siglas en inglés) de lambda medios	9
2.1.1.1.1.5.1. SIR la lambda medios de dos secciones	9
2.1.1.1.1.5.2. SIR de lambda medios de tres secciones.....	10
2.1.1.1.1.6. Línea de alimentación tipo tapered line.....	11
2.2. Red inalámbrica de sensores	12
2.2.1. Nodo sensor	12
2.2.1.1. Unidad de potencia.....	12
2.2.1.2. Unidad de procesamiento	12
2.2.1.3. Transceptor.....	12
2.2.1.3.1. ZigBee	12
2.2.1.3.2. WiFi.....	13
2.2.1.4. Unidad de sensado	13

2.2.1.4.1. Circuito reflectómetro	13
2.2.1.4.1.1. Aislador	14
2.2.1.4.1.2. Mezclador	14
2.2.1.4.1.3. Divisor de potencia Wilkinson	15
2.2.1.4.1.4. Señal chirp	15
2.2.1.4.1.5. Principio de funcionamiento de circuito reflectómetro	16
2.2.1.4.1.6. Coeficiente de reflexión	16
2.2.1.4.1.7. Calibración (Método SOL)	17
Capítulo 3: Metodología	19
3.1. Metodología propuesta para la implementación de un nodo sensor de microondas integrado en una red inalámbrica de sensores de corto alcance.	19
3.1.1. Metodología para el diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en antena de parche rectangular.....	19
3.1.2. Metodología para diseño, implementación y prueba del nodo sensor basado en tecnología ZigBee para la medición de sensores de microondas.....	21
3.2. Metodología propuesta para la implementación de un nodo sensor WiFi con alta sensibilidad y linealidad basado en un resonador de lambda cuartos para la medición del ancho de grietas.....	26
3.2.1. Metodología para el diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos	26
3.2.2. Metodología para el diseño, implementación y prueba de nodo sensor basado tecnología WiFi para la medición de sensores de microondas	30
3.3. Metodología para el diseño de un sensor con alta sensibilidad y linealidad basado en un SIR de lambda medios para la medición del ancho de grietas	31
Capítulo 4: Resultados.....	37
4.1. Resultados de la implementación de un nodo sensor de microondas integrado a una red inalámbrica de sensores de corto alcance.....	37
4.1.1. Discusión de resultados de la implementación de un nodo sensor de microondas integrado a una red inalámbrica de corto alcance.....	38
4.2. Resultados de la implementación de un nodo sensor WiFi con alta sensibilidad y linealidad basado en un resonador de lambda cuartos para la medición del ancho de grietas	39
4.2.1. Discusión de resultados de la implementación de un nodo sensor WiFi con alta sensibilidad y linealidad basado en un resonador de lambda medios para la medición del ancho de grietas	41
4.3. Resultados arrojados por el sensor con alta sensibilidad y linealidad basado en un SIR de lambda medios propuesto para la medición del ancho de grietas.....	42

4.3.1. Discusión de resultados arrojados por el sensor con alta sensibilidad y linealidad basado en un SIR de lambda medios propuesto para la medición del ancho de grietas.....	45
Capítulo 5: Conclusiones	47
Apéndice A: Trabajos derivados.....	48
Referencias	49

Capítulo 1: Introducción

1.1. Motivación

El monitoreo de salud estructural (SHM por sus siglas en inglés) se define como el proceso de adquirir y analizar datos de sensores instalados en una estructura para evaluar su estado [1]. Para el diagnóstico de la salud estructural, en un SHM generalmente se miden parámetros como tensión, carga, nivel de pH, humedad, vibraciones, desplazamientos y grietas [2]. Con respecto a las grietas, se realiza el monitoreo continuo del ancho de la grieta para determinar el nivel de riesgo de la estructura agrietada y ayuda en la toma de decisiones sobre la restauración de la estructura [3], [4].

1.2. Problemas por resolver

Normalmente cuando se evalúa una estructura, la medición del ancho de una grieta se realiza mediante una inspección visual hecha por personal capacitado. La medición se hace fijando un fisurómetro en los extremos de la grieta. El fisurómetro es un instrumento analógico utilizado para medir el desplazamiento entre dos superficies [5]. Sin embargo, hacer mediciones de esta forma cuenta con importantes desventajas, tales como discontinuidad en las mediciones, ambigüedad en la interpretación de los datos y dificultad para acceder a las zonas de interés [6]. Por tal motivo, en sistemas SHM son utilizados sensores que permiten superar estas desventajas porque pueden ser monitoreados continuamente, su medición no depende de la interpretación del usuario y pueden ser monitoreados a distancia si se equipan con un sistema de comunicación inalámbrico.

Para la medición y el monitoreo del ancho de grietas, los sensores utilizados en un SHM deben cumplir con características específicas, tales como tener alta sensibilidad y linealidad, poder ser integrados en dispositivos de pequeñas dimensiones y poder ser leídos de manera inalámbrica. Con respecto a la lectura inalámbrica, es necesario que el sensor pueda ser leído mediante un nodo sensor que pueda transmitir de forma inalámbrica al usuario las lecturas hechas por el sensor. El nodo sensor debe tener las siguientes características: identificación, comunicación, interacción y capacidad computacional. Estas características son importantes, debido a que los sistemas SHM se basan en sistemas para el internet de las cosas (IoT por sus siglas en inglés), que están compuestos por redes inalámbricas de sensores (WSN por sus siglas en inglés) formadas por nodos sensores que pueden ser controlados y monitoreados a través de internet [1], [7].

Entre los diversos tipos de sensores que existen se encuentran los sensores de microondas basados en resonadores. Esta clase de sensores son ampliamente usados por su precisión [8]. En la literatura, se encuentran diversos diseños de sensores de microondas basados en resonadores que están enfocados en diferentes aplicaciones, tales como medición de permitividad relativa en materiales sólidos [9] y líquidos [10], medición no invasiva de glucosa [11], medición de desplazamiento [12]-[24], entre otras. Con respecto a la medición del ancho de grietas en sistemas SHM, se han diseñado sensores de desplazamiento basados en sensores de microondas que pueden ser utilizados como fisurómetros. Estos sensores son una interesante opción para la medición del ancho de grietas debido a que son capaces de alcanzar una alta sensibilidad y linealidad, y pueden ser diseñados con pequeñas dimensiones. Sin embargo, en la actualidad aún se requiere trabajar en el diseño de sensores de microondas que cuenten una sensibilidad y linealidad adecuadas para la

medición óptima del ancho de grietas. Por otro lado, la mayoría de los sensores de microondas presentes en la literatura son leídos con analizadores de redes vectorial (VNA por sus siglas en inglés) de laboratorio, lo cual limita su uso en aplicaciones reales.

1.3. Antecedentes y estado del arte

1.3.1. Antecedentes y estado del arte de sensores de desplazamiento basados en resonadores de microondas.

En [12] se propone un sensor de desplazamiento compuesto por una antena F invertida alimentada capacitivamente (CFIFA por sus siglas en inglés) diseñada en tecnología microstrip con un parche en forma de “L” y un parche rectangular. Al desplazar el parche rectangular sobre el parche en forma de “L”, la frecuencia de resonancia de la CFIFA cambia, de tal forma que puede establecerse una relación entre el desplazamiento del parche rectangular y la frecuencia de resonancia de la CFIFA.

En [13] se propone el diseño de un sensor de desplazamiento basado en una guía de onda integrada en sustrato corrugado (CSIW por sus siglas en inglés). El sensor se compone por una cavidad resonante CSIW y una placa metálica. Tres de las paredes de la cavidad son fabricadas con vías hole y la cuarta pared es fabricada con stubs de un cuarto de longitud de onda. El funcionamiento del sensor consiste en colocar la placa metálica sobre los stubs de la cavidad y desplazarla sobre ellos, esta acción provoca que la frecuencia de resonancia de la cavidad cambie en función del desplazamiento de la placa metálica.

En [14] los autores reportan un sensor de desplazamiento basado en un resonador dieléctrico (DR por sus siglas en inglés). El sensor está formado por un dieléctrico cilíndrico colocado sobre una línea de alimentación microstrip. El principio de funcionamiento del sensor consiste en desplazar el dieléctrico a lo largo de la línea de alimentación, esta acción modifica la frecuencia de resonancia del DR en función del desplazamiento del dieléctrico.

En [15] se presenta un sensor de desplazamiento basado en resonadores de anillo dividido acoplados (SRRs por sus siglas en inglés). El sensor se compone por una estructura de alimentación y una estructura de sensado. La estructura de alimentación es diseñada con un loop rectangular mientras que, la estructura de sensado se compone por SRRs acoplados de doble capa. El principio de funcionamiento del sensor indica que al desplazar un resonador (resonador móvil) sobre el otro, la frecuencia de resonancia de la estructura de sensado cambiara. Este efecto permite relacionar la frecuencia de resonancia de la estructura de sensado con el desplazamiento del resonador móvil.

En [16] se propone un sensor de desplazamiento basado en un resonador de impedancia escalonada (SIR por sus siglas en inglés). El sensor cuenta con un resonador SIR, fabricado en una guía de onda coplanar y terminado con un resonador RLC, y un dieléctrico móvil. El principio de funcionamiento del sensor consiste en desplazar un dieléctrico móvil sobre el parche capacitivo del resonador que fue diseñado para actuar como la parte capacitiva del resonador RLC. Esta acción provoca que la frecuencia de resonancia del resonador cambie en función del desplazamiento del dieléctrico.

En [17] los autores proponen el diseño de un sensor de desplazamiento basado en una antena de parche rectangular. El sensor está formado por una antena de parche rectangular y una línea microstrip. En este caso, la línea microstrip es colocada sobre la línea de alimentación de la antena para formar un capacitor de placas paralelas. Este capacitor

actúa como una impedancia cargada en la antena, que puede ser modificada desplazando la línea microstrip a lo largo de la línea de alimentación de la antena. El cambio en la impedancia cambia la frecuencia de resonancia de la antena, lo que permite relacionar la frecuencia de resonancia de la antena con el desplazamiento de la línea microstrip.

1.3.2. Antecedentes y estado del arte de nodos sensores diseñados para medir sensores de microondas.

En [25] se propone un nodo sensor diseñado para medir el coeficiente de reflexión de un sensor de microondas de un puerto utilizado para medir la humedad de piezas de carne. El nodo sensor es implementado con un VNA de laboratorio equipado con un módulo bluetooth. El módulo le permite al nodo sensor conectarse a una WSN basada en tecnología bluetooth. A su vez, la WSN está conectada a internet, de forma que puede ser controlada a través de la red. No obstante, el nodo sensor propuesto cuenta con importantes desventajas como son: el alto costo y las excesivas dimensiones del VNA. Por un lado, el costo del VNA es un problema porque de acuerdo con la propuesta de los autores es necesario ocupar un VNA por cada sensor de microondas que se desee conectar a la WSN. Por otro lado, la dimensiones del VNA también representan un problema debido a que en WSN reales los dispositivos utilizados deben tener pequeñas dimensiones porque los sensores necesitan ser instalados en zonas con dimensiones reducidas.

1.4. Objetivo general y objetivos específicos

1.4.1. Objetivo general

Diseño e implementación de sensores de microondas y nodos sensores aplicados en la medición del ancho de grietas para sistemas SHM.

1.4.2. Objetivos específicos

- Diseño y fabricación de sensores de desplazamiento basados en resonadores de microondas de un puerto que operen en banda S, tengan pequeñas dimensiones y que permitan la medición del ancho de grietas con una alta sensibilidad y linealidad.
- Diseño e implementación de circuito reflectómetro que permita la lectura del coeficiente de reflexión de sensores de microondas de un puerto en banda S.
- Diseño e implementación de nodos sensores equipados con un circuito reflectómetro para la medición de sensores de microondas de un puerto en banda S que puedan ser conectados a WSN basadas en tecnología ZigBee y WiFi.

Capítulo 2: Marco teórico

2.1. Sensores de microondas

Un sensor de microondas es un sensor que puede medir propiedades de materiales mediante la interacción de microondas con la materia. Al analizarse esta interacción es posible obtener información de los materiales como la forma del material, la densidad, el contenido de humedad, la temperatura, entre otras. Los sensores de microondas ofrecen ventajas sobre varios de los sensores comúnmente usados en la actualidad como alta sensibilidad y linealidad, lectura más rápida, mayor precisión, medición no destructiva, facilidad de fabricación, mayor tolerancia a las condiciones del medio. Normalmente, los sensores de microondas se dividen en dos clases, resonantes y no resonantes. En comparación con los no resonantes, los resonantes tienen una sensibilidad más alta, un procesamiento de señal más simple y un costo más bajo [26].

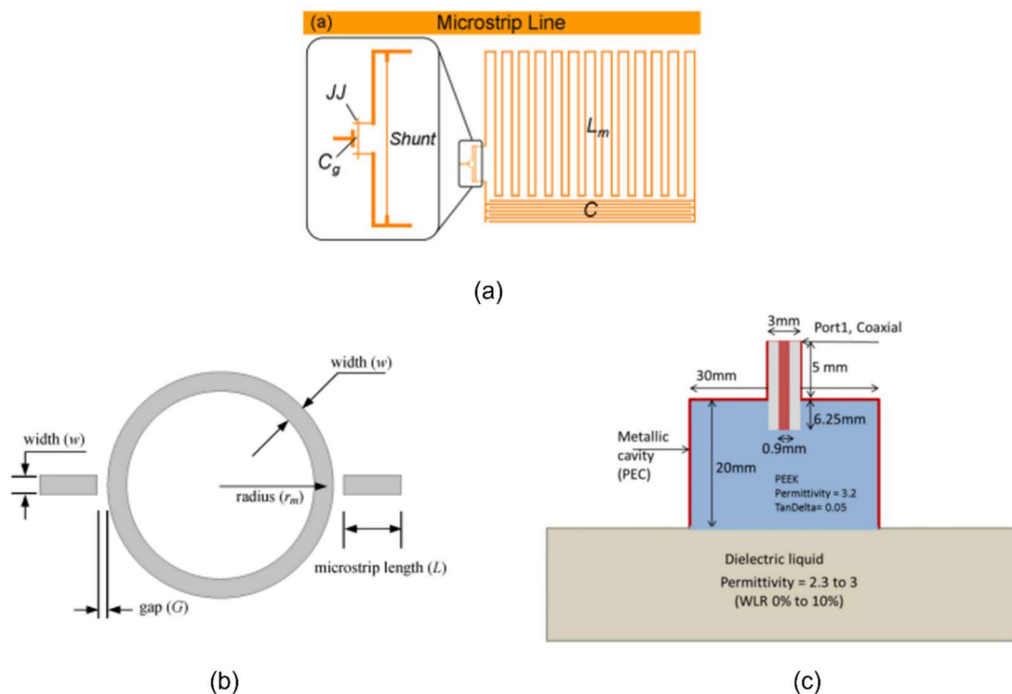


Fig. 1. (a) Resonador LC de elementos concentrados [28], (b) resonador de anillo diseñado en tecnología planar [29] y (c) resonador 3D tipo cavidad resonante [30].

2.1.1. Resonadores de microondas

Los sensores de microondas resonantes son diseñados a partir de resonadores de microondas. En electrónica un resonador es un elemento capaz de almacenar energía eléctrica y energía magnética. Un ejemplo clásico es un resonador LC , donde la energía magnética es almacenada en el inductor L y la energía eléctrica es almacenada en el capacitor C . La frecuencia de resonancia del resonador es la frecuencia en la que la energía eléctrica almacenada es igual a la energía magnética almacenada. En frecuencias de microondas los resonadores pueden tener diferentes formas y configuraciones, que afectan la distribución de los campos y el almacenamiento de la energía eléctrica y magnética. Por

lo que, cada resonador tiene una frecuencia de resonancia determinada por sus características físicas y sus dimensiones [27].

2.1.1.1. Tipos de resonadores

Las principales consideraciones de diseño de un resonador de microondas son las dimensiones del resonador, el factor de calidad (Q) descargado, el comportamiento de los espurios y la capacidad de manejo de potencia. El Q descargado representa las inevitables pérdidas en el resonador, por lo que, las pérdidas altas generan un Q bajo. Para el análisis del comportamiento de los espurios, se debe tener en cuenta que al contrario de un resonador LC convencional que solo tiene una sola frecuencia de resonancia, los resonadores de microondas cuentan con un número infinito de frecuencias de resonancia llamadas modos de resonancia, que generan espurios en la respuesta del resonador. Esto se debe a que los resonadores de microondas actúan de manera similar a una cuerda con una onda viajera. Donde, al igual que en la cuerda, la onda viaja y se refleja en un extremo, de forma que la interacción entre la onda viajera y la onda reflejada genera ondas estacionarias cuando la onda viajera cuenta con frecuencias particulares. Estas frecuencias están relacionadas con la longitud de la cuerda y las condiciones de sus extremos. Por otro lado, la capacidad de manejo de potencia se refiere a la capacidad de resonador de trabajar con ondas de alta potencia [27].

Los resonadores de microondas se puede agrupar en tres categorías que son: resonadores LC de elementos concentrados, resonadores planares y resonadores tridimensionales (3D) de tipo cavidad. En la Fig. 1 se puede observar algunos ejemplos de cada categoría. Sin embargo, en este trabajo de tesis únicamente se utilizan resonadores planares.

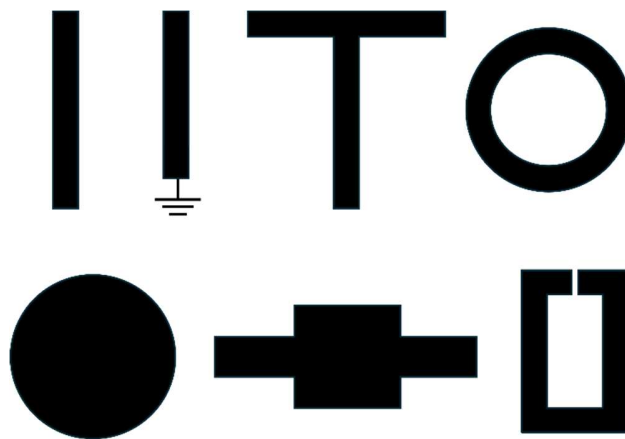


Fig. 2. Ejemplos de resonadores planares más utilizados.

2.1.1.1.1. Resonadores planares

Los resonadores planares pueden tomar forma de una línea de transmisión terminada en circuito abierto o en corto circuito, un anillo, un rectángulo, un círculo, etc. En la Fig. 2 se presentan algunos ejemplos de resonadores planares. Cualquiera de estas estructuras funciona como un resonador que cuenta con una frecuencia de resonancia determinada por sus dimensiones, la constante dieléctrica y la altura del sustrato donde es fabricado [27]. Por lo que, existen diferentes tipos de tecnologías planares para la fabricación resonadores.

Dentro de las tecnologías más utilizadas se encuentran la tecnología coplanar, slotline finline, twinstrip, stripline y microstrip [31]. No obstante, en este trabajo de tesis solo se usa la tecnología microstrip para la fabricación de resonadores planares.

2.1.1.1.1. Tecnología microstrip

La línea microstrip es uno de los tipos de línea de transmisión planar más populares debido a que puede ser fabricada con fotolitografía estándar y es fácil de miniaturizar e integrar tanto en dispositivos pasivos como activos. Como se puede observar en la Fig. 3. (a), la geometría de una línea microstrip se basa en un conductor de ancho W impreso en un sustrato dieléctrico (strip), de espesor (d) y permitividad relativa ($\epsilon_r = \epsilon_r$), conectado a un plano de tierra [32].

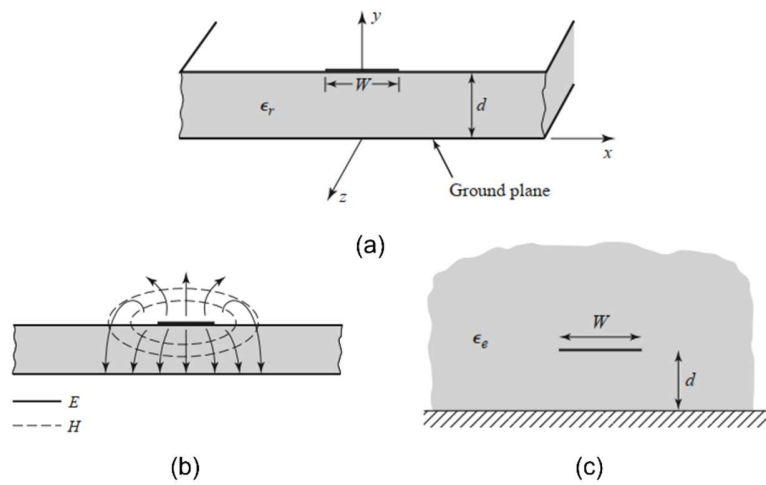


Fig. 3. (a) Geometría de línea microstrip [32], (b) líneas de campo eléctrico y magnético generadas en línea microstrip [32] y (c) geometría equivalente de línea microstrip, donde la línea se encuentra dentro de un medio homogéneo de permitividad efectiva (ϵ_e) [32].

En la Fig. 3. (b) se muestran las líneas de campo presentes en una línea microstrip. Como se puede observar, una parte de las líneas de campo se encuentran en la región del dieléctrico entre la strip y el plano de tierra, y otra parte se encuentran en la región de aire que se encuentra encima del sustrato. Debido a esto, solamente en el caso cuando $d \ll \lambda_g$, donde λ_g es la longitud de onda guiada dentro de la microstrip, se puede estimar que la velocidad de fase (v_p) de la línea microstrip está dada por (1), donde c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_e es la permitividad efectiva de la línea ($\epsilon_e = \epsilon_e$). La permitividad efectiva es una constante que permite compensar el cambio de medio que sufren las líneas de campo en la línea microstrip. La permitividad efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza al aire y a las regiones de dieléctrico de una microstrip, tal como se muestra en la Fig. 3. (c). Por lo que, satisface la relación $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ y es calculada a partir de (2). Considerando esta constante es posible calcular la impedancia característica de la línea (Z_0) mediante (3) [32].

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}. \quad (1)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{d}{W} \right)}}. \quad (2)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \text{para } \frac{W}{d} > 1 \end{cases}. \quad (3)$$

2.1.1.1.1.2. Antena de parche rectangular

Las antenas de parche o antenas microstrip son antenas que pueden ser fabricada con tecnología microstrip. En la Fig. 4. (a) se presenta la estructura base de una antena de parche. Como se puede observar en la figura, el componente fundamental de la antena es el parche que se encuentra impreso en la parte superior del sustrato de la microstrip y que actúa como elemento radiante. El parche puede tener forma cuadrada, circular, elíptica, triangular, rectangular, entre otras. La antena de parche rectangular es una de las antenas de parche más usadas, debido a que es fácil de diseñar y cuenta con atractivas características de radiación. Como se puede observar en la Fig. 4. (a), el parche de la antena es de dimensiones finitas L y W que pueden ser calculadas mediante (4) y (5), donde f_{ra} es la frecuencia de resonancia de la antena. Las ecuaciones (4) y (5) son válidas cuando se desprecian los efectos de borde, esto se puede hacer cuando $W/h \gg 1$ y $L/h \gg 1$, donde $h = d$ [33].

$$W = \frac{c}{2f_{ra}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}. \quad (4)$$

$$L = \frac{c}{2f_{ra}\sqrt{\varepsilon_e}}. \quad (5)$$

2.1.1.1.1.3. Transformador de lambda cuartos

Otro elemento importante de las antenas de parche es la alimentación. Existen varios métodos para alimentar una antena de parche entre los cuales se encuentran la alimentación acoplada por proximidad, la alimentación acoplada por apertura, la alimentación por sonda, la alimentación por línea microstrip, entre otras. La alimentación por línea microstrip es el método de alimentación más común, dado que es fácil de modelar, acoplar y fabricar [33]. Dentro de los diferentes diseños de líneas microstrip que son utilizadas para alimentar una antena de parche se encuentra el Transformador de lambda cuartos [34]. Como se puede observar en la Fig. 4. (b), el transformador consiste de una línea de longitud L_q , que puede ser calculada con (6), conectada entre la antena y la línea de alimentación. La finalidad de la línea de lambda cuartos es lograr acoplar la antena con la línea de alimentación. El principio de funcionamiento del transformador considera que su impedancia (Z_q) es dada por (7), donde Z_{in} es la impedancia de la línea de alimentación y Z_a es la impedancia de la antena. La impedancia Z_a puede obtenerse mediante (8) y la impedancia Z_{in} , por lo general, es igual a 50 ohms. Una vez obtenido el valor de Z_q , el siguiente paso consiste en calcular W_q y W_{in} con (3) [35]-[36].

$$L_q = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_e}}. \quad (6)$$

$$Z_q = \sqrt{Z_{in}Z_a}. \quad (7)$$

$$Z_a = \frac{90\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W}\right)^2. \quad (8)$$

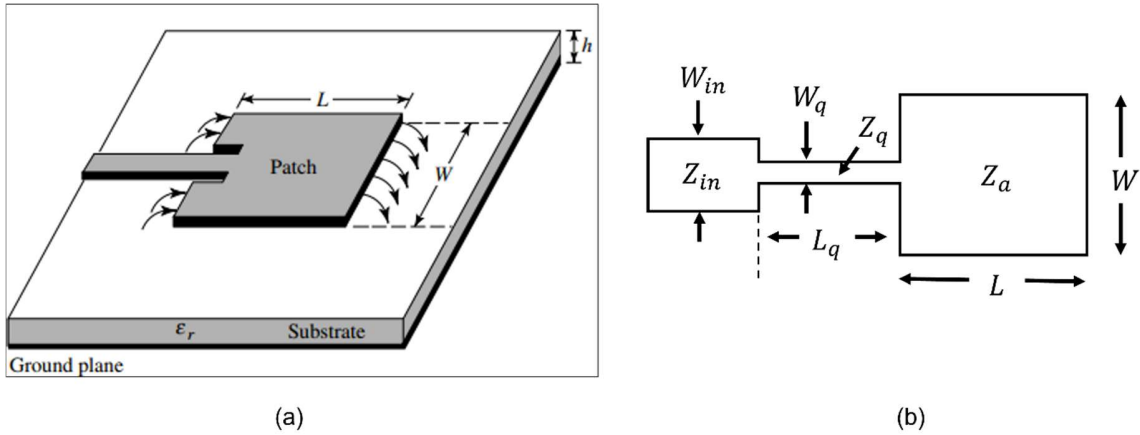


Fig. 4. (a) Estructura de una antena de parche rectangular diseñada en tecnología microstrip [33] y (b) antena de parche rectangular alimentada directamente con línea microstrip diseñada como transformador de lambda cuartos.

2.1.1.1.1.4. Resonador de lambda cuartos

En la Fig. 5. (a) se muestra el circuito de elementos distribuidos de un resonador de lambda cuartos. Como se puede ver en la figura, el resonador está conformado por una línea de transmisión cortocircuitada en uno de sus extremos. En la figura, ℓ_{qr} es la longitud de la línea de transmisión dada por (9), donde f_r es la frecuencia de resonancia del resonador. Mientras que, Z_{qr} es la impedancia característica de la línea, Z_L es la impedancia cargada a la línea, Z_{in} es la impedancia obtenida en la entrada de la línea, Y_{in} es la admitancia obtenida en la entrada de la línea y β_{qr} es la constante de fase de la línea. En la Fig. 5. (b) es mostrado un resonador de lambda cuartos diseñado en tecnología microstrip, donde el cortocircuito es implementado a través de un vía hole que conecta el plano de tierra con el parche de la línea.

Para el análisis del resonador es necesario obtener la expresión que define a Y_{in} , la cual puede ser deducida a través de la ecuación de la impedancia de la línea de transmisión (10) cuando se considera una línea sin pérdidas, donde la longitud eléctrica de la línea es $\theta_{qr} = \beta_{qr}\ell_{qr}$ [32]. Tomando en cuenta que, en este resonador, $\theta_{qr} = \pi/2 = 90^\circ$, y $Y_{in} = 1/Z_{in}$, entonces Y_{in} es dada por (11). Por lo tanto, si $Z_L = 0$, entonces $Y_{in} = 0$, lo que indica que existe un circuito abierto en uno de los extremos de la línea. Analizando este resultado, puede ser dicho que el resonador de lambda cuartos funciona como un resonador acústico de lambda cuartos, donde el cortocircuito actúa como el extremo cerrado y el circuito abierto

actúa como un extremo abierto. Por lo que, dentro de la línea se generan ondas estacionarias que obedecen a (12), donde f_{rn} son las frecuencias de resonancia que soporta el resonador, siendo f_{r1} la frecuencia fundamental y $f_{r3,r5,\dots,r\infty}$ los armónicos [37].

$$\ell_{qr} = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_e}} \quad (9)$$

$$Z_{in} = Z_{qr} \frac{Z_L + jZ_{qr} \tan(\theta_{qr})}{Z_{qr} + jZ_L \tan(\theta_{qr})} \quad (10)$$

$$Y_{in} = \frac{Z_L}{Z_{qr}^2} \quad (11)$$

$$f_{rn} = \frac{nc}{4\ell_{qr}\sqrt{\epsilon_e}} \quad \text{con } n = 1, 3, 5, \dots, \infty \quad (12)$$

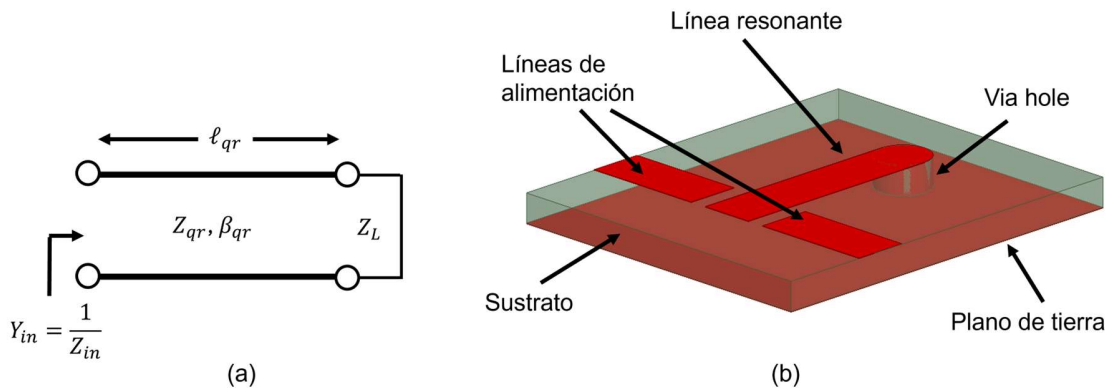


Fig.5. Circuito de elementos distribuidos de un resonador de lambda cuartos (a) y (b) resonador de lambda cuartos diseñado en tecnología microstrip.

2.1.1.1.1.5. Resonador de impedancia escalonada (SIR por sus siglas en inglés) de lambda medios

2.1.1.1.1.5.1. SIR la lambda medios de dos secciones

Los resonadores de impedancia escalonada (SIR por sus siglas en inglés) se componen por dos o más líneas de transmisión de diferente impedancia característica [38]. En la Fig. 6 (a) se presenta la estructura básica de un SIR de lambda medios de dos secciones formado por la línea 1 (línea azul) y la línea 2 (línea roja), donde uno de los extremos de la línea 1 se encuentra cargado con un plano de circuito abierto. La impedancia característica y la longitud eléctrica de cada línea se representan por Z_1 y Z_2 , y θ_1 y θ_2 , respectivamente.

El análisis del resonador se realiza de manera similar al análisis del resonador de lambda cuartos. Por ello, como primer paso es necesario deducir una expresión que defina a Y_{in} . Si se desprecian los efectos de la unión de las líneas de transmisión y se considera que la impedancia de entrada de la línea 1 actúa como la impedancia de carga de la línea 2, entonces puede ser usada (10) para obtener (13) [39]. Al evaluar (13) cuando $Y_{in} = 0$ se obtiene (14), donde θ_{TA} es la longitud eléctrica total del SIR y R_z es la relación de

impedancia característica definida como $Rz = Z_2/Z_1$. Después de analizar la ecuación (14) es claro que el SIR de lambda medios de dos secciones puede ser diseñado con diferentes valores de θ_{TA} a diferencia de un resonador de lambda medios común que debe tener una $\theta_{TA} = 180^\circ$ para entrar en resonancia. Además, si $Rz < 1$, pueden obtenerse SIRs con $\theta_{TA} < 180^\circ$. Por otro lado, si el SIR se diseña en tecnología microstrip, θ_1 , θ_2 y Rz pueden manipularse mediante las dimensiones físicas de las líneas de transmisión ℓ_1 , ℓ_2 , W_1 y W_2 . Debido a que, $\theta_{1,2} = \beta_{1,2}\ell_{1,2}$ con $\beta_{1,2} = 2\pi f_r \sqrt{\epsilon_{e1,2}}/c$, donde ϵ_{e1} y ϵ_{e2} están en función de W_1 y W_2 , como lo indica (2), y Rz dependen de W_1 y W_2 , como lo establece (3).

$$Y_{in} = \frac{j}{Z_2} \frac{Z_2 \tan \theta_1 + Z_1 \tan \theta_2}{Z_1 - Z_2 \tan \theta_2 \tan \theta_1}. \quad (13)$$

$$\theta_{TA} = \theta_2 + \theta_1 = \theta_2 + \tan^{-1} \left(-\frac{\tan \theta_2}{Rz} \right). \quad (14)$$

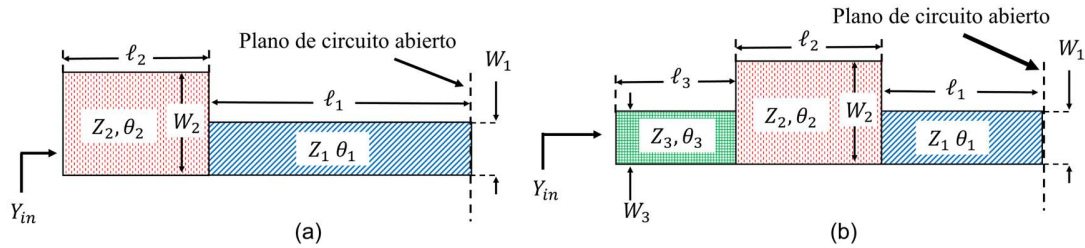


Fig. 6. (a) Estructura de SIR de lambda medios de dos secciones y (b) estructura de SIR de lambda medios de tres secciones.

2.1.1.1.5.2. SIR de lambda medios de tres secciones

En la Fig. 6 (b) se muestra la estructura básica de un SIR de lambda medios de tres secciones. Como se puede ver en la figura, el SIR se compone por tres líneas de transmisión, línea 1 (línea azul), línea 2 (línea roja) y línea 3 (línea verde), donde un extremo de la línea 1 se encuentra cargado con un plano de circuito abierto. Para inicial el análisis de este SIR se debe considerar que la impedancia de entrada de la línea 1 es la impedancia de carga de la línea 2 y que la impedancia de entrada de la línea 2 es la impedancia de carga de la línea 3. Tomando esto en cuenta, pueden ser utilizadas (10) y (13) para obtener (15) que expresa a Y_{in} cuando $Z_1 = Z_3$. Al evaluar (15), cuando $Y_{in} = 0$, se consigue (16), que es igual a (14) cuando $\theta_1 = 0$.

$$Y_{in} = \frac{a}{b}.$$

donde

$$\begin{aligned} a &= Z_2 Z_1 + Z_1^2 \cot \theta_1 \tan \theta_2 + Z_2 Z_1 \cot \theta_1 \tan \theta_3 - Z_1^2 \tan \theta_2 \tan \theta_3 \\ b &= -j Z_1^2 Z_2 \cot \theta_1 + j Z_2^2 Z_1 \tan \theta_2 + j Z_2 Z_1^2 \tan \theta_3 + j Z_1^3 \cot \theta_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\theta_{TA} = \tan^{-1} \left[-\frac{Rz \tan \theta_1 + \tan \theta_2}{Rz + Rz^2 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \right] + \theta_2 + \theta_1. \quad (16)$$

2.1.1.1.1.6. Línea de alimentación tipo tapered line

Al igual que una antena de parche, los resonadores diseñados en tecnología microstrip también pueden alimentarse mediante una línea microstrip. Dentro de los diferentes tipos de alimentación por línea microstrip, las más comunes son la alimentación directa, que puede ser realizada a través de un transformador de $\lambda/4$, y la alimentación por acoplamiento con gap [34]. Como se puede ver en la Fig. 7 (a), la alimentación por acoplamiento con gap consiste de una línea microstrip aislada del resonador mediante un gap. El gap puede ser modelado como un capacitor que se encuentra entre la línea de alimentación y el resonador, tal como se muestra en la Fig. 7 (b). Esta equivalencia permite decir que existe un acoplamiento eléctrico entre la línea de alimentación y el resonador. Donde, la fuerza del acoplamiento es directamente proporcional a la capacitancia del capacitor [40]. Por lo tanto, si el capacitor se considera como un capacitor de placas paralelas, entonces la capacitancia (C_x) está dada por (17), donde ϵ_d es permitividad relativa del dieléctrico que se encuentra entre las placas, A_c es el área entre la línea de alimentación y el resonador, y d_g es la distancia de separación entre la línea de alimentación y el resonador.

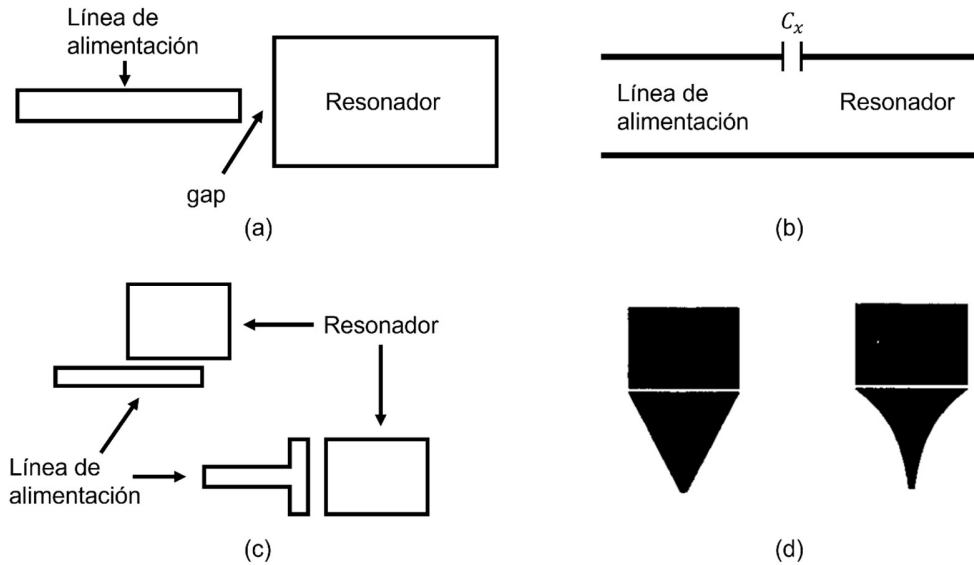


Fig. 7. (a) Alimentación por acoplamiento con gap utilizando línea microstrip, (b) representación de acoplamiento con gap entre línea de alimentación y resonador, (c) ejemplos de líneas de alimentación diseñadas para cubrir más área del resonador y (d) diseños de líneas de alimentación basados en líneas linearly tapered y exponentially tapered [41].

Tomando en cuenta (17), puede decirse que la fuerza del acoplamiento aumenta si se disminuye el valor de d_g o se aumenta el valor de A_c , lo cual se logra al hacer que la línea de alimentación cubra más área del resonador, tal como se muestra en Fig. 7 (c). Sin embargo, en [41]-[42] se proponen diseños de líneas de alimentación que generan un acoplamiento mixto (acoplamiento eléctrico y magnético) con el resonador. Como se muestran en la Fig. 7 (d), las líneas propuestas cuentan con diseños de linearly tapered y exponentially tapered. Este tipo de líneas añaden variables al diseño, como el largo y ancho de la línea, que permiten conseguir acoplamientos más fuertes que los obtenidos con líneas que solo generan un acoplamiento eléctrico.

$$C_x = \frac{\varepsilon_d A_c}{d_g} \quad (17)$$

2.2. Red inalámbrica de sensores

Una red inalámbrica de sensores (WSN por sus siglas en inglés) se define como un conjunto de nodos sensores que se comunican entre ellos usando señales de radio [43]. Las WSN son actualmente una tendencia tecnológica en crecimiento, debido a que tiene un bajo costo de instalación, una alta capacidad de movilidad y no requieren cableado. Por lo que, ofrecen atractivas ventajas en áreas como la agricultura, la industria, la milicia, el cuidado de la salud, el medio ambiente, entre otras [44].

2.2.1. Nodo sensor

Un nodo sensor es un dispositivo inteligente que es capaz de entender, analizar y transmitir datos de un punto a otro. El nodo sensor cuenta con una unidad de potencia, una unidad de procesamiento, un transceptor y una unidad de sensado [43].

2.2.1.1. Unidad de potencia

La unidad de potencia es la encargada de energizar al nodo sensor. Comúnmente, esta unidad es implementada con una batería [43].

2.2.1.2. Unidad de procesamiento

La unidad de procesamiento es un microcontrolador programado para controlar las operaciones realizadas por todo el nodo sensor [43].

2.2.1.3. Transceptor

El transceptor es un dispositivo que se encarga de la comunicación del nodo sensor con el resto de la WSN, dado que puede realizar tanto la función de transmisor como la de receptor [43]. El dispositivo transceptor es el encargado de hacer compatible el nodo sensor con la WSN ya que el transceptor debe de contar con la misma tecnología con la que se comunica la WSN. Las WSN pueden ser clasificadas en función de su tecnología de comunicación como redes de corto alcance, largo alcance e híbridas. Las WSN de corto alcance son usualmente implementadas a través de diferentes protocolos de comunicación como Bluetooth LE, RFID, WLAN, Z-Wave, Thread, ZigBee, WiFi, etc [43], [45].

2.2.1.3.1. ZigBee

Las WSN de corto alcance basadas en ZigBee son ampliamente usadas porque cuentan con una máxima tasa de transferencia de datos de 151 Kbps, pueden alcanzar un rango de hasta 100 m de distancia, pueden trabajar hasta con 64000 nodos sensores y soportan topologías mesh, ad hoc y estrella. Como se muestra en la Fig. 8 (a), las WSN basadas en ZigBee se componen por un cliente, un dispositivo coordinador y un dispositivo end device. El cliente ofrece al usuario una interfaz para el control de la WSN, el coordinador es el responsable de comunicar las órdenes del cliente al resto de la red y recolectar los datos enviados por el end device, y el end device es el dispositivo que actúa como transceptor del nodo sensor [45]-[46]. La comunicación entre el cliente y el coordinador se realiza de manera cableada, y la comunicación del entre el coordinador y el end device se hace de manera inalámbrica.

2.2.1.3.2. WiFi

Las WSN de corto alcance basadas en WiFi cuentan con diversas ventajas, dado que ofrecen una máxima tasa de transferencia de datos de 150 Mbps, pueden transferir datos de manera eficiente a través de muros, pueden alcanzar un rango de 100 m bajo techo con obstáculos, son de bajo costo y son fáciles de instalar y operar [47]. Una forma sencilla de implementar una WSN basada en WiFi es utilizar las tarjetas de desarrollos ESP32. Estas tarjetas son de bajo costo, fáciles de programar, incluyen un transceptor WiFi y cuentan con su propio protocolo de comunicación llamado ESP-NOW que trabaja en base a WiFi [48].

En la Fig. 8 (b) se presenta el diagrama de una WSN que trabaja con ESP-NOW bajo una topología estrella. La WSN consiste de una PC, un dispositivo Master y un dispositivo Slave. La PC permite al usuario controlar la red mediante una interfaz, el master se encarga de transmitir las órdenes del usuario a toda la red y recibir los datos enviados por los nodos sensores. El nodo sensor transmite los datos medidos por su sensor mediante el transceptor WiFi de una ESP32 configurada como dispositivo Slave, que puede actuar como unidad de procesamiento o solo como modulo transceptor [48]. La comunicación entre la PC y el master se realiza de manera cableada y la comunicación entre el dispositivo master y el slave (nodo sensor) se realiza de manera inalámbrica.

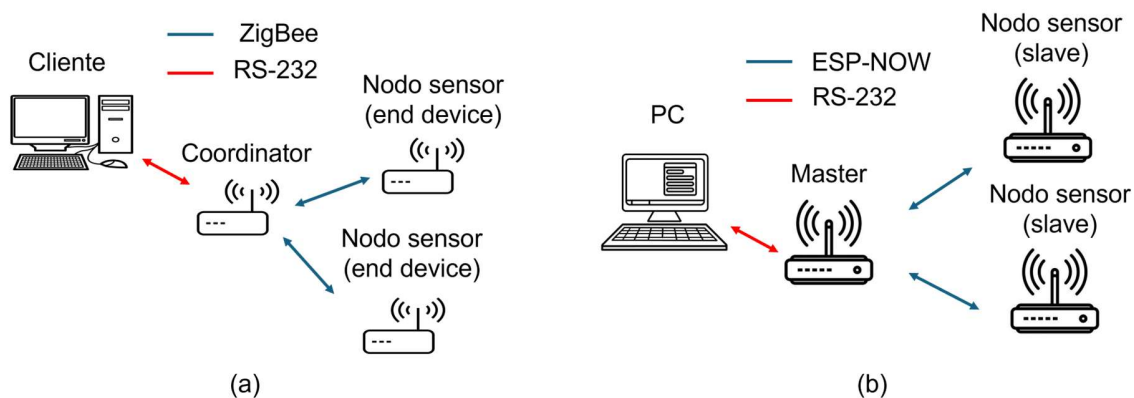


Fig. 8. (a) Diagrama de una WSN basada en tecnología ZigBee con topología de estrella y (b) diagrama de una WSN basada en tecnología WiFi trabajando con protocolo ESP-NOW bajo una topología de estrella.

2.2.1.4. Unidad de sensado

La unidad de sensado es la que contiene el sensor y los dispositivos necesario para su lectura, como un convertidor analógico a digital (ADC por sus siglas en inglés), circuitos de acondicionamiento, etc [43]. Para la medición de sensores de microondas de un puerto puede incluir un circuito reflectómetro.

2.2.1.4.1. Circuito reflectómetro

En la Fig. 9 se presenta un circuito reflectómetro similar al presentado en [49]. El circuito está formado por un aislador, un mezclador y dos divisores de potencia Wilkinson, y es alimentado por una señal chirp.

En la Fig. 9 se presenta un circuito reflectómetro similar al presentado en [49]. El circuito está formado por un aislador, un mezclador y dos divisores de potencia Wilkinson, y es alimentado por una señal chirp.

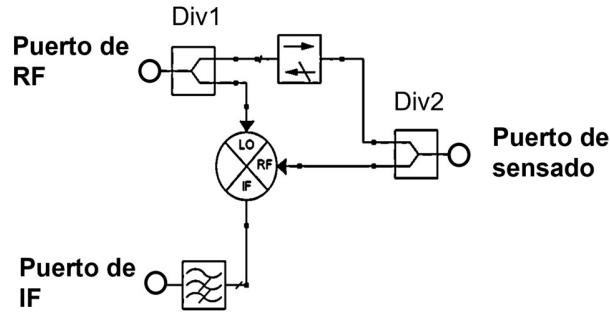


Fig. 9. Circuito de reflectómetro.

2.2.1.4.1.1. Aislador

Un aislador es un dispositivo de dos puertos que permite transmitir sin atenuación una señal de RF del puerto 1 al puerto 2 e impide la transmisión de una señal de RF del puerto 2 al puerto 1 absorbiendo completamente la potencia de la señal [50]. Un aislador es representado con el símbolo mostrado en la Fig. 10.

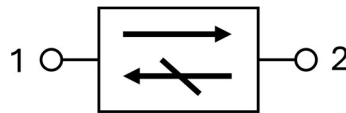


Fig. 10. Símbolo de un aislador.

2.2.1.4.1.2. Mezclador

Como se puede ver en la Fig. 11, un mezclador es un dispositivo no lineal de tres puertos, el puerto de oscilador local (LO por sus siglas en inglés), el puerto de radio frecuencia (RF por sus siglas en inglés) y el puerto de frecuencia intermedia (IF por sus siglas en inglés). El mezclador realiza la multiplicación de dos señales en el dominio del tiempo, lo que se traduce como una suma y una resta en el dominio de la frecuencia. La operación en el dominio de la frecuencia es expresada en (18), donde f_{in1} es la frecuencia de la señal en la entrada 1, f_{in2} es la frecuencia de la señal en la entrada 2 y f_{out} es la frecuencia de la señal de salida [51].

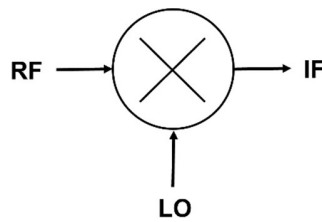


Fig. 11. Representación simbólica de un mezclador.

En un mezclador, el puerto LO solamente funciona como entrada, mientras que el puerto RF y el puerto IF pueden funcionar como entradas o salidas. Cuando se desea que $f_{in2} > f_{out}$, el mezclador debe realizar una downconversion, donde el puerto de RF es la entrada 2 y el puerto de IF es la salida. En este caso, la frecuencia de la señal en el puerto de IF (f_{IF}) es dada por (19), donde f_{LO} es la frecuencia de la señal en el puerto LO y f_{RF} es la frecuencia de la señal en el puerto de RF [51].

$$f_{out} = f_{in1} \pm f_{in2}. \quad (18)$$

$$f_{IF} = |f_{LO} - f_{RF}|. \quad (19)$$

2.2.1.4.1.3. Divisor de potencia Wilkinson

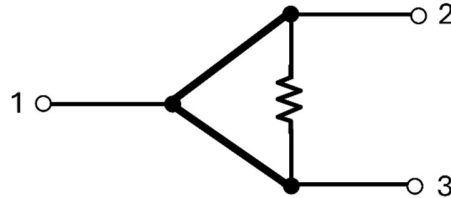


Fig. 12. Símbolo de un divisor de potencia Wilkinson.

El divisor de potencia Wilkinson es un dispositivo de tres puertos capaz de dividir la potencia incidente en su puerto 1 en dos señales de salida de igual potencia y fase, presentes en el puerto 2 y el puerto 3. Como se puede observar en la Fig. 12, en el divisor de potencia Wilkinson existe un resistor conectado entre el puerto 2 y 3, que impide acoplar los puertos, de forma que cualquier señal reflejada por alguno de estos dos puertos no puede afectar al otro puerto [50].

2.2.1.4.1.4. Señal chirp

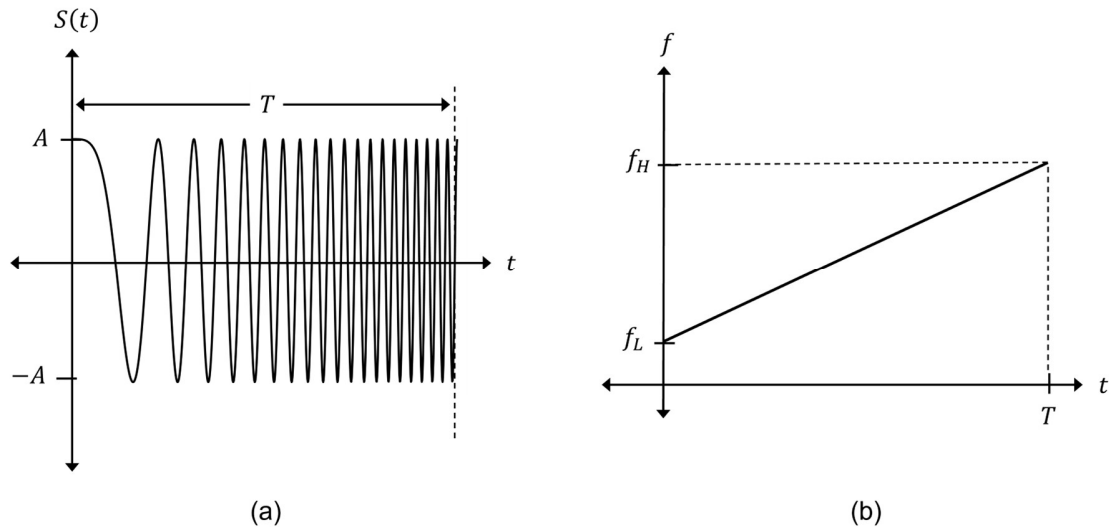


Fig. 13. (a) Representación en el dominio del tiempo de una señal chirp modulada con una señal diente de sierra con pendiente positiva y (b) representación frecuencia vs. tiempo de señal chirp.

Una señal chirp es una señal sinusoidal de frecuencia modulada que puede ser modulada por diversas señales. Las señales chirp más conocidas son las moduladas por algún tipo de señal lineal. Las señales lineales comúnmente empleadas para la modulación de la chirp son la señal triangular, la señal diente de sierra con pendiente negativa y la señal diente de sierra con pendiente positiva. En la Fig. 13 (a) se presenta una señal chirp ($S(t)$) modulada por una señal diente de sierra con pendiente positiva en el dominio del tiempo y en la Fig. 13 (b) se muestra la representación frecuencia vs. tiempo de la misma señal. Como se

puede observar en las figuras, la señal chirp se caracteriza por contar con una amplitud A y un periodo T . En este periodo, la señal cambia su frecuencia desde una frecuencia inicial (f_L) hasta una frecuencia final (f_H), de tal forma que la señal cuenta con un ancho de banda (B), donde $B = f_H - f_L$. La señal chirp puede ser expresada mediante (20), donde t es el tiempo y $k = B/T$ [52]-[53].

$$S(t) = A \cos(2\pi f_L t + \pi k t^2). \quad (20)$$

2.2.1.4.1.5. Principio de funcionamiento de circuito reflectómetro

Como se muestra en la Fig. 9, el circuito reflectómetro cuenta con tres puertos, el puerto de RF, el puerto de sensado y el puerto de IF. El circuito es alimentado con una señal chirp $u_{LO}(t)$ que ingresa por el puerto de RF, esta señal es representada por (21). Una vez en el puerto de RF, la señal es guiada al divisor de potencia Div1, donde se generan dos señales con la misma potencia y fase. Una de estas señales es enviada al puerto de LO del mezclador del circuito mientras que la otra pasa por un aislador, entra al divisor de potencia Div2 por el puerto 2, y sale por el puerto 1. Luego, la señal es reflejada por el sensor conectado en el puerto de sensado del circuito y regresa al Div2 por el puerto 1. El Div2 genera dos señales con igual potencia y fase en el puerto 2 y 3. La señal del puerto 3 ($u_{RF}(t)$) es enviada al puerto RF del mezclador y la señal del puerto 2 es atenuada considerablemente por el aislador. La señal de $u_{RF}(t)$ es dada por (22), donde Γ es el coeficiente de reflexión generado en el puerto de entrada del sensor, ϕ_Γ es la fase de Γ y τ es el retardo que existe entre $u_{LO}(t)$ y $u_{RF}(t)$. Finalmente, si se tiene que $0 \leq t \leq T$ y $\tau \ll T$, entonces la señal en el puerto IF del mezclador ($u_{IF}(t)$) puede ser expresada por (23), donde $f_{IF} = k\tau$.

$$u_{LO}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_L t + \frac{k}{2} t^2 \right) \right]. \quad (21)$$

$$u_{RF}(t) = |\Gamma(t - \tau)| \cdot A \cos \left\{ 2\pi \left[f_L(t - \tau) + \frac{k}{2}(t - \tau)^2 \right] + \phi_\Gamma(t - \tau) \right\}. \quad (22)$$

$$u_{IF}(t) = |\Gamma(t)| \cdot \frac{A^2}{2} \operatorname{Re} \{ e^{j\{2\pi[f_L\tau + f_{IF}t] - \phi_\Gamma(t)\}} \}. \quad (23)$$

2.2.1.4.1.6. Coeficiente de reflexión

En la Fig. 14 se muestra el circuito de elementos distribuidos que representa una línea de transmisión terminada con una carga Z_L . Si esta línea de transmisión es alimentada con una onda viajera de voltaje. El voltaje en la línea ($V(z)$), representado en forma fasorial por (24), se compone por la suma de una onda incidente ($V_0^+ e^{-j\beta z}$) y una onda reflejada ($V_0^+ e^{-j\beta z}$), donde z representa el punto a lo largo de la línea en el que se mide el voltaje. Esto se debe a que cuando la onda viajera incide sobre Z_L se genera una onda reflejada. Por lo que, la corriente en la línea ($I(z)$), representada por (25), también se compone de una onda incidente y una onda reflejada. Para definir una relación entre la onda incidente y la onda reflejada cuando $z = 0$, se utiliza el coeficiente de reflexión (Γ), que puede ser calculado a partir de (26). Además, si se considera que $\ell = -z$, entonces se puede definir el coeficiente de reflexión para cualquier punto a lo largo de la línea de transmisión ($\Gamma(\ell)$) mediante (27) [32], [54].

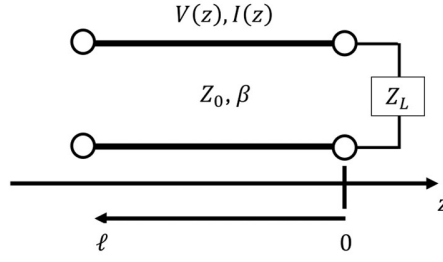


Fig. 14. Circuito de elementos distribuidos de una línea de transmisión terminada en una carga Z_L .

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}. \quad (24)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}. \quad (25)$$

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (26)$$

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_0^- e^{-j\beta \ell}}{V_0^+ e^{j\beta \ell}} = \Gamma e^{-2j\beta \ell}. \quad (27)$$

2.2.1.4.1.7. Calibración (Método SOL)

Al analizar las ecuaciones (23) y (27), es claro que el recorrido de la onda incidente (señal de alimentación del reflectómetro), desde la entrada del reflectómetro hasta el mezclador, provoca errores que deben de ser eliminados para poder obtener el Γ generado en el puerto de entrada del sensor. Para resolver este problema es necesario realizar un proceso de calibración que permita calcular y eliminar los errores sistemáticos presentes en la señal obtenida a la salida del reflectómetro, de forma que pueda obtenerse el Γ .

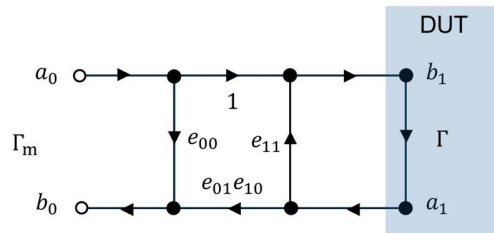


Fig. 15. Modelo de error de tres términos utilizado para representar el circuito reflectómetro.

En la Fig. 15 se presenta el modelo de error de tres términos propuesto en [49] para la calibración del reflectómetro con un sensor conectado al puerto de sensado como un dispositivo bajo prueba (DUT por sus siglas en inglés). Este modelo de error representa al reflectómetro como una red de error, donde Γ_m es el coeficiente de reflexión medido por el reflectómetro, Γ es el coeficiente de reflexión generado por el DUT, a_0 es la señal de

alimentación del reflectómetro, b_0 es la señal reflejada medida por el reflectómetro, a_1 es la señal reflejada en el puerto de sensado, b_1 es la señal incidente sobre el puerto de sensado, e_{00} es el error relacionado con la directividad, e_{11} es el error relacionado con el acoplamiento del puerto y $e_{10}e_{01}$ es el error relacionado con el tracking [55]. Analizando el modelo pueden obtenerse (28) y (29), que al considerar $\Gamma_m = b_0/a_0$ y $\Gamma = a_1/b_1$, permiten generar (30) y (31), donde $a = e_{01}e_{10} - e_{00}e_{11}$, $b = e_{00}$ y $c = -e_{11}$.

Para calcular los términos a , b y c , se utiliza (30) para construir el sistema de ecuaciones representado en (32), donde $\Gamma_{1,2,3}$ son coeficientes de reflexión de elementos bien conocidos, usualmente llamados estándares de calibración, y $\Gamma_{m1,m2,m3}$ son las mediciones de los estándares de calibración realizadas con el reflectómetro antes de la calibración. Para estas mediciones, se considera que $\Gamma_m = \mathbf{u}_{IF}(t)$, con $\mathbf{u}_{IF}(t)$ dada en (34), donde $\mathcal{H}$ es el operador de la transformada de Hilbert y $w(t)$ es una ventana Hamming [49]. El método de calibración SOL se basa en utilizar como estándares de calibración un corto circuito (short), un circuito abierto (open) y una carga (load) para resolver (32), y obtener los términos de error del reflectómetro. Se utilizan estos estándares porque un short tiene un $\Gamma = -1$, un open tiene un $\Gamma = 1$ y un load tiene un $\Gamma = 0$. Una vez obtenidos los términos de error es posible utilizar (31) para calcular el Γ .

$$b_0 = a_1 e_{01} e_{10} + a_0 e_{00}. \quad (28)$$

$$b_1 = a_1 e_{11} + a_0. \quad (29)$$

$$\Gamma_m = \frac{b + a\Gamma}{1 + c\Gamma}. \quad (30)$$

$$\Gamma = \frac{\Gamma_m - b}{a - c\Gamma_m}. \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \Gamma_1 & \Gamma_1 \Gamma_{m1} \\ 1 & \Gamma_2 & \Gamma_2 \Gamma_{m2} \\ 1 & \Gamma_3 & \Gamma_3 \Gamma_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b \\ a \\ -c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{m1} \\ \Gamma_{m2} \\ \Gamma_{m3} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

$$\mathbf{u}_{IF}(t) = u_{IF}(t) + j\mathcal{H}\{u_{IF}(t) \cdot w(t)\}. \quad (33)$$

Capítulo 3: Metodología

De este trabajo de tesis se propusieron tres sensores de desplazamiento basados en resonadores de microondas para la medición del ancho de grietas y dos nodos sensores utilizados para medir de manera remota los sensores de desplazamiento mediante WSN de corto alcance. Por ello, en este capítulo se presentan las metodologías seguidas para el diseño y prueba de los sensores, y el diseño, implementación y prueba de los nodos sensor.

3.1. Metodología propuesta para la implementación de un nodo sensor de microondas integrado en una red inalámbrica de sensores de corto alcance.

La siguiente metodología presenta el proceso de diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en una antena de parche rectangular propuesto para la medición del ancho de grietas en sistemas de SHM. Además, se presenta el proceso de diseño, implementación y prueba de un nodo sensor usado para la lectura de sensores de microondas de un puerto que puede ser conectado a una WSN basada en tecnología ZigBee.

3.1.1. Metodología para el diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en antena de parche rectangular

En la Fig. 16 se presenta un diagrama de flujo que expone la metodología seguida para el diseño y la comprobación experimental de un sensor de desplazamiento basado en una antena de parche. Como primer paso, se diseñó una antena de parche rectangular en tecnología microstrip con una $f_r = 3.1$ GHz, donde f_r es la frecuencia de resonancia. Para el diseño de la antena se utilizaron las ecuaciones presentadas en la sección 2.1.1.1.2, considerando como sustrato material FR4, de $\epsilon_r = 4.4$, tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$) de 0.02 y $h = 1.6$ mm, cubierto con cobre (Cu) de 1 Oz de espesor. Una vez diseñada la antena de parche, se realizó el diseño de su línea de alimentación mediante un transformador de lambda cuartos. Los cálculos para obtener las dimensiones del transformador se hicieron usando las ecuaciones de la sección 2.1.1.1.3.

Después, se simuló la antena alimentada con el transformador de lambda cuartos en el simulador de onda completa HFSS. La simulación se hizo con el fin de poder obtener la f_r de la antena. Por lo que, se midió el Γ de la antena en un rango de frecuencias de 2 GHz a 4 GHz ya que la f_r de la antena se considera como la frecuencia en la que $|\Gamma|$ tiene un mínimo local. Teniendo la f_r de la antena, se comparó con la f_r de diseño, considerando que si la f_r medida en simulación es diferente a la f_r de diseño, se modificaría la longitud L_a de la antena, se volvería a medir la f_r y se compararía nuevamente con la f_r de diseño, este proceso se repetiría hasta que la f_r medida se acercara lo mas posible a la f_r de diseño. En la Fig. 17 (a) se muestra las dimensiones finales de la antena.

Teniendo lista la antena de parche, se diseñó un parche móvil como el que se muestra en la Fig. 17 (a). Como se muestra en la Fig. 17 (b), el parche móvil se coloca sobre la antena. En esta posición el parche móvil actúa como una extensión del parche de la antena, lo que permite aumentar sintéticamente la longitud de la antena y disminuir la f_r . Por lo que, pudo formarse un sensor de desplazamiento con una f_r dada por (34), donde L_p es la longitud del parche móvil, ΔL es el desplazamiento medido por el sensor (ancho de la grieta) y L_0 es la longitud de la superficie de contacto entre la antena de parche y el parche móvil cuando $\Delta L = 0$.

$$f_r = \frac{c}{2[L_a + L_p - (L_0 - \Delta L)]\sqrt{\epsilon_e}}. \quad (34)$$

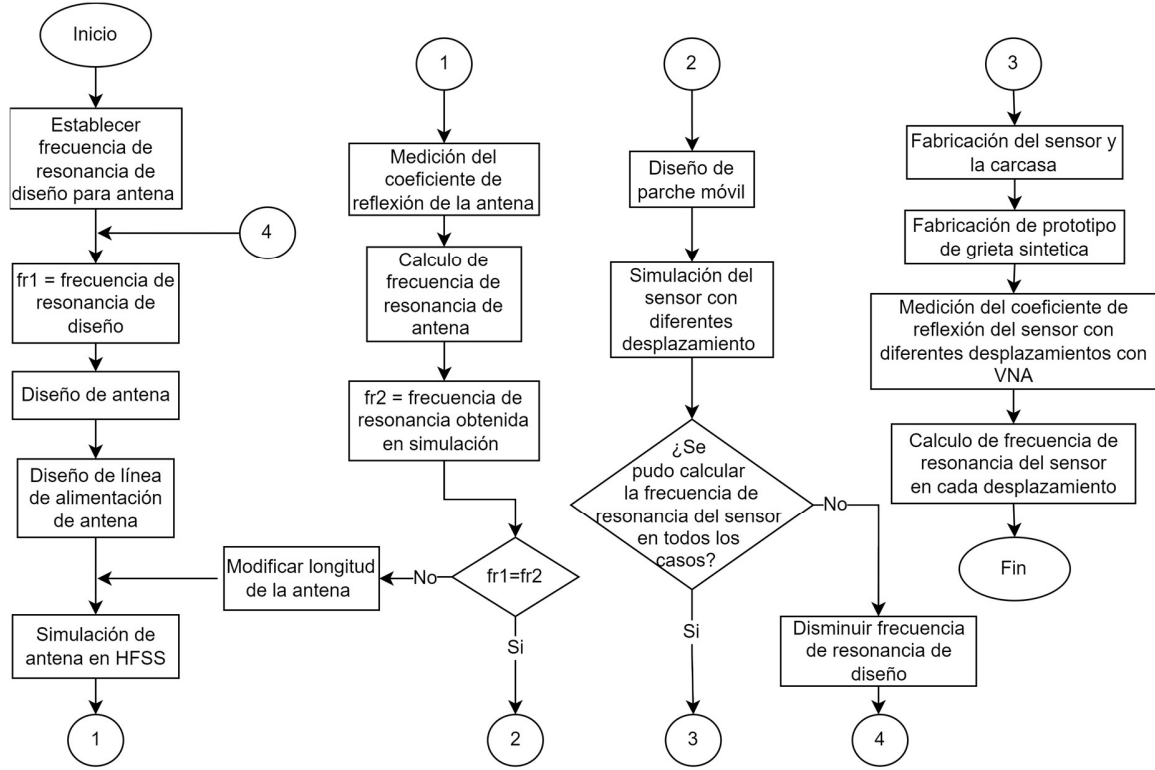


Fig. 16. Diagrama de flujo que expone la metodología seguida para el diseño y prueba experimental del sensor basado en una antena de parche rectangular.

Posteriormente, se realizó la simulación del sensor con el objetivo de analizar su respuesta cuando el parche móvil se desplazó en un rango de ΔL que fue de 0 mm a 5 mm en pasos de 1 mm y en cada caso de ΔL se calculó la f_r del sensor a través del Γ . Al finalizar la simulación se analizó si el ancho de banda en el que se obtuvo el Γ del sensor era suficiente para obtener la f_r en todos los casos de ΔL . En caso de que el ancho de banda no fuera suficiente se repetiría nuevamente el proceso explicado hasta este punto disminuyendo la f_r de diseño. Este proceso se repetiría hasta que el ancho de banda de Γ fuera suficiente para obtener la f_r del sensor en todos los casos de ΔL .

Después, se realizó la fabricación del sensor y se construyó el prototipo de grieta sintética presentado en la Fig. 17 (c). La antena de parche y el parche móvil del sensor se fabricaron con fotolitografía estándar. El prototipo de grieta consiste de una carcasa para el sensor, una pieza de azulejo y un micrómetro. Como se puede observar en la Fig. 17 (d), la carcasa del sensor, formada por una base para la antena y una estructura móvil que pegada al parche móvil, se diseñó para facilitar la instalación del sensor en una grieta real, aísla eléctricamente al sensor, permite una buena alineación entre la antena y el parche móvil, y establecer un L_0 . En este caso, se diseñaron las piezas de la carcasa para establecer un $L_0 = 13$ mm. Las piezas de la carcasa se fabricaron en material PLA con una impresora 3D Flashforge configurada con un patrón de relleno triangular y un factor de llenado de 10 %.

Como se puede ver en la Fig. 17 (c), la pieza de azulejo permite deslizar la estructura móvil mientras que, la base del sensor se encuentra en un sitio fijo, de esta forma pudo variarse el desplazamiento medido por el sensor. El micrómetro permite establecer el desplazamiento medido por el sensor debido a que limita el recorrido de la estructura móvil. Una vez fabricado el sensor y el prototipo de grieta sintética se midió el Γ del sensor en un ancho de banda que fue de 2 GHz a 4 GHz usando un VNA SPARQ 3002E, cuando se usaba la grieta sintética para variar ΔL en un rango de 0 mm a 5 mm con pasos de 0.5 mm. Por último, se calculó la f_r del sensor para cada caso de ΔL .

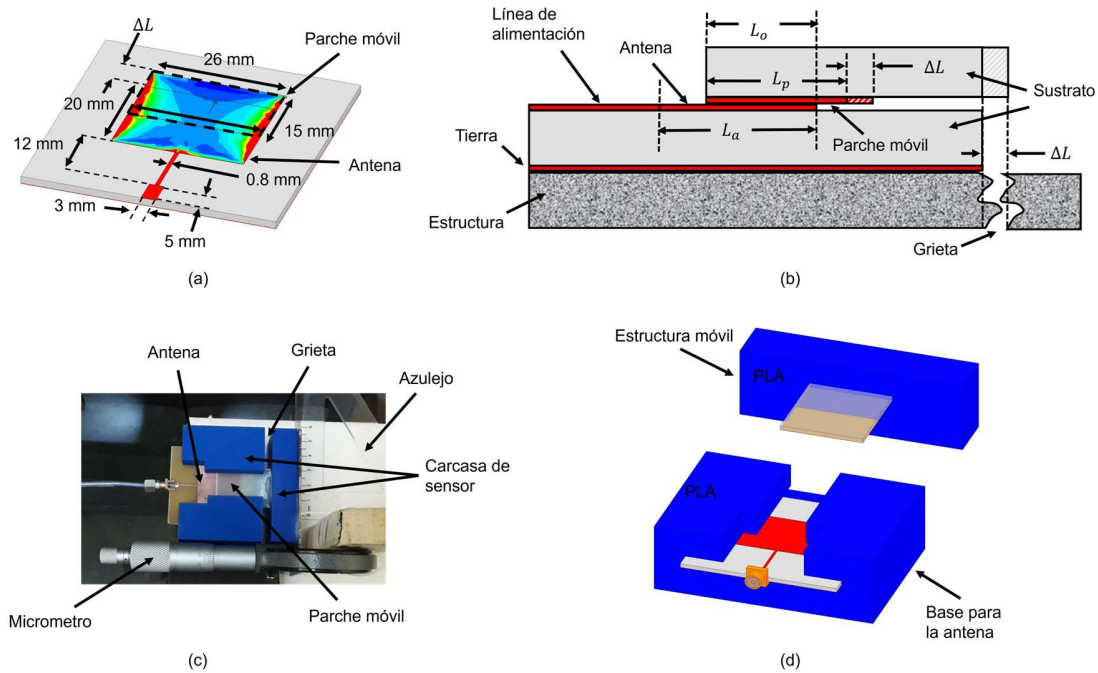


Fig. 17. (a) Dimensiones del modelo del sensor, (b) corte longitudinal del sensor montado en una estructura agrietada, (c) sensor instalado en prototipo de grieta sintética con ayuda de carcasa y (d) modelo de carcasa de sensor.

3.1.2. Metodología para diseño, implementación y prueba del nodo sensor basado en tecnología ZigBee para la medición de sensores de microondas

En la Fig. 18 (a) se presenta la estructura del nodo sensor diseñado para hacer mediciones del sensor (sensor de grietas) presentado en la sección anterior sin utilizar un VNA. El nodo sensor también se diseñó para conectarse a una WSN basada en tecnología ZigBee con una topología de estrella, como la que muestra en Fig. 8 (a). El nodo sensor se compone por una unidad de potencia, una unidad de procesamiento, un transceptor y una unidad de sensado, como se menciona en la sección 2.2.1. Para el diseño, implementación y prueba del nodo sensor se siguió la metodología presentada en el diagrama de flujo de la Fig. 19.

En la primera etapa de la metodología se desarrolló el diseño, la implementación y la caracterización del circuito reflectómetro de la Fig. 9, circuito que es utilizado para realizar la lectura de sensores de microondas de un puerto. Para su diseño se consideró que el reflectómetro debería poder medir el coeficiente de reflexión de un DUT en banda S (2 GHz a 4 GHz) y generar señales de IF en el rango de Hz. Por lo que, como se ve en la Fig. 18 (b), el circuito se implementó con dos divisores de potencia Wilkinson Mini-Circuits ZFSC-

2-10G que trabaja de 2 GHz a 10 GHz, un aislador SFI 2040 que trabaja de 2 GHz a 4 GHz y un mezclador Mini-Circuits ZEM-4300 que trabaja en un rango de 300 MHz a 4.3 GHz y puede generar señales de IF de DC a 1 GHz. Los elementos fueron conectados entre sí mediante cables coaxiales con terminales SMA. El circuito se alimentó con una señal chirp, de $f_L = 2.3$ GHz, $f_H = 3.5$ GHz, $T = 11$ seg y una potencia de -1 dBm, que se ingresó por el puerto de RF. La señal chirp se generó con un generador de RF equipado con el sintetizador ADF4351. En la etapa de caracterización, se utilizó un osciloscopio para analizar la potencia y la frecuencia de la señal obtenida en el puerto de IF del circuito ($u_{IF}(t)$) cuando se conectaba un circuito abierto en el puerto de sensado. El circuito abierto permitió obtener una reflexión total de la señal enviada al puerto de sensado, de forma que se pudo obtener una señal con la mayor potencia posible en el puerto de IF. Al analizar la señal $u_{IF}(t)$, obtenida en el osciloscopio, se pudo observar que la señal contaba con una amplitud de solo unos cuantos mV y una frecuencia de menos de 1 Hz.

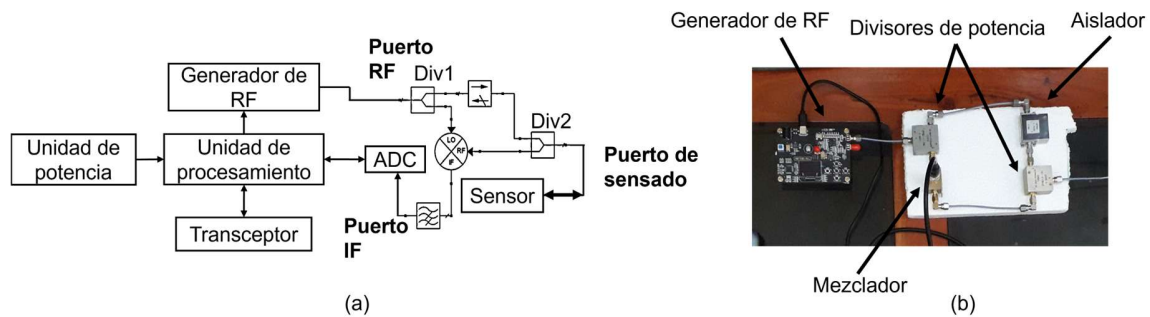


Fig. 18. (a) Estructura de nodo sensor y (b) circuito reflectómetro implementado.

Considerando los parámetros de la señal $u_{IF}(t)$ obtenidos en el paso anterior, en el siguiente paso de la metodología se diseñó e implementó un circuito acondicionador para hacer de manera óptima la conversión de analógico a digital de la señal $u_{IF}(t)$ mediante un ADC. En este caso, se utilizó como ADC el ADC unipolar de una tarjeta Arduino UNO que cuenta con una resolución de 10 Bits, un rango de voltaje de 3.3 V y una frecuencia de muestreo máxima de 125 KHz. Por lo que, el objetivo del circuito acondicionador fue amplificar la señal $u_{IF}(t)$ y agregar DC offset, de forma que su amplitud pudiera cubrir todo el rango de voltaje del ADC y poder utilizar toda su resolución sin trozar la señal. Como base para el diseño del circuito acondicionador se utilizó un amplificador operacional LM324 configurado como sumador no inversor. En la configuración se agregaron dos trimpots, uno se utilizó para variar la ganancia del amplificador y el otro se utilizó para variar el voltaje de DC offset sumado a la señal de entrada del amplificador. Para la alimentación del circuito acondicionador se utilizó la fuente de 5 V externa.

Posteriormente, se completó la implementación del nodo sensor y la WSN. Como se puede observar en la Fig. 20, dentro del nodo sensor, la unidad de potencia se implementó con algunas fuentes de 5 V. La unidad de procesamiento se implementó mediante el Arduino, mencionado anteriormente. El transceptor se implementó a través de una tarjeta XBee Shield equipada con un transceptor ZigBee configurado como end device. La unidad de sensado se implementó mediante el circuito reflectómetro, el circuito acondicionador y el ADC de Arduino. La unidad de procesamiento se conectó al transceptor mediante un adaptador TTL-USB y a la unidad de sensado a través del ADC. El adaptador TTL-USB permitió establecer una comunicación con protocolo RS-232. La unidad de potencia

alimento con sus fuentes de DC al generador de RF del reflectómetro, al Arduino y al circuito acondicionar.

Mientras que, la WSN se implementó con una PC cliente y un transceptor ZigBee, configurado como dispositivo coordinator, donde la PC cliente se conectó al dispositivo coordinator mediante un adaptador TTL-USB. Finalmente, la comunicación entre la PC cliente y el nodo sensor se realizó de manera inalámbrica mediante el protocolo de comunicación de ZigBee. En este caso, los dispositivos ZigBee se configuraron en modo AT, el cual permite que los dispositivos intercambien caracteres entre ellos como se hace en una comunicación seria.

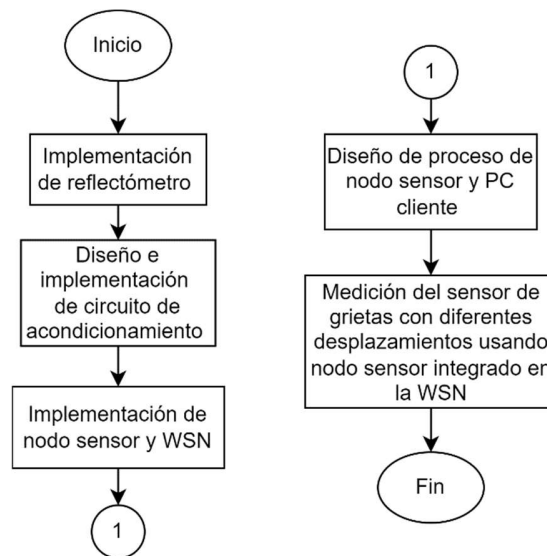


Fig. 19. Diagrama de flujo que describe la metodología seguida para el diseño, implementación y prueba del nodo sensor.

En el siguiente paso de la metodología se realizó el diseño de los procesos que ejecutaron el nodo sensor y la PC cliente. Los procesos se diseñaron con el fin de que el usuario, a través de la PC cliente, pudiera indicarle de manera remota al nodo sensor que deseaba hacer una medición del sensor de grietas y que el nodo sensor pudiera enviar las muestras de $u_{IF}(t)$ para que la PC cliente pudiera determinar el desplazamiento medido por el sensor. En la Fig. 21 se presenta el diagrama de flujo que describe el proceso ejecutado por la unidad de procesamiento del nodo sensor. El diagrama de flujo indica que desde el inicio el nodo está preparado para recibir datos enviados desde la PC cliente. El nodo sensor analiza cada dato que recibe hasta recibir el carácter "E" (carácter de inicio) que funciona como una alarma enviada por la PC cliente para indicar que el usuario solicita una medición del sensor.

Una vez recibido el carácter de inicio, la unidad de procesamiento del nodo sensor permitirá que el ADC comience a generar muestras de la señal $u_{IF}(t)$ al mismo tiempo que se inicializa la variable n (contador de muestras). Es importante mencionar que, el ADC integrado en Arduino UNO cuenta con 10 bits de resolución mientras que, la red ZigBee solo puede enviar datos de 1 byte a la vez. Por lo que, como se muestra en el diagrama de flujo, al obtener una muestra de la señal $u_{IF}(t)$ sus 10 bits se dividen en dos variables que contienen un byte cada una. Siendo en la variable L donde se almacenan los 8 bits menos significativos de la muestra y en la variable H donde se almacenan los 2 bits más significativos de la muestra más ceros para completar los 8 bits. Teniendo listos los valores

de las variables L y H, son cargados vía RS-232 al transceptor para ser enviados a la PC cliente a través de la WSN. Donde primero es enviada la variable H y después la variable L. Después de haber enviado ambas variables, el contador de muestras se incrementa en 1 y se verifica si ya se han enviado las muestras necesarias a la PC cliente. En caso de que sea cierto, se dará por finalizado el envío de muestras y el proceso retornara hasta el principio. En caso de que sea falso y aún se necesiten enviar más muestras, se obtendrá una nueva muestra y se repetirá el proceso de envío nuevamente.

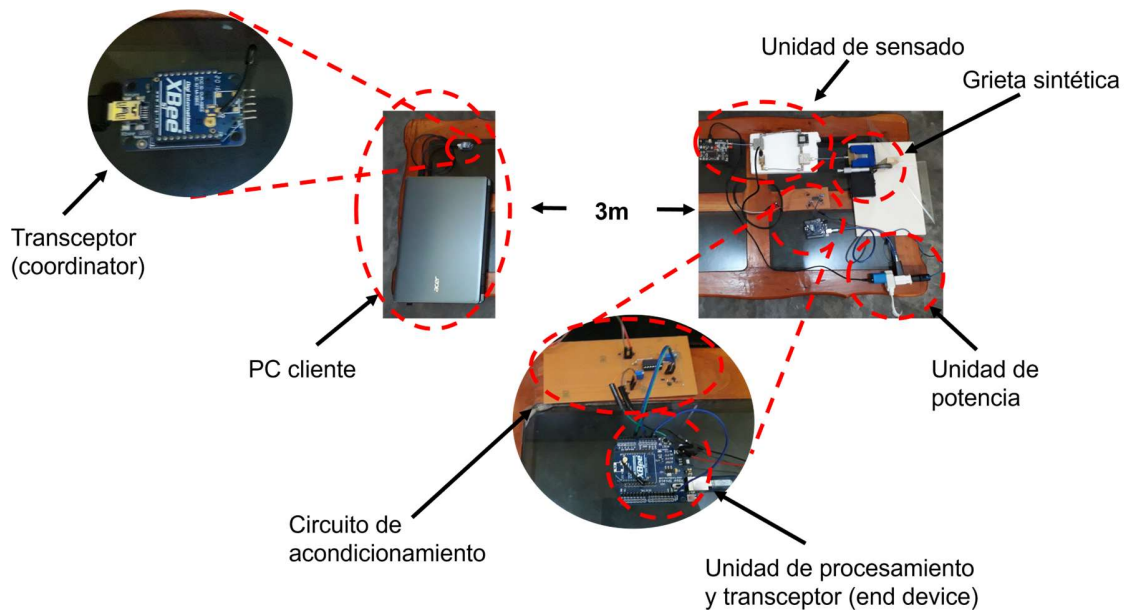


Fig. 20. Implementación de nodo sensor, con sensor de grietas instalado en grieta sintética, conectado a una WSN basada en tecnología ZigBee.

Para determinar el número de muestras que el nodo sensor necesita enviar a la PC cliente se consideró que debía ser lo suficientemente grande para representar un periodo T de la señal $u_{IF}(t)$. Por lo que, se debió tomar en cuenta la frecuencia de muestreo con la que se muestreo la señal, y el periodo T . Con respecto a la frecuencia de muestreo, debido a que las muestras generas por el ADC son divididas y enviadas por partes a la PC cliente inmediatamente después de haber salido del ADC, la frecuencia de muestreo lograda por la WSN estuvo dada por la velocidad de transferencia de datos de la red. En este caso, se midió una frecuencia de muestreo alcanzada por la WSN de 107.5 Hz. Considerando que $T = 11$ seg, se requirieron 1183 muestras para muestrear un periodo de la señal $u_{IF}(t)$. Sin embargo, el generador de RF generada un tren de señales chirp que no se encuentra sincronizado con la unidad de procesamiento. Por lo tanto, se decidió que 2000 muestras eran suficientes para muestrear un periodo de la señal $u_{IF}(t)$ en cualquier instante de tiempo.

En la Fig. 22 se presenta el diagrama de flujo del proceso ejecutado por la PC cliente para obtener una medición del sensor de grietas del nodo sensor. El diagrama de flujo indica que, al inicio del proceso la PC cliente pregunta al usuario si ¿Desea hacer una medición? Una vez el usuario contesta que sí, la PC cliente enviara, a través de la WSN, el carácter "E", que como se mencionó anteriormente sirve para ordenarle al nodo sensor que comience con su proceso. Al mismo tiempo, se inicializa la variable n (contador de muestras). Posteriormente, se reciben los datos de las variables H y L enviados por el nodo sensor. El dato de H se almacena en la variable "y" y el dato de L en la variable "x". Teniendo

los valores de “y” y “x”, se calcula el valor del array “señal” en la posición n, tal como se muestra en el diagrama. Después se verifica si ya se han obtenido todas las muestras esperadas. En caso de no ser así, el valor de n se aumentará en 1 y se continuará recibiendo muestras. En caso contrario, se graficarán las 2000 muestras almacenadas en “señal” y manualmente se localizarán las dos discontinuidades que indican el principio y el fin de un periodo de la señal $u_{IF}(n)$. El número de muestras que debe existir entre las dos discontinuidades debe ser igual a 1183.

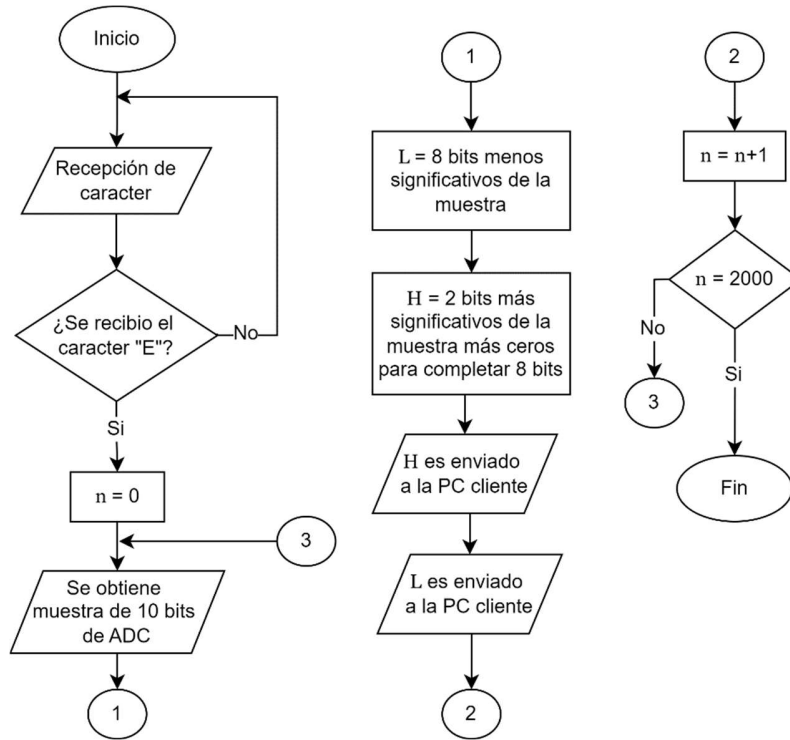


Fig. 21. Diagrama de flujo de proceso ejecutado por el nodo sensor.

Una vez identificas las 1183 muestras, se almacenan en el array “data_w”. Luego, a la señal almacenada en “data_w” se le añade un ventaneo tipo Hamming para después aplicarle la transformada de Hilbert y obtener la señal analítica u_{IF} , como se indica en (33). Después de haber obtenido la señal u_{IF} , se realiza el proceso de calibración para obtener Γ . Para realizar este proceso es necesario haber calculado antes los términos de error, como se explica en la sección 2.2.1.4.1.7. Para realizar el cálculo de los términos de error debe ejecutarse el proceso explicado hasta este punto, obtener la medición de Γ_{mS} , Γ_{mO} y Γ_{mL} , y resolver (32). Las señales Γ_{mS} , Γ_{mO} y Γ_{mL} son iguales a u_{IF} cuando se conecta al puerto de sensado del reflectómetro del nodo sensor un corto circuito, un circuito abierto y una carga, respectivamente. Teniendo los términos de error calculados, puede conectarse el sensor de grietas al nodo sensor y continuar con el proceso de la PC cliente para calcular el Γ a través de (31). Es importante mencionar que los términos de error solo deben obtenerse una vez ya que representan errores sistemáticos que solo cambiarán si se modifica el circuito reflectómetro o el B la señal chirp de alimentación.

Después de haberse obtenido el Γ del sensor, se continua con el proceso para calcular la f_r del sensor. Para el cálculo de la f_r se debe encontrar la frecuencia en la que se presenta el valor mínimo de $|\Gamma|$, tal como se mencionó anteriormente. En el diagrama de flujo esta

operación se indica con la función peak_min . Después de obtener la f_r del sensor en unidades de GHz, puede ser utilizada para determinar el desplazamiento medido por el sensor a través la ecuación de recta que se muestra en el diagrama de flujo. El proceso para obtener la ecuación de recta será presentado en el capítulo 4. Finalmente, como se indica en la metodología, se realizaron mediciones del sensor usando la WSN, donde se utilizó el escenario presentado en la Fig. 17 (c) para variar ΔL en un rango de 0 mm a 5 mm con pasos de 0.5 mm.

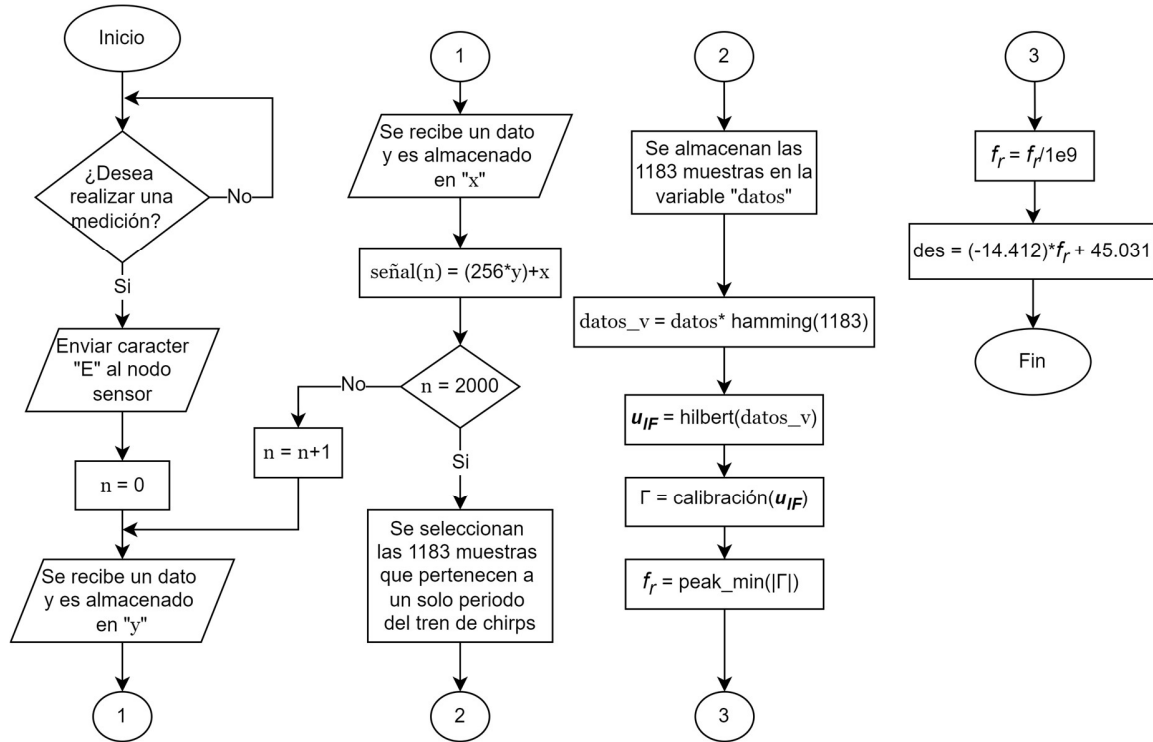


Fig. 22. Diagrama de flujo del proceso ejecuta por la PC cliente.

3.2. Metodología propuesta para la implementación de un nodo sensor WiFi con alta sensibilidad y linealidad basado en un resonador de lambda cuartos para la medición del ancho de grietas

La siguiente metodología presenta el proceso de diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos enfocado en la medición del ancho de grietas para SHM. Además, se presenta el proceso de diseño, implementación y prueba de un nodo sensor para la lectura de sensores de microondas de un puerto que puede ser integrado a una WSN basada en tecnología WiFi.

3.2.1. Metodología para el diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos

En la Fig. 23 se presenta un diagrama de flujo que describe la metodología seguida para el diseño y la prueba de un sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos. La metodología comenzó seleccionando la f_r de diseño del resonador base del sensor y su sustrato de fabricación. En este caso, se seleccionó una f_r de diseño de 2.7 GHz y un sustrato FR4 de 1.6 mm de grosor. Después, se realizó el diseño del resonador

de lambda cuartos. En este paso se utilizó la herramienta Lincalc, herramienta del software ADS, para diseñar una línea microstrip (línea del resonador) de $Z_0 = 50$ ohms y $\theta = 90^\circ$, considerando la f_r de diseño y sustrato seleccionados en el paso anterior. La herramienta Lincalc se basa en las ecuaciones presentada en las secciones 2.1.1.1.1.1. y 2.1.1.1.1.4. para obtener las dimensiones de la línea. Teniendo las dimensiones de la línea, se diseñó la línea de alimentación del resonador. En este caso, se decidió alimentar el resonador mediante un acoplamiento con gap utilizando una línea de alimentación tipo linearly tapered para obtener un fuerte acoplamiento con el resonador, tal como se menciona en la sección 2.1.1.1.1.5.2. Una vez obtenidas las dimensiones de la línea del resonador y la línea de alimentación se creó el diseño del resonador en HFSS, donde se colocó un vía hole en un extremo de la línea para obtener el corto circuito que requiere el resonador, y se obtuvo su Γ en un rango de frecuencias de 2 GHz a 4 GHz.

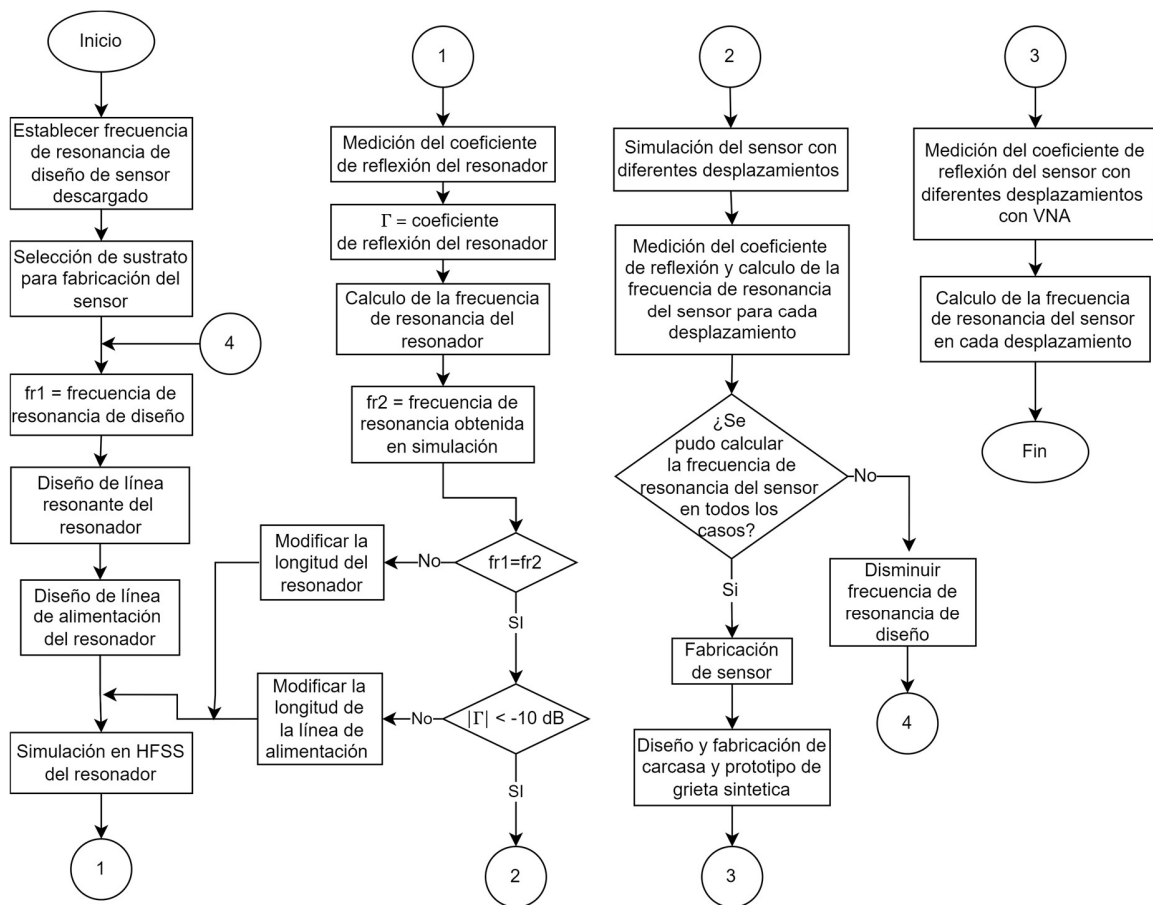


Fig. 23. Diagrama de flujo que expone la metodología seguida para el diseño del sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos.

Como se indica en el diagrama de flujo, en el siguiente paso de la metodología se calculó la f_r del resonador y se analizó si era igual a la f_r de diseño. En caso de no ser igual, se modifica la longitud de la línea resonante (l_r) y se repite la simulación, esto se hace hasta que la f_r del resonador se acerque lo más posible a la f_r de diseño. Después, se analizó la fuerza del acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador. En este análisis se evaluó el valor en dB de $|\Gamma|$ del resonador en su f_r , donde se consideró que entre más

pequeño fuera el valor de $|\Gamma|$ mayor sería el acoplamiento. Teniendo esto en cuenta, se estableció un gap de 0.3 mm entre la línea de alimentación y el resonador, y se determinó que si no se tenía un $|\Gamma| < -10$ dB se modificaría la longitud de la línea de alimentación y se haría nuevamente la simulación hasta obtener el valor de $|\Gamma|$ deseado. Es importante mencionar que el valor establecido para el gap es el mínimo que puede fabricarse con fotolitografía estándar. En la Fig. 24 (a) se presenta las dimensiones finales del resonador.

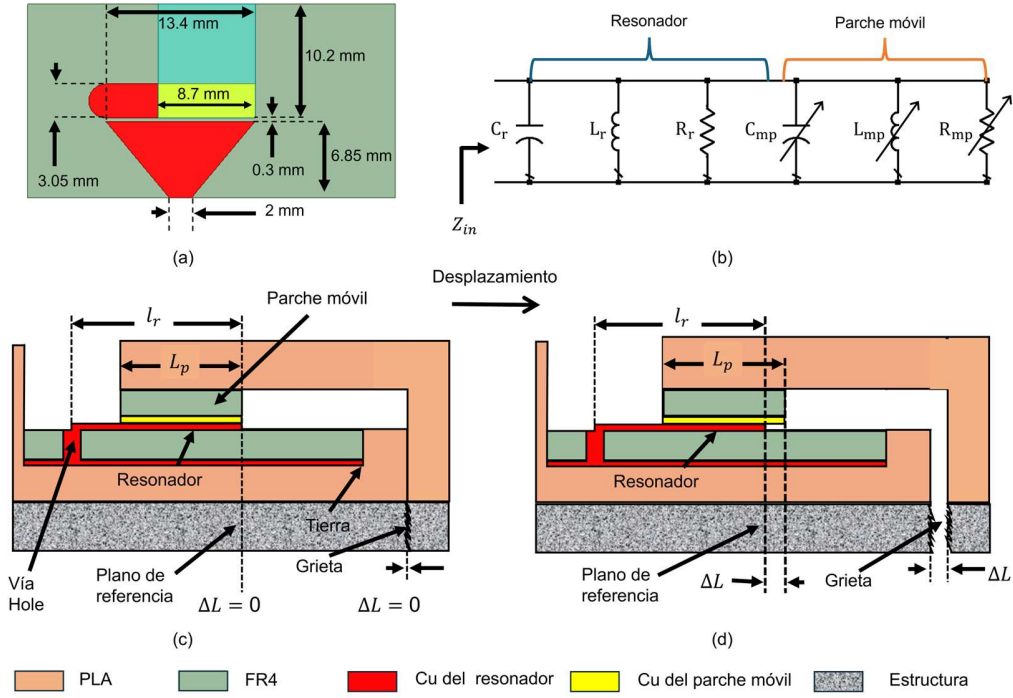


Fig. 24. (a) Dimensiones del modelo de sensor, (b) circuito equivalente de elementos concentrados del sensor propuesto, ilustración del sensor instalado en una grieta (c) cuando $\Delta L = 0$ y (d) cuando $\Delta L \neq 0$.

Como se muestra en la Fig. 24 (a), teniendo listo el modelo del resonador, se añadió al modelo de HFSS un parche móvil para formar el modelo del sensor de desplazamiento propuesto. El sensor cuenta con un circuito equivalente de elementos concentrados, presentado en la Fig. 24 (b). En el circuito, Z_{in} es la impedancia de entrada del sensor, C_r , L_r y R_r representan la capacitancia, inductancia y resistencia del sensor descargado, y C_{mp} , L_{mp} y R_{mp} representan la capacitancia, inductancia y resistencia inducida por el desplazamiento del parche móvil, cuando $\Delta L \neq 0$. Como se puede ver en las Fig. 24 (c) y (d), el parche móvil permitió aumentar sintéticamente la longitud del resonador, de tal forma que la f_r de sensor es expresada por (35), la cual solo es válida cuando $0 \leq \Delta L \leq L_p$, donde L_p es la longitud física del parche móvil.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{(C_r + C_{mp})(L_r + L_{mp})}} = \frac{c}{4(l_r + \Delta L)}. \quad (35)$$

Teniendo el modelo del sensor en HFSS, se simuló su respuesta cuando el parche móvil se desplazó en un rango de ΔL de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm. En este paso, se analizó si la f_r del sensor en todo el rango de ΔL podía ser medida en banda S. Como se indica en el diagrama de flujo, si no era posible medir la f_r en todos los casos de ΔL se disminuía la

f_r de diseño y se realizaba nuevamente el diseño del sensor, mientras que en el caso contrario se continuaría con la fabricación del sensor.

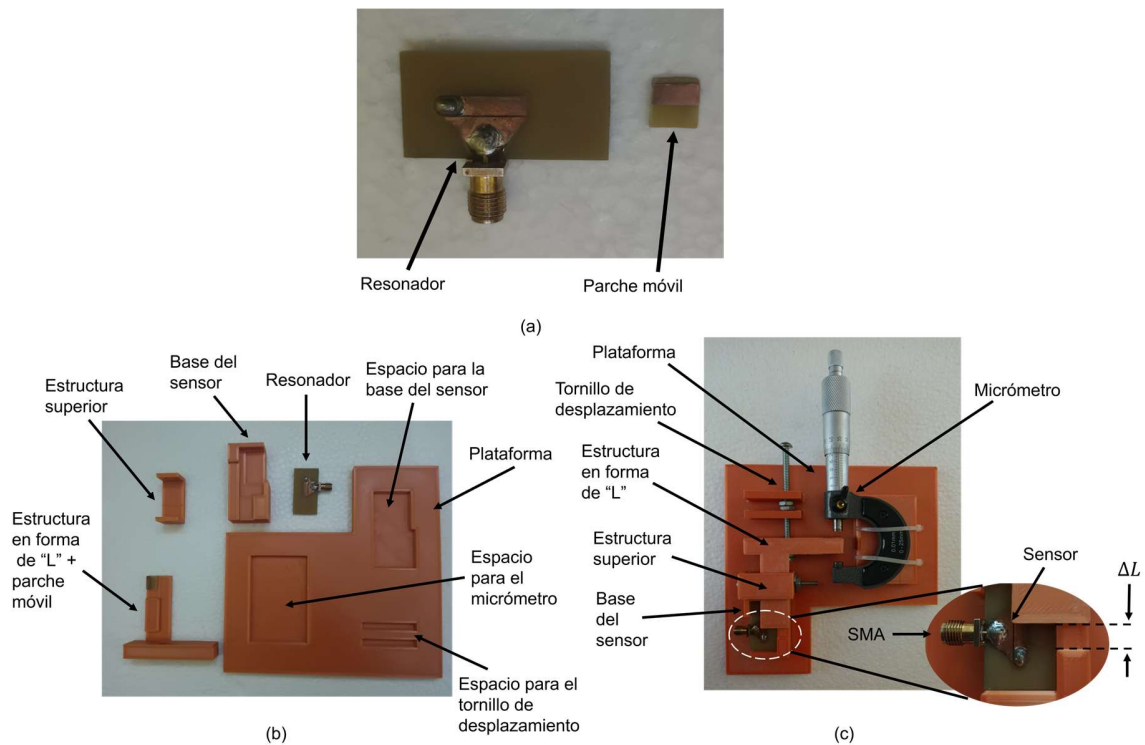


Fig. 25. (a) Piezas del sensor fabricadas, (b) piezas de sensor, carcasa del sensor y grieta sintética fabricadas, y (c) sensor instalado en grieta sintética.

En la Fig. 25 (a) se presenta el resonador y el parche móvil del sensor fabricados, ambas partes fueron fabricadas con fotolitografía estándar. Para la medición experimental del sensor, se diseñó la carcasa, que se muestra en las Fig. 24 (c) y (d), la cual se compone de una base para el sensor y una estructura en forma de "L". La base del sensor se diseñó para mantener en una posición fija el resonador del sensor y la estructura en forma de "L" se diseñó para sujetar el parche móvil. Además, en la base del sensor se diseñó una ranura que permite que la estructura en forma de "L" pueda desplazarse encima del resonador, de tal forma que el parche móvil pueda tener contacto con el resonador y se mantenga una buena alineación entre ambas partes del sensor. Para mejorar el contacto entre el resonador y el parche móvil se diseñó una estructura superior que se colocó sobre la estructura en forma de "L" y se fijó en la base del sensor con un tornillo y un par de tuercas, de tal forma que hiciera presión sobre la estructura en forma de "L" y el parche móvil presionara con más fuerza el resonador. La carcasa del sensor también permitió aislar eléctricamente el sensor e instalarlo fácilmente en una grieta.

En la Fig. 25 (b) se muestran las piezas de la carcasa del sensor y de un prototipo de grieta sintética. Las piezas de la carcasa y del prototipo de grieta sintética fueron fabricadas en material PLA con una impresora 3D Kingroom kp3s con un patrón de llenado triangular y un factor de llenado de 10 %. El prototipo de grieta sintética se diseñó para controlar el desplazamiento del parche móvil del sensor. La grieta sintética contó con una plataforma,

un tornillo de desplazamiento y un micrómetro. La plataforma fue diseñada con espacios para alojar la carcasa del sensor, el tornillo de desplazamiento y el micrómetro. El tornillo de desplazamiento permitió desplazar el parche móvil del sensor cuando se fija con tuercas a la estructura en forma de “L” de la carcasa del sensor. El micrómetro permitió controlar el desplazamiento del parche móvil limitando el recorrido de la estructura en forma de “L”. En la Fig. 25 (c) se presenta el escenario que se implementó para realizar mediciones de Γ del sensor con un VNA FieldFox N9918A en un rango de 2 GHz a 4 GHz. En el escenario se usó el prototipo de grieta sintética para variar ΔL en un rango de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm y poder obtener la respuesta del sensor en cada caso de ΔL a través del cálculo de su f_r .

3.2.2. Metodología para el diseño, implementación y prueba de nodo sensor basado tecnología WiFi para la medición de sensores de microondas

Para el diseño, implementación y prueba del nodo sensor basado en tecnología WiFi, en general, se siguió la misma metodología de la sección 3.1.2. Por lo que, en este nodo sensor se utilizó el mismo circuito reflectómetro y el mismo circuito acondicionador implementados anteriormente. Aunque, en este caso se usó como ADC el ADC unipolar de una tarjeta de desarrollo ESP32, el cual cuenta con una resolución de 12 bits, un rango de voltaje de entrada de 3.3 V y una frecuencia de muestreo de 1 KHz, cuando se ocupa el ADC y el módulo WiFi de la tarjeta al mismo tiempo.

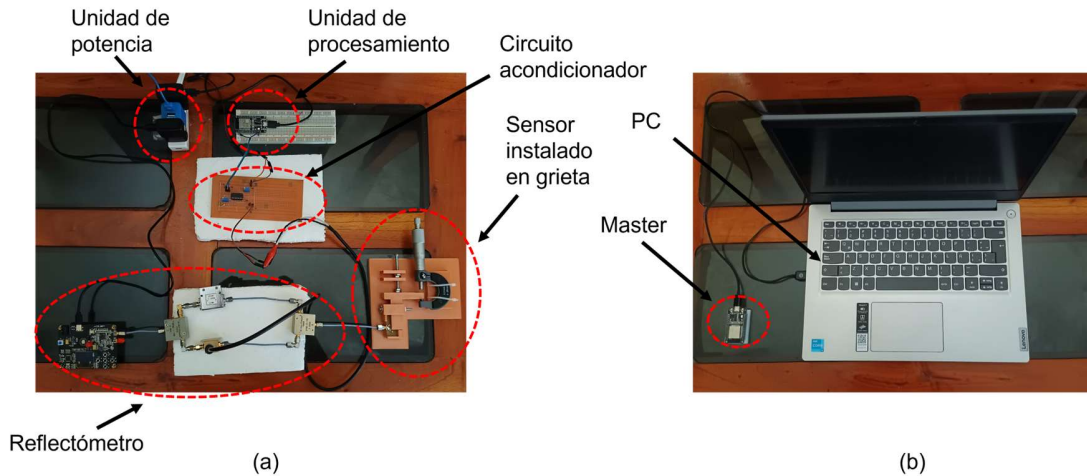


Fig. 26. (a) implementación de nodo sensor con sensor instalado en grieta sintética y (b) PC con transceptor conectado.

Además, para esta sección se implementó una WSN basada en tecnología WiFi, con la estructura que se puede ver en la Fig. 8 (b). La estructura de la WSN ilustrada en la figura plantea el uso de tecnología WiFi para la comunicación de la red mediante el protocolo de comunicación ESP-NOW, mencionado en la sección 2.2.1.3.2. Por lo que, como se muestra en la Fig. 26 (a), como unidad de procesamiento del nodo sensor de esta sección se utilizó la tarjeta de desarrollo ESP32 que contiene el ADC debido a que el protocolo ESP-NOW es exclusivo de microcontroladores ESP32 y ESP8266. Como transceptor se usó el módulo WiFi integrado en el ESP32. Mientras que, como se muestra en la Fig. 26 (b), para formar la WSN se utilizó otra tarjeta ESP32 que actuó como transceptor de la PC, la cual permite al usuario controlar la red mediante una interfaz.

En cuanto a la conexión entre las unidades del nodo sensor, la unidad de procesamiento se conectó con la unidad de sensado (reflectómetro, circuito de acondicionamiento y ADC) a través del ADC del ESP32 y el transceptor se conectó con la unidad de procesamiento dentro del ESP32. En cuanto a las conexiones en la WSN, el nodo sensor se conectó de manera inalámbrica con el transceptor de la PC, donde el transceptor del nodo sensor era configurado como Slave y el transceptor de la PC era configurado como Master. Además, la PC se conectó con su transceptor a través del adaptador TTL-USB de la ESP32.

En cuanto a los procesos ejecutados por el nodo sensor y la PC, se utilizaron los mismos procesos descritos en los diagramas de flujo de las Fig. 21 y Fig. 22. Los procesos fueron nuevamente utilizados debido a que al utilizar el protocolo de comunicación ESP-NOW se pudo desarrollar una comunicación inalámbrica similar a una comunicación serial, en la que se pueden intercambiar caracteres entre el transceptor de la PC y el transceptor del nodo sensor, tal como se hizo en la WSN basada en tecnología ZigBee. Sin embargo, el ADC del ESP32 cuenta con una resolución de 12 bits, por lo que, se tuvo que hacer un cambio en el proceso de la unidad de procesamiento del nodo sensor. En este caso, se modificó la operación con la cual se obtenía el valor de H ya que H debía tener los 4 bits más significativos de las muestras del ADC y 4 ceros para completar 8 bits.

Por otro lado, con el protocolo de comunicación ESP-NOW la WSN alcanzó una frecuencia de muestreo de 109 Hz. Por lo que, el proceso ejecutado por la PC se modificó para que se considerara que $u_{IF}(n)$ contará con 1199 muestras. Además, se modificó la ecuación que relaciona ΔL con la f_r del sensor, ecuación que será presentada en el capítulo 4. Debido a que, el sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos tiene una respuesta diferente al sensor de desplazamiento basado en una antena de parche. Una vez realizados los cambios, como se indica en la metodología, se midió el sensor de grietas con diferentes desplazamientos (diferentes anchos de grietas) usando el prototipo de grieta sintética.

3.3. Metodología para el diseño de un sensor con alta sensibilidad y linealidad basado en un SIR de lambda medios para la medición del ancho de grietas

En esta sección se presenta la metodología seguida para el diseño y prueba de un sensor de desplazamiento basado en un SIR de lambda medios propuesto para la medición de grietas en sistemas de SHM. El sensor se diseñó con el objetivo de poder ser leído con algunos de los nodos sensores presentados anteriormente.

Para el diseño del sensor de desplazamiento, se usó como base un SIR de lambda medios de dos secciones, como el que se presenta en la Fig. 6 (a). Como se muestra en la Fig. 27 (a), el sensor propuesto se formó con una línea de transmisión fija y un parche móvil, donde la línea de transmisión fija actuó como la línea de transmisión con Z_1 y el parche móvil actuó como la línea de transmisión con Z_2 . Como se puede ver en las Fig. 27 (b) y (c), el principio de funcionamiento del sensor consistió en deslizar el parche móvil a lo largo de la línea de transmisión fija una distancia ΔL , esta acción permite cambiar la f_r del sensor en función de ΔL .

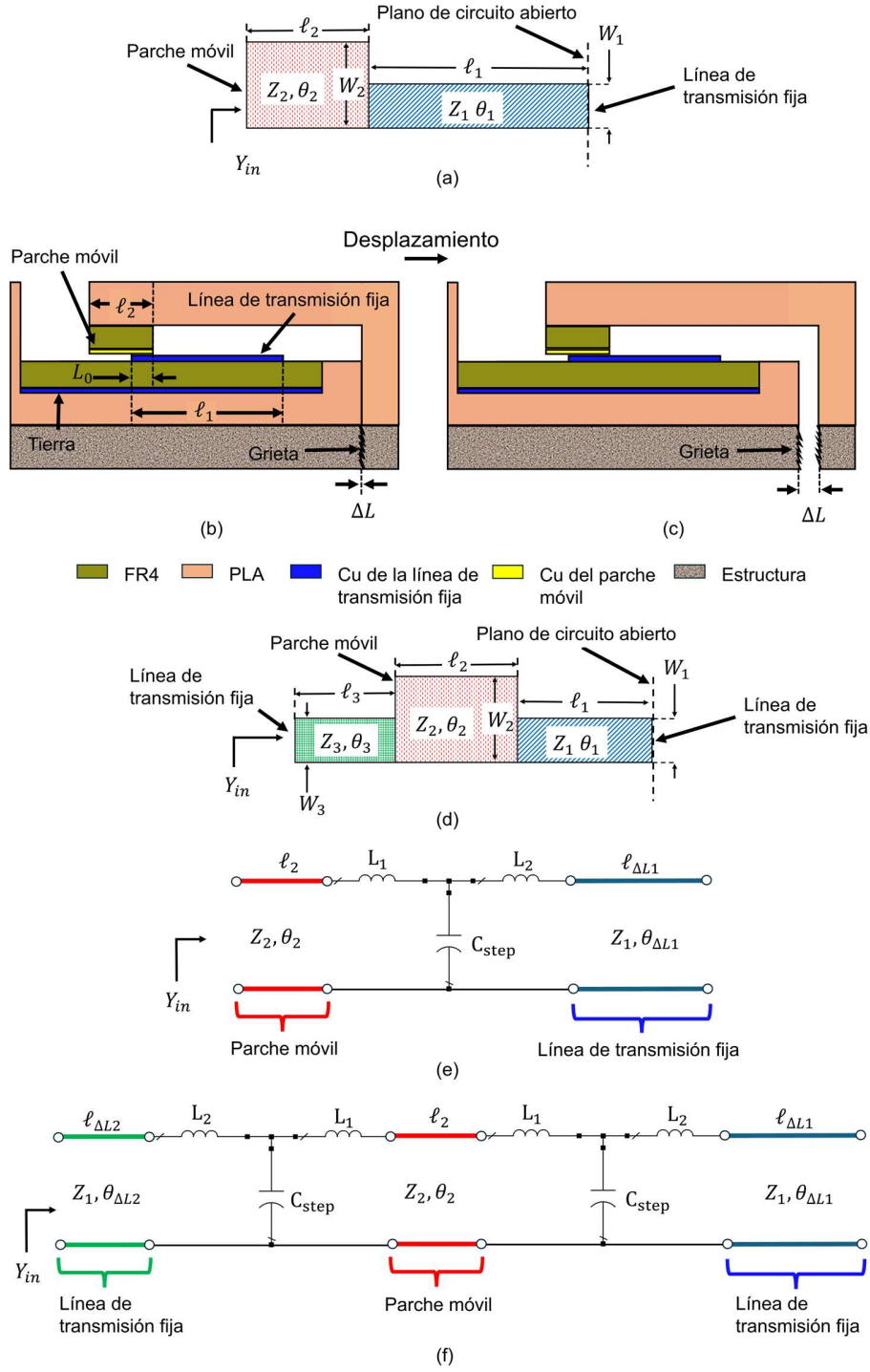


Fig. 27. (a) Estructura de sensor propuesto cuando actúa como un SIR de lambda medios de dos secciones, ilustración del sensor instalado en una grieta (b) cuando $\Delta L = 0$ y (c) cuando $\Delta L \neq 0$, (d) estructura del sensor propuesto cuando actúa como un SIR de lambda medios de tres secciones, (e) circuito equivalente de elementos distribuidos del sensor cuando actúa como un SIR de dos secciones y (f) circuito equivalente de elementos distribuidos de sensor cuando actúa como un SIR de tres secciones.

Dependiendo de los valores de ℓ_2 , ΔL y L_0 , el sensor podía actuar como un SIR de lambda medios de dos o tres secciones, como el que se muestra la Fig. 27 (d). El SIR de tres secciones ilustrado en la figura contó con la misma estructura que el SIR presentado en la Fig. 6 (b). Cuando $\ell_2 \geq \Delta L + L_0$, el sensor se comportó como un SIR de dos secciones, pues una porción del parche móvil permaneció afuera de la línea de transmisión fija. Mientras que, cuando $\ell_2 < \Delta L + L_0$, el sensor se comportó como un SIR de tres secciones ya que el parche móvil se encontró totalmente dentro de la línea de transmisión fija. Momento en el que se presentó la superposición del parche móvil y la línea de transmisión fija.

En la Fig. 27 (e) se muestra el circuito equivalente de elementos distribuidos del sensor antes de la superposición. En el circuito, el parche móvil y la línea de transmisión fija fueron modeladas como dos líneas de transmisión conectadas por los elementos L_1 , L_2 y C_{step} . Estos elementos representaron la intersección entre las líneas de transmisión y pueden ser calculados con las fórmulas dadas en [56]. En este caso, la longitud de la línea de transmisión fija ($\ell_{\Delta L1}$) se definió como $\ell_{\Delta L1} = \ell_1 - \Delta L - L_0$ con $\theta_{\Delta L1} = \beta_1 \ell_{\Delta L1}$, donde $\theta_{\Delta L1}$ es la longitud eléctrica de la línea de transmisión fija. Mientras que, en la Fig. 27 (f) se presenta el circuito equivalente de elementos distribuidos del sensor después de la superposición. En este caso, $\ell_{\Delta L1} = \ell_1 - \ell_2 - \ell_{\Delta L2}$ y $\ell_{\Delta L2} = \Delta L + L_0 - \ell_2$, donde $\ell_{\Delta L2}$ es la longitud de la porción de la línea de transmisión fija localizada a la izquierda del parche móvil. Esta porción de la línea de transmisión fija tuvo una longitud eléctrica $\theta_{\Delta L2}$ definida como $\theta_{\Delta L2} = \beta_2 \ell_{\Delta L2}$.

Considerando que al variar el valor de ΔL no existió un cambio significativo en la θ_{TA} del SIR, dada en (16), se tomó como constante. De tal forma, que teniendo en cuenta las expresiones que definen la frecuencia de un resonador de impedancia uniforme (UIR por sus siglas en inglés) de lambda medios y un UIR de lambda cuartos, considerando que $\varepsilon_{e1} \approx \varepsilon_{e2}$ y despreciando L_1 , L_2 y C_{step} . El desplazamiento ΔL medido por el sensor fue determinado por (36), con $\lambda_g = c/f_r \sqrt{\varepsilon_{e1}}$, $x = 360^\circ/\theta_{TA} = 2.215$ y $k = \ell_1 + \ell_2 - L_0$. Un ejemplo de un UIR de lambda medios es una antena de parche rectangular con una f_r dada por (5) y un ejemplo de un UIR de lambda cuartos es el resonador usado en la sección 3.2.1 que cuenta con una f_r dada por (12).

$$\Delta L = -\frac{\lambda_g}{x} + k. \quad (36)$$

En la Fig. 28 se presenta el diagrama de flujo con la metodología seguida para el diseño del sensor de desplazamiento (sensor de grietas) presentado en esta sección. En el primer paso de la metodología se diseñó el SIR de lambda medios de dos secciones, presentado en la Fig. 27 (a). Para este paso se seleccionó un $Rz = 0.52$, con $Z_1 = 50$ ohms, $Z_2 = 26$ ohms, y un $\theta_2 = 45^\circ$. Después, se usó (15) para obtener los valores de θ_1 y θ_{TA} , los cuales fueron $\theta_1 = 117.5^\circ$ y $\theta_{TA} = 162.5^\circ$.

Una vez obtenidos los valores de θ_1 y θ_{TA} , se seleccionó el sustrato de fabricación y la f_r de diseño del sensor. En este caso, se seleccionó un sustrato FR4 con grosor de 1.6 mm y cubierto por cobre (Cu) de 1 Oz, y una f_r de diseño de 2.3 GHz. Con esta información y los parámetros seleccionados anteriormente, se utilizó la herramienta Lincalc para calcular los valores de ℓ_1 , ℓ_2 , W_1 y W_2 . Después, se diseñó la línea de alimentación del SIR, como línea de alimentación se seleccionó una línea tipo exponentially tapered. Obtenidas las dimensiones de la línea, se creó en HFSS el modelo del sensor y se simuló.

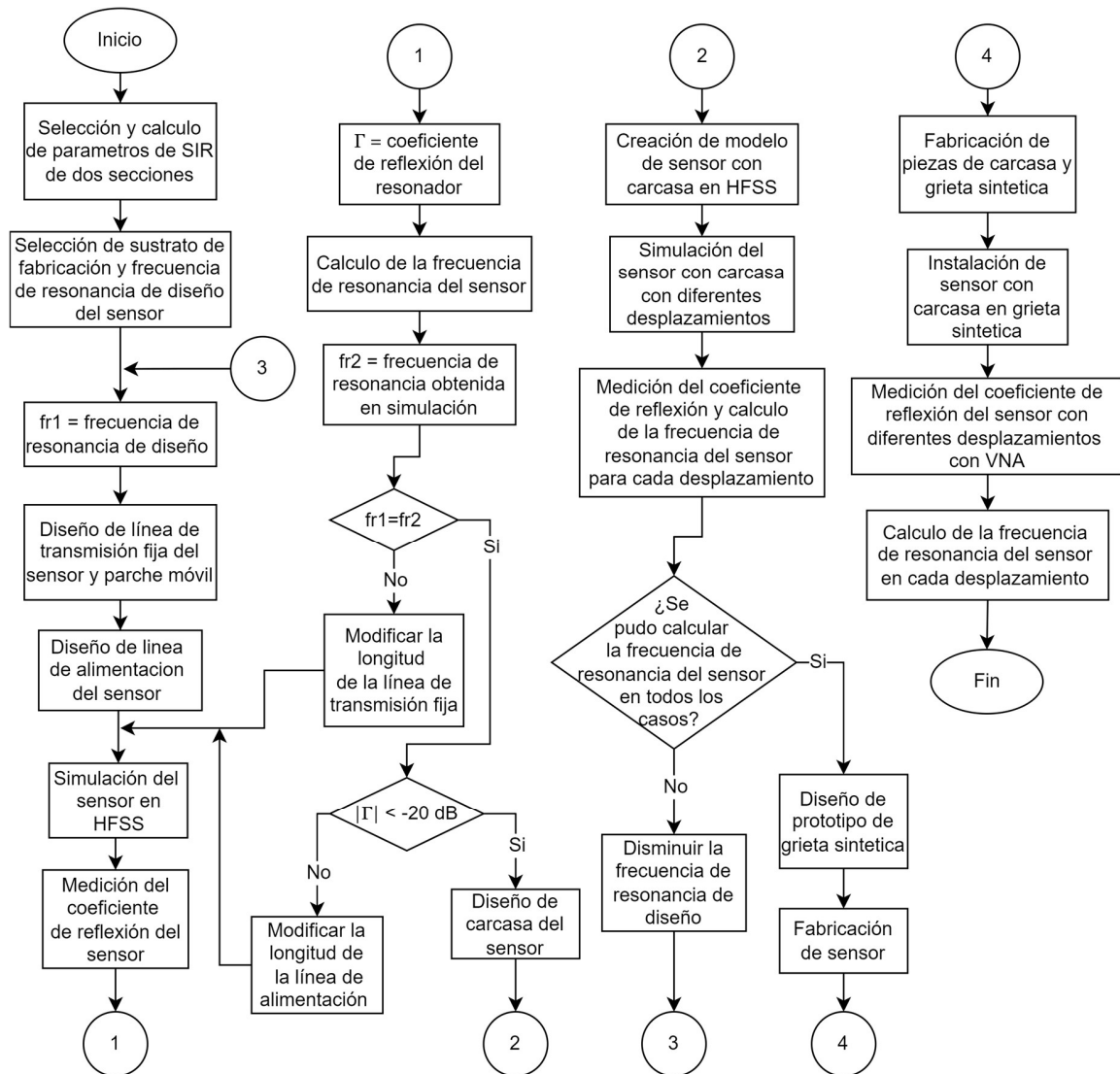


Fig. 28. Diagrama de flujo que describe la metodología seguida para el diseño y prueba de sensor de desplazamiento basado en un SIR de lambda medios.

Como se indica en la metodología, con la simulación se midió el $|\Gamma|$ del sensor en un rango de frecuencia de 2.5 GHz a 4 GHz y se obtuvo la f_r del sensor. Posteriormente, se comparó la f_r del sensor con la f_r de diseño. Si la f_r del sensor era diferente se modificaría la longitud de la línea de transmisión fija y se volvería a realizar la simulación, este proceso se repetiría hasta que la f_r del sensor fuera igual a la f_r de diseño. Después, se analizó el acoplamiento entre la línea de alimentación y el SIR mediante la medición de $|\Gamma|$, en dB, en la f_r del sensor. En este caso, se consideró que si no se tenía un $|\Gamma| < -20$, se modificaría la longitud de la línea de alimentación y se repetiría la simulación, en caso contrario se daría por finalizado el diseño del sensor. En la Fig. 29 (a) se presentan el modelo del sensor propuesto con sus dimensiones finales.

En el siguiente paso de la metodología se diseñó una carcasa para el sensor. Como se puede ver en la Fig. 29 (b), la carcasa contó con una base para el sensor usada para alojar la línea de transmisión fija del sensor y una estructura en forma de “L” usada para sujetar

el parche móvil. La carcasa se diseñó para cumplir con cuatro principales funciones. La primera es para asegurar una buena alineación entre la línea de transmisión fija y el parche móvil del sensor ya que se diseñó con una ranura que permite que la estructura en forma de “L” se deslice sobre la línea de transmisión fija en una sola dirección. La segunda es para establecer un L_0 en el sensor, pues la base del sensor cuenta con un tope que limita el recorrido de la estructura en forma de “L”. En este caso, se estableció un $L_0 = 5$ mm. La tercera es para aislar eléctricamente el sensor. La cuarta es para facilitar la instalación del sensor sobre la grieta que se desea medir, tal como se muestra en las Fig. 27 (b) y (c).

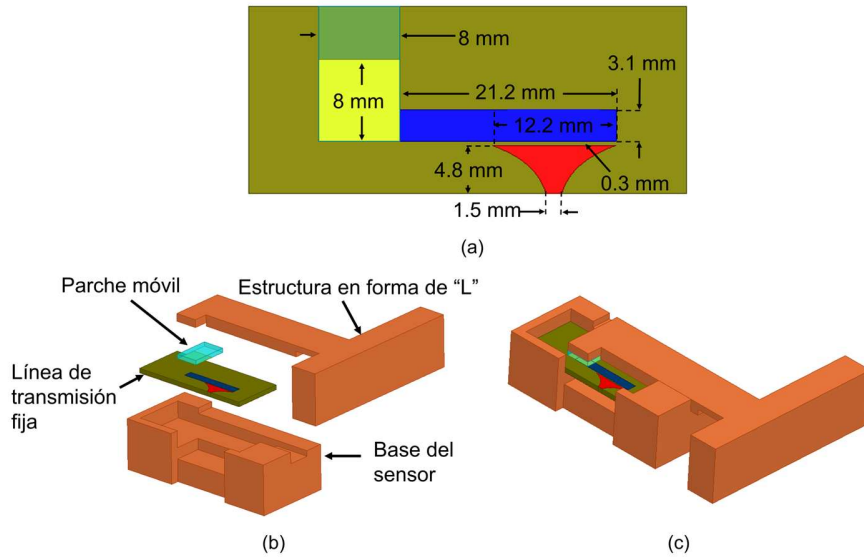


Fig. 29. (a) Dimensiones del modelo del sensor propuesto, (b) componentes del sensor y carcasa del sensor, y (c) ensamble del sensor con carcasa creado en HFSS.

Después del diseño de la carcasa, se añadieron las piezas al modelo del sensor creado en HFSS. A las piezas de la carcasa se les asignó una $\epsilon_r = 2.48$ y una $\tan(\delta) = 0.01$, y se unieron con las partes del sensor para crear el nuevo modelo presentado en la Fig. 29 (c). Los valores de ϵ_r y $\tan(\delta)$ asignados a las piezas de la carcasa caracterizan al material PLA [57]. Con el nuevo modelo, se realizó la simulación del sensor en la que se desplazó el parche móvil y la estructura en forma de “L”, de tal forma que ΔL varió de 0 mm a 8.5 mm en pasos de 0.5 mm. En la simulación se midió el $|\Gamma|$ y se calculó la f_r del sensor en cada uno de los casos de ΔL . Luego se analizó si la f_r del sensor en todos los casos pudo ser medida dentro del rango del Γ asignado anteriormente. Se consideró que si no era posible obtener la f_r del sensor en todos los casos de ΔL , se disminuía la f_r de diseño del sensor y se realizaba nuevamente el diseño del sensor mientras que, en el caso contrario, se continuaría con la metodología.

Posteriormente, se diseñó un prototipo de grieta sintética para la medición del sensor de manera experimental. La grieta sintética cuenta con plataforma, un tornillo de desplazamiento y un micrómetro. La plataforma cuenta con espacios, en los que se alojaron la base de la carcasa del sensor y las otras piezas de la grieta. El tornillo de desplazamiento permitió desplazar el parche móvil cuando se fijó con tuercas a la estructura en forma de “L” de la carcasa del sensor. Para fijar el tornillo de desplazamiento a la plataforma se diseñaron algunos soportes. El micrómetro permitió controlar el desplazamiento del parche

móvil ya que limitaba el recorrido de la estructura en forma de “L”. Para fijar el micrómetro a la plataforma se diseñó una base. Además, se diseñó una estructura superior para la carcasa del sensor que permitió mejorar el contacto entre el parche móvil y la línea de transmisión del sensor. Esta estructura se colocó encima de la estructura en forma de “L” y se fijó a la base del sensor con un tornillo y un par de tuercas, de tal forma que pudo ejercer presión sobre la estructura en forma de “L”.

Continuando con la metodología, en la Fig. 30 (a) se presentan las piezas del sensor, las cuales fueron fabricadas con fotolitografía estándar. Luego, como se puede observar en la Fig. 30 (b), se fabricaron las piezas de la carcasa del sensor y las piezas del prototipo de grieta sintética. Las piezas de la carcasa y de la grieta sintética fueron fabricadas en material PLA con una impresora 3D Kingroom kp3s configurada con un patrón de llenado triangular y un factor de llenado de 10 %. Finalmente, como se muestra en la Fig. 30 (c), se ensambló el prototipo de grieta sintética y se instaló el sensor con ayuda de su carcasa. Una vez listo el ensamble, se realizaron mediciones del $|Γ|$ del sensor con un VNA FieldFox N9918A, tal como se muestra en la Fig. 30 (d), y se obtuvo la f_r del sensor cuando $ΔL$ se vario de 0 mm a 8.5 mm en pasos de 0.5 mm.

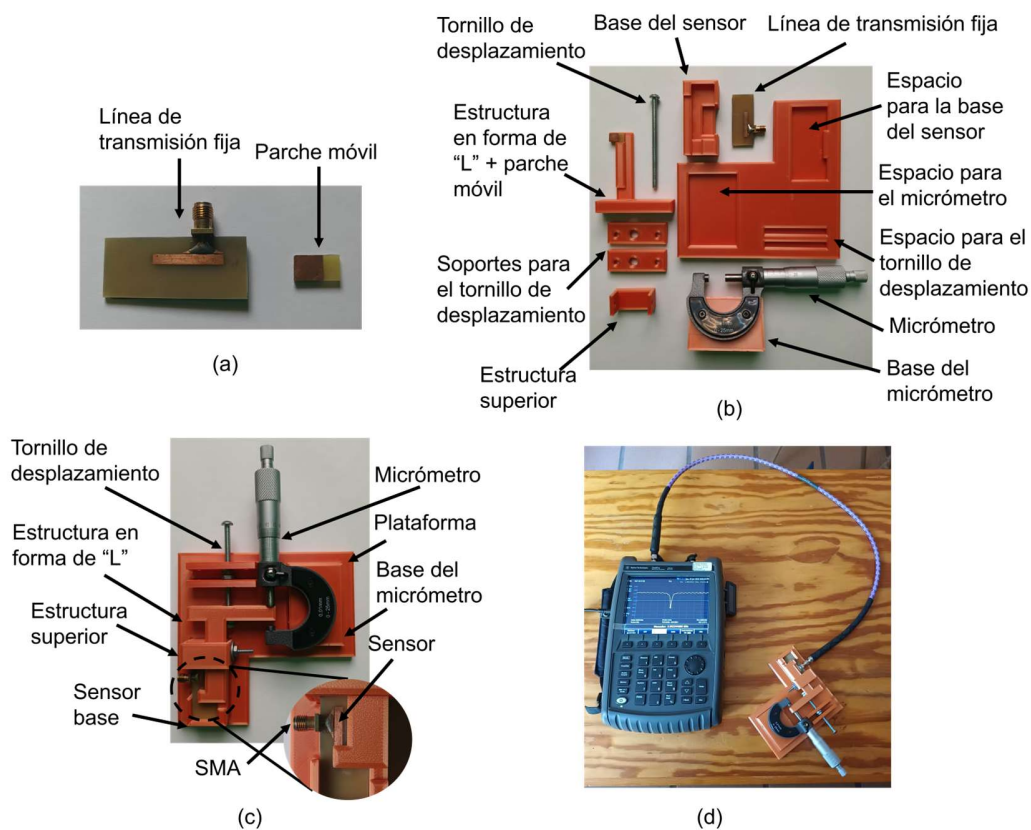


Fig. 30. (a) Piezas de sensor, (b) piezas de carcasa de sensor y prototipo de grieta sintética, (c) ensamble de prototipo de grieta sintética con sensor instalado y (d) escenario implementado para la medición del sensor con un VNA.

Capítulo 4: Resultados

4.1. Resultados de la implementación de un nodo sensor de microondas integrado a una red inalámbrica de sensores de corto alcance

En la etapa de diseño de la metodología presentada en la sección 3.1.1 se realizó una simulación del modelo del sensor presentado en la Fig. 17 (a). Con la simulación se buscó analizar la respuesta del sensor cuando el parche móvil se desplazó, de tal forma que ΔL vario de 0 mm a 5 mm en pasos de 1 mm. En la simulación se midió el $|\Gamma|$ del sensor y se calculó su f_r en cada caso de ΔL . En la Fig. 31 se presenta la gráfica de la frecuencia de resonancia del sensor obtenida en simulación ($f_{r,HFSS}$) vs. ΔL . Además, se agrega un ajuste de curva aplicado a los datos de la gráfica. La curva de ajuste contó con la ecuación dada en (37).

$$f_{r,HFSS} = -0.108 \cdot \Delta L + 3.081. \quad (37)$$

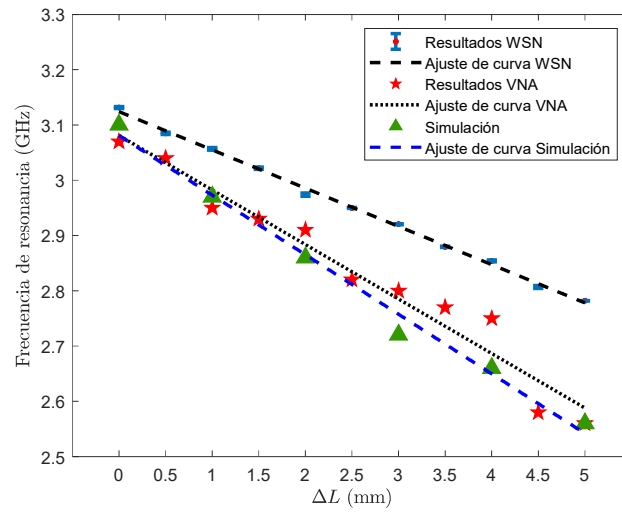


Fig. 31. Frecuencia de resonancia del sensor vs. ΔL obtenida con simulación, con VNA y con WSN, y curvas de ajuste.

Una vez obtenido el diseño final del sensor, como se muestra en la Fig. 17 (c), se fabricó el sensor, una carcasa para el sensor y un prototipo de grieta sintética. Con estos elementos se realizó la comprobación experimental del sensor. En la prueba experimental se midió con un VNA el Γ del sensor y se obtuvo su f_r cuando se varió ΔL de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm. Para variar ΔL se usó la carcasa del sensor y el prototipo de grieta sintética. En la Fig. 31 se presenta la gráfica de la frecuencia de resonancia medida de manera experimental con el VNA ($f_{r,VNA}$) vs. ΔL , junto con un ajuste de curva aplicados a los datos de la gráfica. La curva obtenida del ajuste se expresa con (38).

$$f_{r,VNA} = -0.096 \cdot \Delta L + 3.0809. \quad (38)$$

Después de la medición del sensor con el VNA, el sensor fue medido de manera remota con el nodo sensor integrado en la WSN basada en tecnología ZigBee. Al igual que la medición con el VNA, se utilizó la grieta artificial para variar ΔL en un rango de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm. Sin embargo, en esta ocasión se hicieron diez mediciones del

sensor en cada caso de ΔL , con el fin de obtener la f_r promedio del sensor en cada caso. En la Fig. 31 se muestra la gráfica de la frecuencia de resonancia promedio del sensor medida con la WSN ($f_{r,WSN}$) junto con su desviación estándar, representada por una barra de error vs. ΔL . Además, se presenta un ajuste de curva aplicado en los datos de la gráfica, con el cual se obtuvo una recta representada por (39). En la Tabla I se presenta la $f_{r,WSN}$ y la desviación estándar calculadas en cada caso de ΔL . Es importante mencionar que la ecuación (39) se utilizó en el proceso de la PC cliente, mostrado en la Fig. 22, para obtener el desplazamiento medido por el sensor.

$$f_{r,WSN} = -0.070 \cdot \Delta L + 3.124. \quad (39)$$

Tabla I. Frecuencia de resonancia promedio y desviación estándar obtenidas con mediciones hechas con WSN.

ΔL (mm)	Frecuencia de resonancia promedio (GHz)	Desviación estándar (GHz)
0	3.132	1.789e-3
0.5	3.085	1.815e-3
1	3.057	2.348e-3
1.5	3.022	2.081e-3
2	2.974	2.834e-3
2.5	2.950	7.988e-4
3	2.921	9.306e-4
3.5	2.880	1.089e-3
4	2.854	1.640e-3
4.5	2.807	2.492e-3
5	2.782	4.774e-4

4.1.1. Discusión de resultados de la implementación de un nodo sensor de microondas integrado a una red inalámbrica de corto alcance

En la literatura se encuentran diversos trabajos que reportan sensores de desplazamiento basados en resonadores de microondas. No obstante, cada uno de ellos presenta distintas características, tales como el tipo de tecnología en el que son fabricados, su frecuencia de resonancia inicial (f_0), su sensibilidad, su linealidad, etc. Entre estas características, la sensibilidad y la linealidad son las más importantes. La sensibilidad es definida como la razón entre la respuesta del sensor y el cambio en la magnitud medida, y puede ser expresada como la pendiente de una línea de calibración ajustada a un conjunto de mediciones del sensor [58]. La linealidad es una característica de un sensor que permite a la sensibilidad mantenerse constante dentro de su rango de medición [58]. Por lo que, la no linealidad puede causar distorsión en las mediciones del sensor dado que la distorsión se define como una desviación en la salida esperada del sensor [59]. Usualmente, la linealidad de un sensor es evaluada usando el coeficiente de determinación (R^2). Valores de R^2 cercanos a 1 estadísticamente indican que una línea de calibración predice apropiadamente el comportamiento del sensor.

Las ecuaciones (37), (38) y (39) mostraron que la sensibilidad calculada con la f_r del sensor que fue obtenida mediante la simulación, el VNA y la WSN fue de 0.108 GHz/mm, 0.098 GHz/mm y 0.070 GHz/mm, respectivamente. Mientras que, el R^2 y la raíz del error cuadrático medio (RMSE) fueron de 0.989 y 0.019 mm para la simulación, 0.958 y 0.032

mm para el VNA, y 0.998 y 0.005 mm para la WSN. Estos resultados permiten decir que el sensor exhibió un comportamiento lineal, ya que además del R^2 , el RMSE se midió comparando el desplazamiento esperado con el desplazamiento arrojado por el ajuste de curva dando como resultado errores pequeños.

En la Tabla II se presenta una comparación entre los resultados experimentales obtenidos con el sensor de desplazamiento basado en una antena de parche rectangular (Sensor 1) y los resultados experimentales de sensores presentes en la literatura, los cuales fueron obtenidos con un VNA convencional. Después de analizar los datos mostrados en la tabla puede ser dicho que el Sensor 1 presenta una sensibilidad alta en comparación con la sensibilidad de los otros sensores, obtenida con ayuda de un VNA. Además, después de comparar el R^2 puede ser dicho que los valores de la f_r del sensor 1 obtenidos con la WSN presentan el R^2 más cercano a 1.

Tabla II. Comparación entre Sensor 1 y otros sensores reportados en la literatura.

Serial	Sensibilidad (GHz/mm)	f_0 (GHz)	R^2	RMSE (mm)	VNA requerido	Conexión a una red de sensores (Tipo de red)
[13]	0.025	2.400	-----	-----	Si	No
[15]	0.031	0.378	-----	-----	Si	Si (red alámbrica)
[18]	0.080	1.600	-----	-----	Si	No
[19]	0.195	2.326	0.992	-----	Si	No
[20]	0.410	2.800	-----	-----	Si	No
Sensor 1	0.098	3.081	0.958	0.032	Si	No
Sensor 1 (WSN)	0.070	3.124	0.998	0.005	No	Si (red inalámbrica)

4.2. Resultados de la implementación de un nodo sensor WiFi con alta sensibilidad y linealidad basado en un resonador de lambda cuartos para la medición del ancho de grietas

Como se mencionó en la metodología presentada en la sección 3.2.1, se realizó una simulación del resonador de lambda cuartos para poder ajustar sus dimensiones y obtener la f_r de diseño establecida. En la Fig. 32 (a) se muestra un análisis de la distribución de corrientes dentro del resonador en una frecuencia de 2.728 GHz. Para mejorar la visualización de las corrientes se aumentó el gap entre la línea de alimentación y el resonador. En la figura se pudo apreciar la formación de una onda estacionaria. En el corto circuito del resonador se observó un antinodo de corriente (punto en donde la corriente es máxima) y en el extremo opuesto del resonador donde existe un circuito abierto se observó un nodo de corriente (punto en donde la corriente es mínima). Esto indica que el resonador tuvo su f_r fundamental en la frecuencia de análisis, la cual es cercana a la f_r de diseño establecida. Como se muestra en la Fig. 32 (b), el modelo del resonador fue simulado dentro de una caja de radiación rellena de aire, de $\epsilon_r = 1$ y $\tan(\delta) = 0$, a una temperatura de 22 °C. El resonador se colocó a $\lambda/4$ de distancia las paredes de la caja, donde $\lambda = c/f_r$ con $f_r = 2.7$ GHz.

Además, se realizó una simulación del sensor completo, presentado en la Fig. 24 (a). La simulación se hizo con el fin de poder analizar la respuesta del sensor al varía ΔL en un rango de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm. En la Fig. 33 (a) se presenta el $|\Gamma|$ del sensor medido en simulación para cada caso de ΔL . El $|\Gamma|$ medido se usó para calcular la f_r del sensor en cada caso. En la Fig. 33 (d) se presenta la gráfica de la $f_{r,HFSS}$ vs. ΔL . Además,

se presenta un ajuste de curva aplicado a los datos de la gráfica, que arrojo una recta descrita por (40).

$$f_{r,HFSS} = -0.125 \cdot \Delta L + 2.7. \quad (40)$$

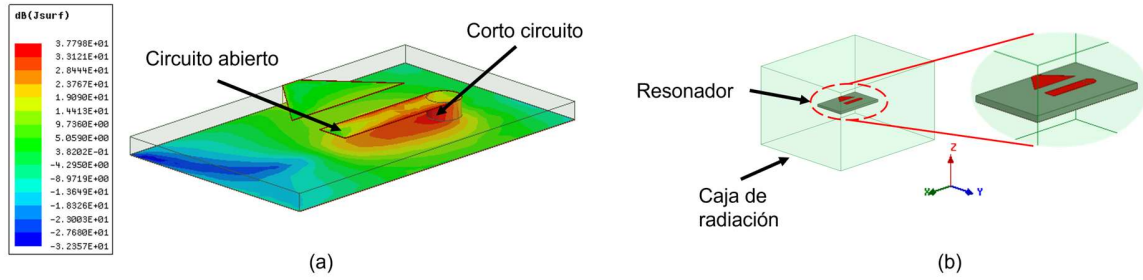


Fig. 32. (a) Distribución de corrientes en el resonador y (b) modelo del resonador colocado dentro de caja de radiación para su simulación en HFSS.

Después de haber analizado la respuesta del sensor a través de simulación, se realizó la prueba experimental. Para la prueba experimental, se cubrió el sensor fabricado con su carcasa y se instaló sobre el prototipo de grieta. La grieta sintética permitió variar ΔL en un rango de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm. Con un VNA se midió el Γ y se obtuvo la f_r del sensor en cada caso de ΔL . En la Fig. 33 (b) se presenta el $|\Gamma|$ medido para cada valor de ΔL y en la Fig. 33 (d) se presenta la gráfica de $f_{r,VNA}$ vs. ΔL , además se añade un ajuste de curva aplicado a los datos de la gráfica que permitió obtener una recta expresada por (41).

$$f_{r,VNA} = -0.109 \cdot \Delta L + 2.702. \quad (41)$$

Teniendo caracterizado el sensor, tanto en simulación como con el VNA, se midió el Γ del sensor de manera inalámbrica con el nodo sensor integrado en la WSN basado en tecnología WiFi. En este caso, se realizaron diez mediciones del Γ del sensor en cada paso de ΔL , cuando ΔL vario en un rango de 0 mm a 5 mm en pasos de 0.5 mm. En la Fig. 33 (c) se muestra una medición del $|\Gamma|$ del sensor para cada de ΔL . Con los datos de $|\Gamma|$ medidos, se calculó la f_r promedio ($f_{r,WSN}$) y la desviación estándar del sensor en cada caso de ΔL . En la Fig. 33 (d) se muestra la gráfica $f_{r,WSN}$ vs. ΔL , donde la desviación estándar se representa con barras de error. Además, se añade un ajuste de curva aplicado a los datos de la gráfica, que arrojó una recta representada por (42). Esta es la ecuación que se utilizada en el proceso de la PC descrito en la sección 3.2.2 para obtener la relación entre ΔL y f_r .

$$f_{r,WSN} = -0.116 \cdot \Delta L + 2.723. \quad (42)$$

Adicionalmente, se obtuvo una resolución del sensor de 0.1 mm. La resolución se define como el cambio más pequeño de la magnitud medido por el sensor. Para obtener la resolución se realizaron diez mediciones del Γ del sensor en cada caso de ΔL usando la WSN, cuando ΔL vario de 0 mm a 0.2 mm en incrementos de 0.02 mm. Después, se calculó la f_r del sensor, de forma que se creo un grupo de diez valores de f_r para cada paso de ΔL . Finalmente, se realizó un análisis de varianza (ANOVA por sus siglas en inglés) para

identificar diferencias significativas entre los grupos de medición [60]. Como resultado del análisis se obtuvo que el grupo de $\Delta L = 0.1$ mm tenía diferencias significativas con los grupos de $\Delta L < 0.1$ mm con una $p = 6.721\text{e-}6$.

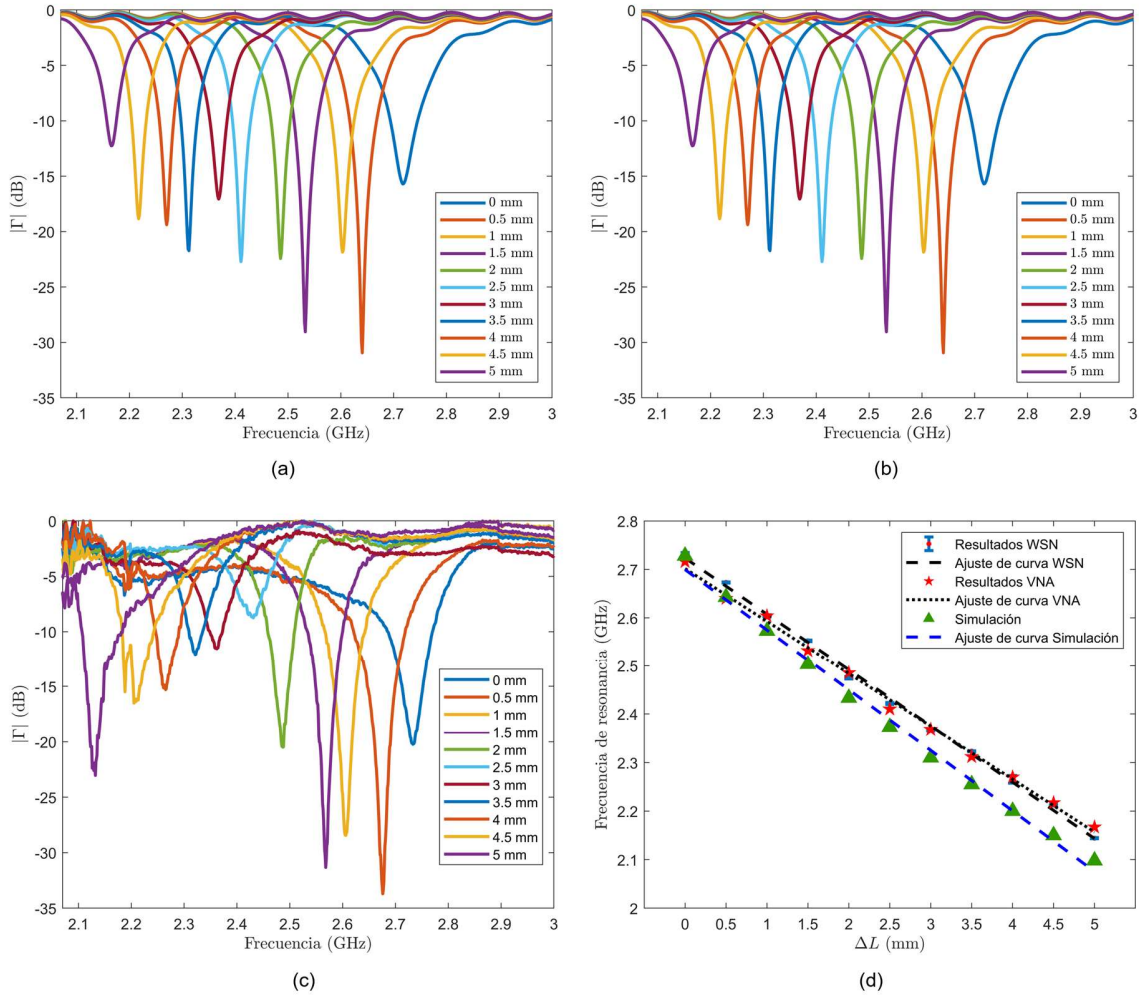


Fig. 33. Magnitud del coeficiente de reflexión obtenido (a) con simulación, (b) con VNA, (c) con WSN y (d) frecuencia de resonancia del sensor vs. ΔL obtenida de la simulación, la medición con VNA y con WSN, junto con curvas de ajuste.

4.2.1. Discusión de resultados de la implementación de un nodo sensor WiFi con alta sensibilidad y linealidad basado en un resonador de lambda medios para la medición del ancho de grietas

Las ecuaciones (40), (41) y (42) mostraron que la sensibilidad del sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos obtenida a través de la simulación, el VNA y la WSN fue de 0.125 GHz/mm, 0.109 GHz/mm y 0.116 GHz/mm, respectivamente. En cuanto a la linealidad, se usaron las curvas de ajuste, presentadas en la Fig. 34, para calcular el R^2 . Con los datos obtenidos en la simulación, el VNA y la WSN se calculó un R^2 de 0.995, 0.997 y 0.998, respectivamente. Por otro lado, se realizó el cálculo del RMSE entre los valores predichos por las ecuaciones (40), (41) y (42), y los valores observados en la simulación, la prueba experimental con el VNA y con la WSN. Los valores del RMSE

obtenidos fueron 0.117 mm para la simulación, 0.09 mm para prueba experimental con el VNA y 0.075 mm para la prueba experimental con la WSN.

La Fig. 34 muestra que la f_r obtenida en simulación concuerda con la f_r obtenida de manera experimental cuando $\Delta L = 0$. Sin embargo, conforme el parche móvil se desplazaba ($\Delta L > 0$) la f_r obtenida experimentalmente fue mayor que la f_r arrojada por la simulación. Esto indica que la longitud del resonador cargado con el parche móvil es ligeramente más corta que la longitud considerada en la simulación. Las diferencias entre la simulación y las mediciones experimentales fueron atribuidas a errores en la fabricación y la idealización de las propiedades de los materiales usados en la simulación. Debe ser mencionado que los resultados experimentales conseguidos con la WSN fueron confirmados con los resultados obtenidos con el VNA, demostrando la exitosa lectura del sensor con la WSN basada en tecnología WiFi.

Por otro lado, en la Tabla III se comparó el sensor de desplazamiento basado en un resonador de lambda cuartos (Sensor 2) con el Sensor 1 y otros sensores reportados en la literatura. Después de realizar la comparación, es evidente que el Sensor 2 exhibió una alta sensibilidad y linealidad. Debido a que, entre los sensores examinados, solo el sensor reportado en [17] presenta una sensibilidad mayor que la conseguida por el Sensor 2. En cuanto a la linealidad, la linealidad del Sensor 2 fue una de las más altas, solo siendo superada por el sensor propuesto en [21].

Tabla III. Comparación entre Sensor 1, Sensor 2, y otros sensores presentes en la literatura.

Serial	Sensibilidad (GHz/mm)	f_0 (GHz)	R^2	VNA requerido	Tipo de WNS
[12]	815e-5	1.200	0.994	Si	N/A
[17]	0.158	3.685	0.982	Si	N/A
[16]	0.086	1.980	-----	Si	N/A
[13]	0.025	2.400	-----	Si	N/A
[15]	0.031	0.378	-----	Si	N/A
[14]	0.029	3.412	-----	Si	N/A
[21]	988e-5	1.200	0.999	Si	N/A
Sensor 1	0.098	3.081	0.958	Si	N/A
Sensor 1	0.070	3.124	0.998	No	ZigBee
Sensor 2	0.109	2.702	0.997	Si	N/A
Sensor 2	0.116	2.723	0.998	No	Wi-Fi

4.3. Resultados arrojados por el sensor con alta sensibilidad y linealidad basado en un SIR de lambda medios propuesto para la medición del ancho de grietas

Como se menciona en la metodología de la sección 3.3, se realizó una simulación para optimizar las dimensiones del sensor y obtener el modelo presentado en la Fig. 29 (a). Finalizado el proceso de optimización, como se puede ver en la Fig. 34 (a), se hizo un análisis de la distribución de corrientes dentro del sensor. Para mejorar la visualización de las corrientes se aumentó el gap entre la línea de alimentación y sensor. El análisis se realizó en una frecuencia de 2.275 GHz, frecuencia en la que formo una onda estacionaria dentro del sensor. La onda estacionaria conto con un nodo en cada extremo del sensor, lo que indica la presencia de circuitos abiertos en estos puntos, y un antinodo en el centro del sensor, lo que indica la presencia de un corto circuito en este punto. Estos resultados demostraron que la unión del parche móvil con la línea de transmisión fija creo un SIR de

lambda medios de dos secciones con su f_r fundamental en 2.275 GHz. Como se presenta en la Fig. 34 (b), el modelo del sensor fue simulado dentro de una caja de radiación llena de aire a una temperatura de 22 °C. El resonador se colocó a $\lambda/4$ de distancia de las paredes de la caja con $f_r = 2.3$ GHz.

Posteriormente, se realizó la simulación del sensor cubierto por su carcasa. En la Fig. 35 (a) se muestra la medición del $|\Gamma|$ del sensor obtenida a través de simulación. En la simulación, el parche móvil se desplazó desde una posición inicial hasta una posición final. La posición inicial ($\Delta L = 0$) fue considerada cuando $L_0 = 5$ mm. Después, el parche móvil se desplazó en un rango de ΔL de 0 mm a 8.5 mm en pasos de 0.5 mm. Este rango fue seleccionado porque cuando $0 \text{ mm} \leq \Delta L \leq 3 \text{ mm}$, el sensor se comportó como un SIR de dos secciones y cuando $\Delta L > 3 \text{ mm}$, se comportó como un SIR de tres secciones. No obstante, cuando $8.5 \text{ mm} \leq \Delta L \leq 10 \text{ mm}$, la f_r del sensor no cambio considerablemente debido a que $\theta_{\Delta L1} \approx \theta_{\Delta L2}$, y cuando $\Delta L > 10 \text{ mm}$, la f_r comenzó a disminuir porque $\theta_{\Delta L1} < \theta_{\Delta L2}$, lo que significa que el SIR de tres secciones se invirtió, tal como lo indica (16). Una vez medido el $|\Gamma|$ del sensor y obtenida la f_r del sensor en cada caso de ΔL , se calculó el valor de λ_g . Esto se hizo para obtener una ecuación similar a (36). En la Fig. 35 (c) se muestra la grafica ΔL vs. $\lambda_{g,HFSS}$, junto con una curva de ajuste representada por (43), donde $\lambda_{g,HFSS}$ es la λ_g obtenida mediante la simulación.

$$\Delta L = -\frac{\lambda_{g,HFSS}}{1.921} + 29.754. \quad (43)$$

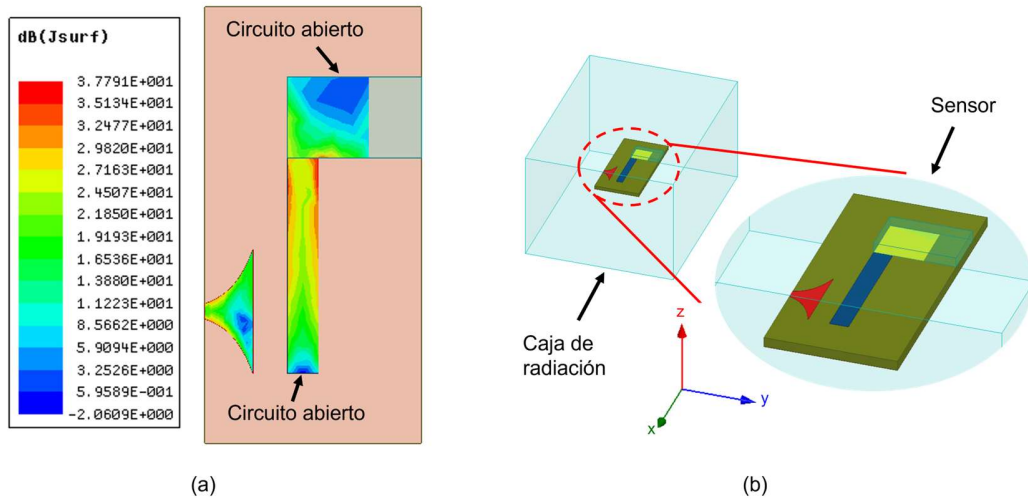


Fig. 34. Distribución de corrientes en el sensor y (b) modelo del sensor dentro de caja de radiación creado en HFSS.

Por otro lado, con el escenario presentado en la Fig. 30 (d) se hicieron mediciones del sensor cuando ΔL incrementó de 0 mm a 8.5 mm en pasos de 0.5 mm. Diez mediciones del $|\Gamma|$ del sensor fueron tomadas en cada caso de ΔL . Las mediciones fueron obtenidas en un laboratorio con una temperatura de $17^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ y una humedad relativa de $53\% \pm 3\%$. En la Fig. 35 (b) se muestra una medición del $|\Gamma|$ del sensor obtenida con el VNA para en cada caso de ΔL . Teniendo las mediciones del $|\Gamma|$ del sensor se calculó una λ_g promedio para

cada caso de ΔL ($\lambda_{g,VNA}$). En la Fig. 35 (c) se presenta la gráfica de ΔL vs. $\lambda_{g,VNA}$ y se añade un ajuste de curva aplicado a los datos de la gráfica, que dio como resultado una recta representada por (44).

$$\Delta L = -\frac{\lambda_{g,VNA}}{1.868} + 30.669. \quad (44)$$

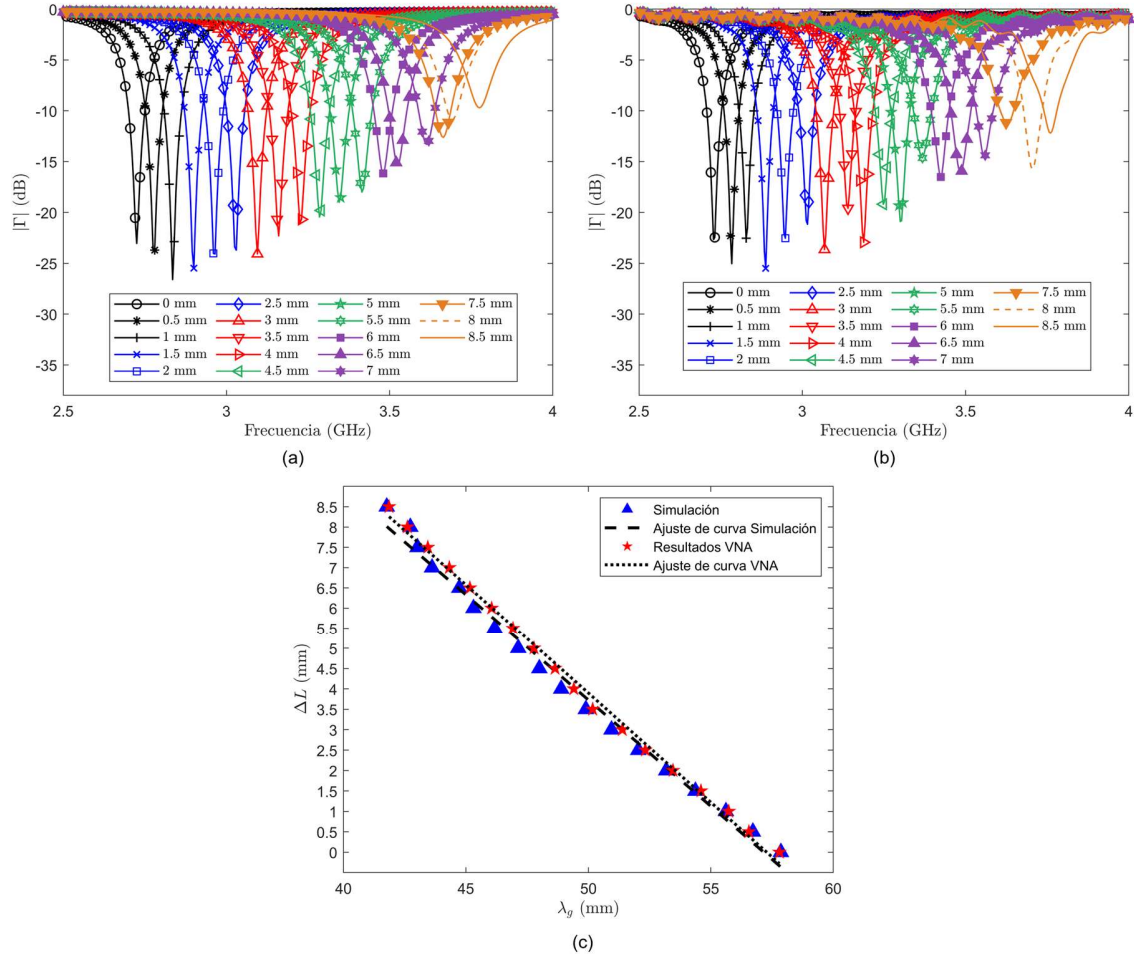


Fig. 35. Magnitud del coeficiente de reflexión del sensor obtenido en simulación (a) y (b) con prueba experimental, y (c) ΔL vs. λ_g obtenida mediante la simulación y las mediciones con VNA.

Un análisis de la repetibilidad y la reproducibilidad del sensor fue realizado. Para el análisis, se tomaron cinco mediciones del $|\Gamma|$ del sensor para cada caso de ΔL . Estas mediciones fueron realizadas por un operador diferente, un día distinto y en un laboratorio a una temperatura de $19^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ con una humedad relativa de $43\% \pm 3\%$. Luego, la f_r del sensor fue calculada con cada medición del $|\Gamma|$, de tal forma que se obtuvieron cinco valores de f_r para cada caso de ΔL . Además, cinco valores de f_r obtenidos en cada caso de ΔL el primer día de mediciones fueron seleccionados aleatoriamente. Después, se usó el método de promedios y rangos, presentado en [61], para analizar la repetibilidad (EV), la reproducibilidad (AV) y la relación entre ambas (R&R) del sensor. En el análisis se comparó

un grupo de cinco valores de f_r obtenidos el primer día de medición con otro grupo de cinco valores de f_r obtenidos el segundo día de mediciones, con ambos grupos pertenecientes al mismo caso de ΔL . Esto se hizo con todos los casos de ΔL considerando una tolerancia de 0.02 GHz. Los resultados del análisis son presentados en la Fig. 36.

Adicionalmente, se calculó la resolución del sensor midiendo con el VNA el $|\Gamma|$ del sensor cuando ΔL vario de 0 mm a 0.2 mm en incrementos de 0.02 mm. En total se realizaron diez mediciones del $|\Gamma|$ del sensor para cada caso de ΔL . Entonces, se obtuvo la f_r del sensor con cada medición del $|\Gamma|$, de tal forma que se crearon grupos de diez valores de f_r para cada caso de ΔL . Finalmente, se hizo un análisis ANOVA para identificar diferencias significativas entre los grupos. Como resultado del análisis se obtuvo que la resolución del sensor es de 0.06 mm, debido a que se observaron diferencias significativas entre el grupo correspondiente a $\Delta L = 0.06$ mm con los grupos de $\Delta L < 0.06$ mm con una $p = 3.128e-38$.

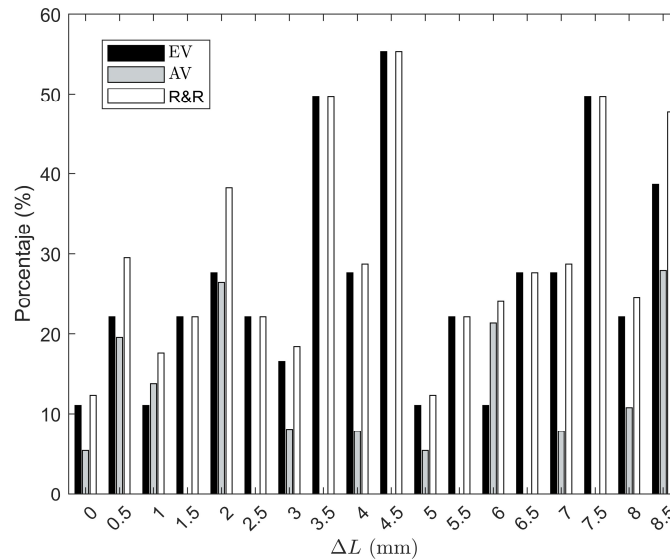


Fig. 36. Resultados del análisis de la repetibilidad, la reproducibilidad y la relación entre ambas del sensor en cada caso de ΔL .

4.3.1. Discusión de resultados arrojados por el sensor con alta sensibilidad y linealidad basado en un SIR de lambda medios propuesto para la medición del ancho de grietas

Después de analizar los resultados obtenidos al evaluar el comportamiento del sensor, tanto en simulación como de manera experimental, es evidente que (43) y (44) se alinearon con los establecido en (36). Los valores de x y k en (43) y (44) fueron cercanos a los valores de (36), con un R^2 para (43) y (44) de 0.990 y 0.996, respectivamente. Adicionalmente, el RMSE calculado al comparar los valores de ΔL arrojados por los modelos de (43) y (44) con los valores observados, tanto en simulación y en el experimento, fue de 0.259 mm y 0.155 mm, respectivamente. Como se observa en la Fig. 35 (c), existieron diferencias entre los resultados de la simulación y los obtenidos en la prueba experimental. Las diferencias fueron atribuidas a errores de fabricación, a efectos parásitos generados por el adaptados SMA y a la idealización de las propiedades de los materiales usados en la simulación.

No obstante, la f_r del sensor fue el parámetro usado para evaluar la respuesta del sensor. Por lo que, la sensibilidad del sensor se dio en unidades de GHz/mm. Para obtener el valor de la sensibilidad fue graficada la f_r promedio del sensor obtenida experimentalmente ($f_{r,VNA}$) vs. ΔL . Después, se aplicó un ajuste de curva a los datos de la gráfica, con el que se obtuvo una recta dada por (45). La ecuación (45) mostro que la sensibilidad del sensor fue de 0.121 GHz/mm con una linealidad de $R^2 = 0.998$. Además, después de analizar los resultados mostrados en la Fig. 36, puede ser dicho que los resultados experimentales fueron confiables porque en 13 de los 18 casos de ΔL se obtuvo un %R&R < 30%, con %R&R dado por (46), lo que indica que las mediciones pueden ser aceptables [61].

$$f_{r,VNA} = 0.121 \cdot \Delta L + 2.701. \quad (45)$$

$$\%R\&R = \sqrt{(\%EV)^2 + (\%AV)^2}. \quad (46)$$

En la Tabla IV, el sensor de desplazamiento basado en un SIR de lambda medios (Sensor 3) fue comparado con el Sensor 1, el Sensor 2, y otros sensores reportados en la literatura. La tabla demostró que el Sensor 3 exhibe una alta sensibilidad y linealidad en comparación con otros sensores. Debido a que, su valor de R^2 presentado en la tabla es uno de los más cercanos a 1, solo siendo superado por el R^2 reportado en [21]. Además, solo los sensores propuestos en [17], [23] y [24] exhibieron una sensibilidad más alta la suya. No obstante, los sensores de [23] y [24] son sensores de dos puertos y el sensor de [17] tiene baja linealidad.

Tabla IV. Comparación entre Sensor 1, Sensor 2, Sensor 3, y otros sensores presentes en la literatura.

Serial	Tipo	f_0 (GHz)	Sensibilidad (GHz/mm)	R^2	Rango (mm)	Tecnología	Número de puerto
[22]	Antena helicoidal	2.552	650E-6	0.917	7.7	Alambre de cobre	1
[21]	Resonador Fabry- Perot	1.200	988E-5	0.999	14	Cable coaxial	1
[12]	CFIFA	1.200	815E-5	0.994	30	Microstrip	1
[13]	Cavidad resonante	2.400	0.025	-----	15	CSIW	1
[14]	DR	3.412	0.029	-----	7	Microstrip	1
[15]	SRR	0.378	0.031	-----	9	Microstrip	1
[16]	SIR	1.980	0.086	-----	7	CPW	1
[17]	Antena de parche rectangular	3.685	0.158	0.970	1	Microstrip	1
[23]	Resonador Horn- Shaped	7	0.207	0.994	4	Microstrip	2
[24]	DSRR	5.200	0.500	-----	5	Microstrip	2
Sensor 1	Antena de parche rectangular	3.081	0.098	0.958	5	Microstrip	1
Sensor 2	Resonador de lambda cuartos	2.701	0.109	0.997	5	Microstrip	1
Sensor 3	SIR	2.701	0.121	0.998	8.5	Microstrip	1

Capítulo 5: Conclusiones

De este trabajo de tesis se propusieron tres sensores de desplazamiento diseñado para la medición del ancho de grietas en sistemas SHM (Sensor 1, Sensor 2 y Sensor 3). Los sensores se basaron en resonadores de microondas de un puerto, por lo que, su parámetro de medición fue su f_r , la cual puede ser medida mediante el Γ . Los sensores fueron diseñados para trabajar dentro de banda S. Además, fueron fabricados en tecnología microstrip para contar con pequeñas dimensiones.

El comportamiento de los sensores fue analizado y evaluado mediante simulaciones y pruebas experimentales. Los resultados obtenidos de las evaluaciones experimentales fueron comparados con los resultados reportados por otros sensores de características similares presentes en la literatura. Una vez realizada la comparación puede ser dicho que los sensores propuestos en esta tesis presentan una alta sensibilidad y linealidad, que los hace una buena opción para la medición del ancho de grietas. Sin embargo, los sensores fueron evaluados de manera experimental en un ambiente de laboratorio. Por lo que, deben ser exploradas metodologías para mitigar los efectos ambientales presentes en una medición en sitio.

Por otro lado, también se reportó la exitosa implementación de nodos sensores integrados a WSN de corto alcance basada en tecnología ZigBee y WiFi. Siendo el nodo sensor integrado a la WSN basada en tecnología ZigBee el primer nodo sensor de su clase. Los nodos sensores fueron diseñados para medir de manera remota el Γ de sensores de microondas de un puerto en banda S, sin la necesidad de usar un VNA de laboratorio. La medición del Γ se hizo con un circuito reflectómetro insertado dentro de los nodos sensores, el cual fue calibrado con el método SOL.

El comportamiento de los nodos sensores integrados en las WSN fue evaluado de manera experimental midiendo el Γ del Sensor 1 y el Sensor 2 para calcular su f_r . Los resultados de la evaluación fueron comparados con los resultados obtenidos con un VNA de laboratorio al realizar las mismas mediciones. Una vez comparados los resultados obtenidos con ambos instrumentos puede ser concluido que las mediciones hechas con los nodos sensores son confiables.

Apéndice A: Trabajos derivados

Hernandez-Aguila, M., Olvera-Cervantes, J. L., Perez-Ramos, A. E., Meza-Arenas, J. M., & Corona-Chavez, A. (2023). Microwave-sensor-node integrated into a short-range wireless sensor network. *Scientific Reports*, 13(1), 2075 (publicado).

Hernandez-Aguila, M., Olvera-Cervantes, J. L., Perez-Ramos, A. E., & Corona-Chavez, A. (2023). WiFi Sensor-Node With High Sensitivity and Linearity Based on a Quarter-Wavelength Resonator for Measuring Crack Width. *IEEE Sensors Journal* (publicado).

Hernandez-Aguila, M., Olvera-Cervantes, J. L., Hernandez-Gomez, E. S., & Corona-Chavez, A. (2024). Displacement Sensor With High Sensitivity and Linearity Based on a Half-Wavelength SIR for Crack Width Measurement. *IEEE Sensors Journal* (publicado).

Referencias

- [1]. Güemes, A., Fernandez-Lopez, A., Pozo, A. R., & Sierra-Pérez, J. (2020). Structural health monitoring for advanced composite structures: a review. *Journal of Composites Science*, 4(1), 13.
- [2]. Kot, P., Muradov, M., Gkantou, M., Kamaris, G. S., Hashim, K., & Yeboah, D. (2021). Recent advancements in non-destructive testing techniques for structural health monitoring. *Applied Sciences*, 11(6), 2750.
- [3]. Yamaguchi, T., & Hashimoto, S. (2009). Practical image measurement of crack width for real concrete structure. *Electronics and Communications in Japan*, 92(10), 1-12.
- [4]. Bednarski, Ł., Sieńko, R., & Howiacki, T. (2017). Supporting historical structures technical condition assessment by monitoring of selected physical quantities. *Procedia engineering*, 195, 32-39.
- [5]. Das, B. B., Barbhuiya, S., Gupta, R., & Saha, P. (Eds.). (2021). *Recent Developments in Sustainable Infrastructure: Select Proceedings of ICRDSI 2019*. Springer.
- [6]. Chang, F. K., Markmiller, J. F., Yang, J., & Kim, Y. (2011). Structural health monitoring. *System health management: with aerospace applications*, 419-428.
- [7]. Scuro, C., Lamonaca, F., Porzio, S., Milani, G., & Olivito, R. S. (2021). Internet of Things (IoT) for masonry structural health monitoring (SHM): Overview and examples of innovative systems. *Construction and Building Materials*, 290, 123092.
- [8]. Herrera-Sepulveda, L. V., Olvera-Cervantes, J. L., Corona-Chavez, A., & Kaur, T. (2019). Sensor and methodology for determining dielectric constant using electrically coupled resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 29(9), 626-628.
- [9]. Kiani, S., Rezaei, P., Navaei, M., & Abrishamian, M. S. (2018). Microwave sensor for detection of solid material permittivity in single/multilayer samples with high quality factor. *IEEE Sensors Journal*, 18(24), 9971-9977.
- [10]. Kiani, S., Rezaei, P., & Navaei, M. (2020). Dual-sensing and dual-frequency microwave SRR sensor for liquid samples permittivity detection. *Measurement*, 160, 107805.
- [11]. Kiani, S., Rezaei, P., & Fakhr, M. (2021). Dual-frequency microwave resonant sensor to detect noninvasive glucose-level changes through the fingertip. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 70, 1-8.
- [12]. Xue, S., Zheng, Z., Guan, S., Xie, L., Wan, G., & Wan, C. (2020). A capacitively-fed inverted-F antenna for displacement detection in structural health monitoring. *Sensors*, 20(18), 5310.
- [13]. Soltan, A., Sadeghzadeh, R. A., & Mohammad-Ali-Nezhad, S. (2020). High sensitivity simple structured displacement sensor using corrugated substrate-integrated waveguide (CSIW). *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 14(5), 414-418.
- [14]. Ojha, A. K., & Praveen Kumar, A. V. (2018). A dielectric resonator inspired displacement sensor. In *Optical and Wireless Technologies: Proceedings of OWT 2017* (pp. 335-340). Springer Singapore.
- [15]. Wang, Y. D., Han, F. Y., Zhao, J., Zhang, Z. W., Wang, D., Tan, Y. H., & Liu, P. K. (2021). Design of double-layer electrically extremely small-size displacement sensor. *Sensors*, 21(14), 4923.
- [16]. Mehrjoo, Z., Ebrahimi, A., & Ghorbani, K. (2021). Microwave resonance-based reflective mode displacement sensor with wide dynamic range. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 71, 1-9.
- [17]. Xue, S., Xu, K., Xie, L., & Wan, G. (2019). Crack sensor based on patch antenna fed by capacitive microstrip lines. *Smart Materials and Structures*, 28(8), 085012.
- [18]. Horestani, A. K., Naqui, J., Shaterian, Z., Abbott, D., Fumeaux, C., & Martín, F. (2014). Two-dimensional alignment and displacement sensor based on movable broadside-coupled split ring resonators. *Sensors and Actuators A: Physical*, 210, 18-24.
- [19]. Xue, S., Yi, Z., Xie, L., Wan, G., & Ding, T. (2019). A passive wireless crack sensor based on patch antenna with overlapping sub-patch. *Sensors*, 19(19), 4327.
- [20]. Rezaee, M., & Joodaki, M. (2016). Two-dimensional displacement sensor based on CPW line loaded by defected ground structure with two separated transmission zeroes. *IEEE Sensors Journal*, 17(4), 994-999.
- [21]. Zhu, C., Chen, Y., Zhuang, Y., & Huang, J. (2018). A centimeter-range displacement sensor based on a hollow coaxial cable Fabry-Pérot resonator. *IEEE Sensors Journal*, 18(11), 4436-4442.
- [22]. Xue, S., Yi, Z., Xie, L., Wan, G., & Ding, T. (2019). A displacement sensor based on a normal mode helical antenna. *Sensors*, 19(17), 3767.
- [23]. Tian, Y., Wu, J., Yu, L., Yang, H., & Huang, X. (2018). Ultrasensitive displacement sensor based on tunable horn-shaped resonators. *Smart Materials and Structures*, 27(4), 045013.

- [24]. Abdolrazzaghi, M., & Daneshmand, M. (2020). Multifunctional ultrahigh sensitive microwave planar sensor to monitor mechanical motion: Rotation, displacement, and stretch. *Sensors*, 20(04), 1184.
- [25]. Jilani, M. T., Rehman, M. Z. U., Khan, A. M., Chughtai, O., Abbas, M. A., & Khan, M. T. (2019). An implementation of IoT-based microwave sensing system for the evaluation of tissues moisture. *Microelectronics Journal*, 88, 117-127.
- [26]. Huang, M., Yang, J., & Petrin, A. (2011). Microwave sensor using metamaterials. *Wave Propagation*, 13, 36.
- [27]. Cameron, R. J., Kudsia, C. M., & Mansour, R. R. (2018). Microwave resonators.
- [28]. Bell, M. T., Ioffe, L. B., & Gershenson, M. E. (2012). Microwave spectroscopy of a Cooper-pair transistor coupled to a lumped-element resonator. *Physical Review B*, 86(14), 144512.
- [29]. Yang, L., Rida, A., Vyas, R., & Tentzeris, M. M. (2007). RFID tag and RF structures on a paper substrate using inkjet-printing technology. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 55(12), 2894-2901.
- [30]. Sharma, P., Lao, L., & Falcone, G. (2018). A microwave cavity resonator sensor for water-in-oil measurements. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 262, 200-210.
- [31]. Venkateswaran, A. (2009). Analysis of planar EBG structures using transmission line models.
- [32]. Pozar, D. M. (2021). *Microwave engineering: theory and techniques*. John Wiley & sons.
- [33]. Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & sons.
- [34]. Kanaujia, B. K., Gupta, S. K., Kishor, J., & Gangwar, D. (Eds.). (2020). *Printed Antennas: Theory and Design*. CRC Press.
- [35]. Rizhi, R., & Sharma, S. (2017). Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna. *Indian Journal of Science and Technology*, 10(28).
- [36]. Marhoon, H. M., Abdalnabi, H. A., & Al-Aboosi, Y. Y. (2022). Designing and Analysing of a Modified Rectangular Microstrip Patch Antenna for Microwave Applications. *J. Commun.*, 17(8), 668-674.
- [37]. Hartmann, W. M., & Hartmann, W. M. (2013). Standing Waves in Pipes. *Principles of Musical Acoustics*, 77-84.
- [38]. Makimoto, M., & Yamashita, S. (2013). *Microwave resonators and filters for wireless communication: theory, design and application* (Vol. 4). Springer Science & Business Media. Pag. 11
- [39]. Xie, H. W., Zhou, K., Zhou, C. X., & Wu, W. (2020). Analysis of four-stage stepped-impedance resonators and their application to quad-band microstrip bandpass filter. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 30(4), e22116.
- [40]. Chang, K., & Hsieh, L. H. (2004). *Microwave ring circuits and related structures* (Vol. 156). John Wiley & Sons.
- [41]. Han, S. M., & Kim, Y. S. (2002, August). A strong coupled microstrip ring resonator using linearly tapered feedlines for bandpass filter applications. In *Proceedings RAWCON 2002. 2002 IEEE Radio and Wireless Conference (Cat. No. 02EX573)* (pp. 79-82). IEEE.
- [42]. Han, S. M., & Kim, Y. S. (2003). Strong coupled microstrip tapered feedlines for the applications to filters and antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 39(6), 505-508.
- [43]. Acharjya, D. P., Geetha, M. K., & Sanyal, S. (Eds.). (2017). Internet of Things: novel advances and envisioned applications.
- [44]. Mohamed, R. E., Saleh, A. I., Abdelrazzak, M., & Samra, A. S. (2018). Survey on wireless sensor network applications and energy efficient routing protocols. *Wireless Personal Communications*, 101, 1019-1055.
- [45]. Labib, M. I., ElGazzar, M., Ghalwash, A., & AbdulKader, S. N. (2021). An efficient networking solution for extending and controlling wireless sensor networks using low-energy technologies. *PeerJ Computer Science*, 7, e780.
- [46]. Casillas, M., Villarreal-Reyes, S., González, A. L., Martínez, E., & Perez-Ramos, A. (2015). Design guidelines for wireless sensor network architectures in mHealth mobile patient monitoring scenarios. *Mobile Health: A Technology Road Map*, 401-428.
- [47]. Li, L., Xiaoguang, H., Ke, C., & Ketai, H. (2011, June). The applications of wifi-based wireless sensor network in internet of things and smart grid. In *2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications* (pp. 789-793). IEEE.
- [48]. Pasic, R., Kuzmanov, I., & Atanasovski, K. (2021). ESP-NOW communication protocol with ESP32. *Journal of Universal Excellence*, 6(1), 53-60.
- [49]. Hauschild, T., & Knochel, R. (1998, June). Calibration of short range FMCW-radars with network analyzer calibration techniques. In *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 98CH36192)* (Vol. 2, pp. 969-972). IEEE.
- [50]. Sorrentino, R., & Bianchi, G. (2010). *Microwave and RF engineering*. John Wiley & Sons.

- [51]. Marki, F., & Marki, C. (2010). Mixer basics primer. *Marki Microwave*, 116.
- [52]. Brooker, G. M. (2005, November). Understanding millimetre wave FMCW radars. In 1st international Conference on Sensing Technology (Vol. 1).
- [53]. Kurniawan, D., Wael, C. B. A., Miftahushudur, T., & Heriana, O. (2017, November). Implementation of automatic I/Q imbalance correction for FMCW radar system. In *2017 2nd International conferences on Information Technology, Information Systems and Electrical Engineering (ICITISEE)* (pp. 100-105). IEEE.
- [54]. Zhang, H., Krooswyk, S., & Ou, J. (2015). *High speed digital design: design of high speed interconnects and signaling*. Elsevier.
- [55]. Rytting, D. (1998). Network analyzer error models and calibration methods. *White Paper, September*.
- [56]. Banerjee, A. (2017). *Automated Electronic Filter Design*. Springer.
- [57]. Morales-Lovera, H. N., Olvera-Cervantes, J. L., Corona-Chavez, A., & Kataria, T. K. (2021). Dielectric characterization of anisotropic 3D-printed biodegradable substrates based on polylactic acid [application notes]. *IEEE Microwave Magazine*, 22(9), 18-100.
- [58]. Squara, P., Scheeren, T. W., Aya, H. D., Bakker, J., Cecconi, M., Einav, S., ... & Saugel, B. (2021). Metrology part 1: definition of quality criteria. *Journal of clinical monitoring and computing*, 35(1), 17-25.
- [59]. Patranabi, D. (2003). *Sensors and Transducers*. PHI Learning Pvt. Ltd.
- [60]. Kim, H. Y. (2014). Analysis of variance (ANOVA) comparing means of more than two groups. *Restorative dentistry & endodontics*, 39(1), 74.
- [61]. Panda, A., Jurko, J., & Pandová, I. (2016). Monitoring and Evaluation of Production Processes. *Springer International Publishing, Basel, doi, 10, 978-3*.