Desarrollo de un sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular en tecnología de microcinta.

por:

David Aldrin Lagos Huamani

Tesis sometida como requisito parcial

para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS EN LA

ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA

en el

Instituto Nacional De Astrofísica

Óptica Y Electrónica

Septiembre, 2024

Santa María Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. José Luis Olvera Cervantes

©INAOE 2024

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.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mi asesor el Dr. José Luis Olvera Cervantes, por sus valiosos consejos durante mis estudios de maestría.

Quiero agradecer al Ingeniero Noe Ariza Torres, por brindarme apoyo técnico al momento de fabricar los dispositivos de microondas presentados en esta tesis.

Agradezco al pueblo de México por darme la oportunidad de estudiar en México y agradezco al CONAHCYT por otorgarme la beca para realizar mis estudios de maestría en el INAOE.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS i
RESUMEN viii
ABSTRACT ix
1) INTRODUCCIÓN 1
1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL 1
1.2 MOTIVACIÓN 1
1.3 ESTADO DEL ARTE 2
1.4 OBJETIVO GENERAL 7
1.5 OBJETIVOS ESPECÍFICOS 8
2) MARCO TEÓRICO 9
2.1 PERMITIVIDAD RELATIVA 9
2.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 9
2.3 LÍNEAS DE MICROCINTA 11
2.4 LÍNEA DE MICROCINTA CUBIERTA 13
2.5 RESONADOR DE MICROCINTA DE CUARTO DE ONDA. 14
2.6 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN S 15
2.7 STUB RADIAL 17
2.8 ACOPLAMIENTO DE RESONADORES 18
2.9 SENSOR DE ALTA FRECUENCIA DE DESPLAZAMIENTO 19
2.10 ESPECIFICACIONES DE UN SENSOR DE DESPLAZAMIENTO ANGULAR 21
3) SENSOR PROPUESTO EN ESTA TESIS 25
3.1 SENSOR PROPUESTO Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO 25
3.2 METODOLOGÍA PROPUESTA PARA EL DESARROLLO DE ESTA TESIS 28
4) RESULTADOS, ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES 34
4.1 DISEÑO DEL SENSOR 34
4.2 FABRICACIÓN 42
4.3 VERIFICACIÓN 44
4.4 COMPARACIÓN CON EL ESTADO DEL ARTE. 51

4.5 CONCLUSIONES 53
REFERENCIAS 55
A) MEDICIONES DE FRECUENCIA DE RESONANCIA 59
B) MEDICIONES DE DESPLAZAMIENTO ANGULAR 64

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Sensor angular un puerto usando un CDR, (a) vista superior, (b) vista de perfil, © 2020 IEEE [1]. 3
Figura 1.2 Sensor angular de dos puertos usando un CDR, (a) vista superior, (b) vista de perfil, © 2020 IEEE [1]. 4
Figura 1.3 Sensor angular de dos puertos usando un CSRR, (a) vista superior, (b) vista inferior, (c) vista del CSRR giratorio, © 2019 IEEE [2]. . 4
Figura 1.4 Sensor angular basado en resonadores en U, (a) vista superior, (b) vista de perfil, © 2014 IEEE [3]. 5
Figura 1.5 Sensor angular basado en una sección TFS, © 2020 IEEE [5]. 6
Figura 1.6 Sensor angular basado en un resonador RCSR, © 2021 IEEE [6]. 6
Figura 2.1 Circuito equivalente de una porción infinitesimal de una línea de transmisión..... 10
Figura 2.2 Layout de una microcinta. 12
Figura 2.3 Layout de una microcinta cubierta [13]. 13
Figura 2.4 Resonador de cuarto de onda terminado en cortocircuito. 14
Figura 2.5 Ondas incidentes y ondas reflejadas en un sistema de dos puertos. 15
Figura 2.6 Método de calibración SOL para calcular y eliminar errores de medición [16]..... 16
Figura 2.7 Layout de un Stub radial. 17
Figura 2.8 Cortocircuito a partir de un stub radial. 18
Figura 2.9 Acoplador de un resonador de anillo, © 2002 IEEE [20]. 19
Figura 2.10 Estructura de un acoplador de impedancia para un resonador de un puerto. 19
Figura 2.11 Principio de funcionamiento del sensor de alta frecuencia de desplazamiento. 20
Figura 2.12 Principio de funcionamiento del sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular: (a) Vista 3D. (b) Vista superior [21]. 20

Figura 3.1 Pieza fija y pieza móvil en sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular. 25
Figura 3.2 Sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular. 26
Figura 3.3 Perfiles de la pieza fija y la pieza móvil después del fresado. 28
Figura 3.4 Metodología de trabajo para diseñar y fabricar el sensor de alta frecuencia del desplazamiento angular. 29
Figura 3.5 Medición de la frecuencia de resonancia de los sensores. 32
Figura 4.1 Vista 3D de los sensores con desplazamiento angular de 0°: (a) Sensor 1. (b) Sensor 2 36
Figura 4.2 Vista 3D de los sensores con desplazamiento angular de 135°: (a) Sensor 1. (b) Sensor 2 36
Figura 4.3 Simulación del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 1. 37
Figura 4.4 Simulación del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 2. 37
Figura 4.5 Diseño del sensor 1 en circuito impreso: (a) Pieza fija. (b) Pieza móvil. 39
Figura 4.6 Diseño del sensor 2 en circuito impreso: (a) Pieza fija. (b) Pieza móvil. 39
Figura 4.7 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza fija del sensor 1. 40
Figura 4.8 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza móvil del sensor 1. 41
Figura 4.9 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza fija del sensor 2. 41
Figura 4.10 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza móvil del sensor 2. 42
Figura 4.11 Fabricación en máquina CNC Protomat S100. 42
Figura 4.12 Fabricación de pieza fija y pieza móvil del sensor 1. 43
Figura 4.13 Fabricación de pieza fija y pieza móvil del sensor 2. 43
Figura 4.14 Ensamblaje del sensor 1. 43
Figura 4.15 Ensamblaje del sensor 2. 44

Figura 4.16 Mediciones con VNA del sensor 1 y el sensor 2. 44
Figura 4.17 Medición del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 1. 45
Figura 4.18 Medición del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 2. 46
Figura 4.19 Ajuste de curva θ_{des} vs $\overline{f_{01}}$ para el sensor 1. 47
Figura 4.20 Ajuste de curva θ_{des} vs $\overline{f_{02}}$ para el sensor 2. 48

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Cuadro comparativo de las tecnologías para sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular. 2
Tabla 2.1 Mediciones usando el método ANOVA de dos factores [25]. ... 22
Tabla 2.2 Valores frontera de la capacidad de proceso [26]. 24
Tabla 4.1 Requisitos de diseño del sensor 1 y del sensor 2. 34
Tabla 4.2 Dimensiones del diseño del sensor 1 y del sensor 2. 35
Tabla 4.3 Relación frecuencia de resonancia vs desplazamiento angular en el sensor 1 y en el sensor 2. 38
Tabla 4.4 Configuración de VNA para realizar las mediciones 45
Tabla 4.5 Frecuencia de resonancia promedio para cada desplazamiento de frecuencia θ_{des} en el sensor 1 y en el sensor 2. 47
Tabla 4.6 Repetividad y reproducibilidad, y capacidad de proceso para una tolerancia de 8° para el sensor 1. 49
Tabla 4.7 Repetividad y reproducibilidad, y capacidad de proceso para una tolerancia de 8° para el sensor 2. 50
Tabla 4.8 Comparación de S_f, FM_f y FM_{fp} del presente trabajo con el estado del arte. 51
Tabla 4.9 Comparación de los sustratos en los sensores de desplazamiento angular. 52
Tabla A.1 Mediciones de frecuencias de resonancias para el sensor 1. . 61
Tabla A.2 Mediciones de frecuencias de resonancia para el sensor 2. ... 63
Tabla B.1 Mediciones de desplazamiento angular para el sensor 1. 66
Tabla B.2 Mediciones de desplazamiento angular para el sensor 2. 68

RESUMEN

La medición de desplazamiento angular es de gran importancia para monitorear la estabilidad de una estructura. Las excavaciones en terrenos urbanos pueden ocasionar inestabilidad en un terreno y pueden inclinar los edificios cercanos. Los sensores de desplazamiento angular se usan para medir la inclinación de muros debido a las excavaciones y con ello prever accidentes. En el presente trabajo se muestra el diseño y la implementación de un sensor de alta frecuencia para medir el desplazamiento angular. En la primera parte del trabajo se muestra la introducción del trabajo, la motivación, el estado del arte y los objetivos a cumplir. En la segunda parte del trabajo se muestra el marco teórico para diseñar, fabricación y verificar los resultados. En la tercera parte del trabajo, se presenta el principio de funcionamiento del sensor propuesto y la metodología a seguir. En la cuarta parte del trabajo, se presenta los resultados obtenidos, la comparación de los resultados con la literatura y las conclusiones.

ABSTRACT

Angular displacement measurement is of great importance to monitor the stability of a structure. Excavations in urban areas can cause instability in a terrain and can tilt nearby buildings. Angular displacement sensors are used to measure the inclination of walls due to excavations and thus prevent accidents. This paper shows the design and implementation of a high-frequency sensor to measure angular displacement. The first part of the paper presents the introduction of the work, the motivation, the state of the art and the objectives to be met. The second part of the paper presents the theoretical framework for design, manufacturing and verifying the results. In The third part of the paper presents the operating principle of the proposed sensor and the methodology. The fourth part of the paper presents the results obtained, the comparison of the results with the literature and the conclusions.

CAPÍTULO 1
INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL

A nivel global, los dispositivos de microondas tienen distintas aplicaciones en las comunicaciones inalámbricas, detección de imágenes, caracterización de materiales, sensores de microondas, etc. El desarrollo de sensores de microondas ha tenido mucha popularidad debido a al rápido prototipado y la versatilidad de estos dispositivos. De lo explicado anteriormente, el presente reporte se enfoca en fabricar un sensor de alta frecuencia que mida el desplazamiento angular.

En el capítulo 2, Marco teórico, se explica los conceptos fundamentales de líneas de transmisión, línea de microcinta, stub radial, resonador de línea de transmisión, acoplamiento de resonadores, análisis de repetividad y reproducibilidad. En el capítulo 3, Sensor propuesto en esta tesis, explica el funcionamiento del sensor propuesto y la metodología para diseñar, fabricar y verificar desplazamiento angular. En el capítulo 4, Resultados, análisis de resultados y conclusiones, se muestra los resultados que se obtienen al seguir la metodología propuesta para medir el desplazamiento angular, y las conclusiones del presente trabajo.

En el apéndice A, se muestra las mediciones de frecuencia de resonancia de los sensores fabricados. En el apéndice B, se muestra las mediciones de desplazamiento angular de los sensores fabricados.

1.2 MOTIVACIÓN

La medición de desplazamiento angular tiene aplicaciones geológicas. En aplicaciones geológicas, la medición del desplazamiento angular permite a los ingenieros civiles estudiar el movimiento y las deformaciones de un terreno. Las excavaciones en terrenos urbanos pueden ocasionar

inestabilidad en un terreno y pueden inclinar los edificios cercanos. Los sensores de desplazamiento angular se usan para medir la inclinación de muros debido a las excavaciones y con ello prever accidentes.
Por lo anterior expuesto, la motivación del presente trabajo es medir de manera exacta y precisa el desplazamiento angular.

1.3 ESTADO DEL ARTE

En la literatura científica [1-6] se han propuesto distintos tipos de sensores de microondas de desplazamiento angular, los cuales se muestran en la Tabla 1.1. Las tecnologías de microondas usadas en los sensores de desplazamiento son:

- Resonadores Dieléctricos (DR).
- Resonadores Split Ring complementarios (CSRR).
- Resonadores de microcinta.
- Resonadores Cross-Shape (CSR).

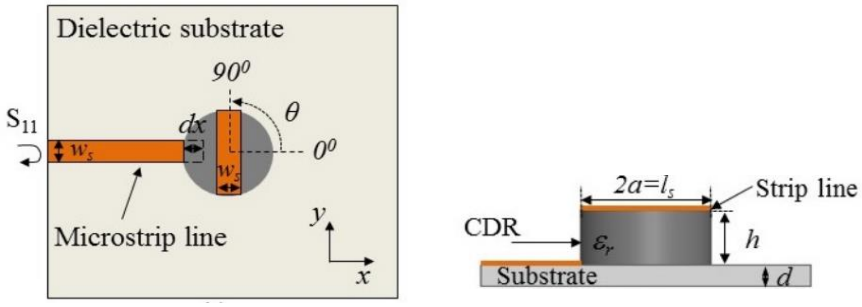
	Tecnología	Tipo	f_c (GHz)	S_f (MHz/°)	Puertos	RD (°) *
[1]	Resonador Dieléctrico	CDR	3.18		1 o 2	90
[2]	Resonador SSR	ML-CSSR	5.83	2.37	2	90
[3]	Resonador de Microcinta	ML-U Shaped	1.03	1.85	2	180
[4]	Resonador de Microcinta	MHWR	2.4		1	84
[5]	Resonador de Microcinta	MLTFS	0.96	1.26	2	180
[6]	Resonador Cross-Shaped	CSR	1.95	2.61	2	360
Nota: * RD es el rango dinámico.						

Tabla 1.1 Cuadro comparativo de las tecnologías para sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular.

En la Tabla 1.1, se compara la frecuencia central f_c, la sensibilidad con respecto a la frecuencia S_f, el número de puertos y el rango dinámico de seis sensores de altas frecuencias de desplazamiento angular [1-6]. La frecuencia central f_c se define como el punto medio de la frecuencia mínima f_{0min} y la frecuencia máxima f_{0MAX} como se muestra en (1.1).

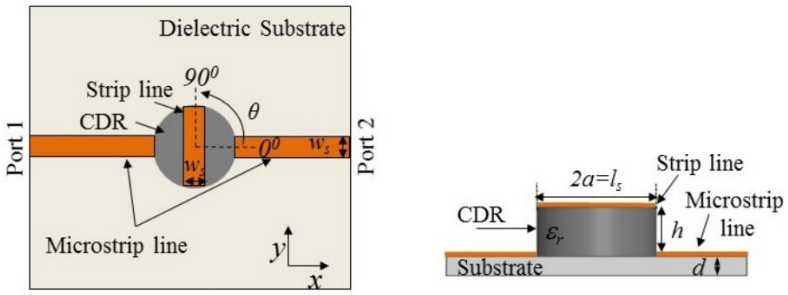
$$f_c = \frac{f_{0MAX} + f_{0min}}{2} \tag{1.1}$$

En [1], el sensor angular está basado en un resonador dieléctrico cilíndrico (*Cylindrical Dielectric Resonator*) y una línea de microcinta. El desplazamiento angular del resonador dieléctrico cilíndrico CDR modifica las propiedades del modo de propagación resonante del resonador. El sensor angular basado en un resonador dieléctrico cilíndrico puede tener uno o dos puertos. En la Figura 1.1, se muestra el sensor angular de resonador dieléctrico cilíndrico de un puerto. En este sensor, el giro del resonador dieléctrico cilíndrico CDR cambia la magnitud del coeficiente de reflexión. En la Figura 1.2, se muestra el sensor angular de resonador dieléctrico cilíndrico de dos puertos. En este sensor, el giro del resonador dieléctrico cilíndrico CDR cambia la magnitud del coeficiente de transmisión. Los autores en [1], proponen obtener el desplazamiento angular a partir del coeficiente de reflexión y el coeficiente de transmisión en el sensor basado en resonador dieléctrico.



(a) (b)

Figura 1.1 Sensor angular un puerto usando un CDR, (a) vista superior, (b) vista de perfil, © 2020 IEEE [1].



(a) (b)

Figura 1.2 Sensor angular de dos puertos usando un CDR, (a) vista superior, (b) vista de perfil, © 2020 IEEE [1].

En [2], el sensor angular está basado en un resonador CSRR y una línea de microcinta como se muestra en la Figura 1.3. En este sensor, la línea de microcinta produce un campo electromagnético que excita al resonador CSRR. El giro del resonador CSRR cambia el acoplamiento electromagnético entre la microcinta y el resonador CSRR. El giro del resonador CSRR desplaza la frecuencia de resonancia del sensor. Los autores en [2], proponen obtener el desplazamiento angular a partir de la frecuencia de resonancia del coeficiente de transmisión del sensor.

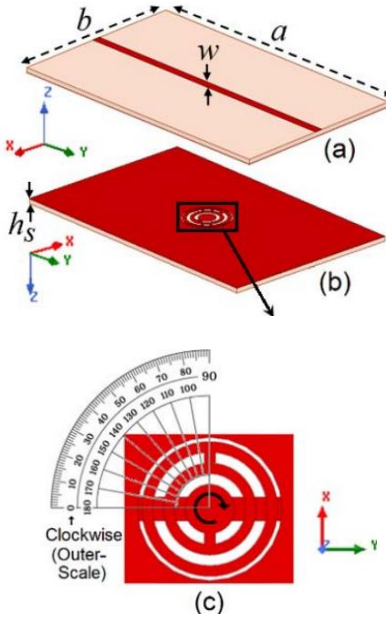
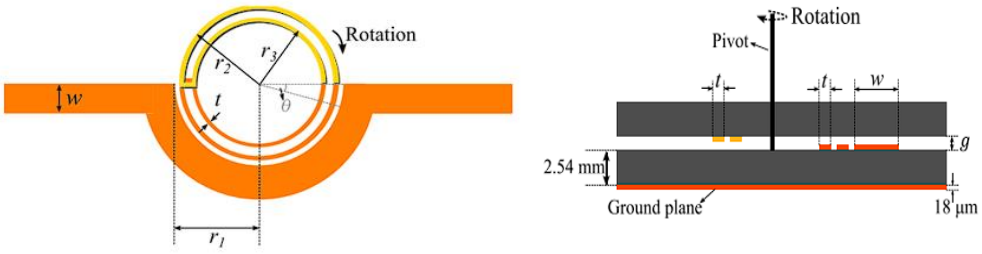


Figura 1.3 Sensor angular de dos puertos usando un CSRR, (a) vista superior, (b) vista inferior, (c) vista del CSRR giratorio, © 2019 IEEE [2].

En [3], el sensor angular usa dos resonadores en forma de U como se muestra en la Figura 1.4. Este sensor tiene una frecuencia de resonancia de modo par y una frecuencia de resonancia de modo impar. En [3], se usa la frecuencia de resonancia impar para medir el desplazamiento angular. La frecuencia de resonancia de modo impar depende de la capacitancia mutua y de la inductancia mutua entre los dos resonadores en forma de U. El giro de uno de los resonadores cambia el área entre los dos resonadores, el cambio de esta área modifica la capacitancia mutua y la inductancia mutua entre los dos resonadores. En consecuencia, la frecuencia de resonancia impar cambia con la rotación angular.



(a) (b)

Figura 1.4 Sensor angular basado en resonadores en U, (a) vista superior, (b) vista de perfil, © 2014 IEEE [3].

En [4], el sensor angular está basado en un resonador de microcinta de media onda. Este sensor de un puerto cuenta con una pieza fija y una pieza móvil. El giro de la pieza móvil aumenta la longitud eléctrica del resonador. Los autores en [4] usan la longitud de onda de resonancia para medir el desplazamiento angular.

En [5], el sensor angular está basado en una sección de filtrado transversal TFS (*Transversal Filter Section*). La sección de filtrado transversal TFS está formada por dos resonadores de distinta longitud de onda en paralelo y stub móvil como se muestra en la Figura 1.5. El giro del stub móvil altera los ceros del coeficiente de transmisión. Debido a ello, los autores en [5]

proponen medir el desplazamiento angular a partir del ancho de banda entre dos ceros en el coeficiente de transmisión.

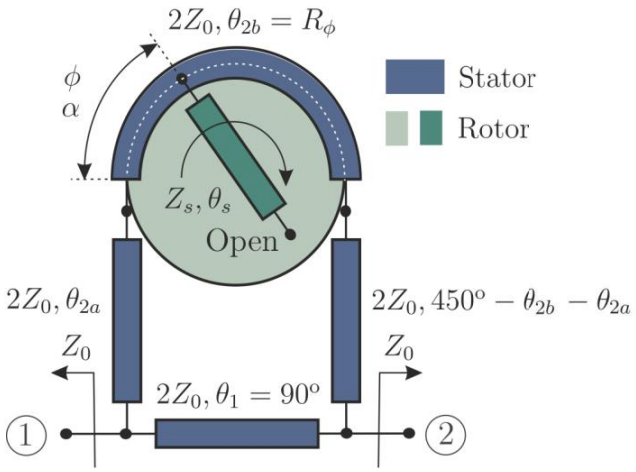


Figura 1.5 Sensor angular basado en una sección TFS, © 2020 IEEE [5].

En [6], el sensor angular está basado en un resonador RCSR (*Rotational Cross-Shaped Resonator*) como se muestra en la Figura 1.6. El resonador RCSR tiene un stub móvil que gira. El giro del stub móvil modifica los ceros en el coeficiente de transmisión del resonador RCSR. Los autores en [6] proponen medir el desplazamiento angular mediante la frecuencia de resonancia o el ancho de banda entre dos ceros del coeficiente de transmisión.

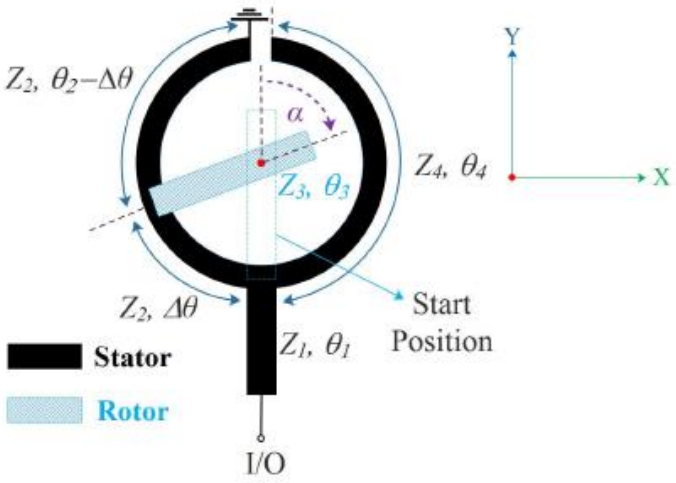


Figura 1.6 Sensor angular basado en un resonador RCSR, © 2021 IEEE [6].

Cada sensor de la literatura [1-6] tiene su respectivo rango dinámico de los cómo se observa en la Tabla 1.1. En [6], el sensor tiene un rango dinámico de 360° debido a que el stub móvil puede realizar un giro completo. Sin embargo, los sensores en [1-5] tienen limitaciones geométricas que limitan el rango dinámico:

- En [1,2], el rango dinámico desplazamiento angular es 90° debido a que la estructura de ambos sensores es bisimétrica. Si la pieza móvil (resonador dieléctrico o resonador CSRR) gira 90°, no cambia la estructura del resonador como se muestra en la Figura 1.1, la Figura 1.2 y la Figura 1.3.
- En [3], el rango dinámico del desplazamiento angular es 180°. Si el resonador en forma de U gira 180°, no cambia la estructura del resonador como se muestra en la Figura 1.4.
- En [4], el rango dinámico del desplazamiento angular es 84°, debido a que el desplazamiento angular está limitado por la longitud eléctrica de la línea de transmisión en la pieza fija.
- En [5], el rango dinámico del desplazamiento angular es 180°, debido a que la pieza móvil no puede girar más de 180° como se muestra en la Figura 1.5.

En [1-6] se presenta el comportamiento de la frecuencia de resonancia con respecto al desplazamiento angular, pero no se realiza el ajuste de curva del comportamiento del desplazamiento angular con respecto a la frecuencia. En estos trabajos tampoco se aborda la precisión de las mediciones de los sensores.

1.4 OBJETIVO GENERAL

El objetivo general es diseñar, fabricar y probar experimentalmente un sensor de desplazamiento angular mediante un resonador de alta frecuencia.

1.5 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

El presente trabajo tiene los siguientes objetivos específicos:

- Diseñar y fabricar un sensor de alta frecuencia para medir desplazamiento angular.
- Diseñar un sensor mediante líneas de transmisión y resonadores de microondas.
- Encontrar la relación entre el desplazamiento angular y la frecuencia de resonancia del sensor.
- Verificar la reproducibilidad y la repetividad de las mediciones del sensor mediante el Método ANOVA.
- Comparar los resultados del presente trabajo con el estado del arte.

CAPÍTULO 2
MARCO TEÓRICO

2.1 PERMITIVIDAD RELATIVA

La permitividad eléctrica de un material ε_{mat} permite cuantificar la polarización del material. Esta propiedad influye en la propagación de ondas electromagnéticas en una línea de transmisión. La permitividad relativa es la razón de la permitividad eléctrica de un material y la permitividad eléctrica del vacío [7].

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_{mat}}{\varepsilon_{vacio}} \tag{2.1}$$

La permitividad relativa de un material tiene una componente real y una componente imaginaria. La componente real $\varepsilon_r{}'$ representa el efecto de la polarización de los dipolos en el campo eléctrico que se propaga. La componente imaginaria $\varepsilon_r{}''$ representa las pérdidas debido al movimientos de los dipolos durante la polarización.

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r{}' - j\varepsilon_r{}' \tag{2.2}$$

2.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión es cualquier sistema de conductores que puede emplearse para transmitir información, en la forma de energía electromagnética, entre dos puntos [8]. Como se muestra en la Figura 2.1, una porción infinitesimal Δz de una línea de transmisión se puede modelar con parámetros concentrados donde R es la resistencia en serie por unidad de longitud, L es la inductancia en serie por unidad de longitud, C es la capacitancia en paralelo por unidad de longitud, G es la admitancia por unidad de longitud.

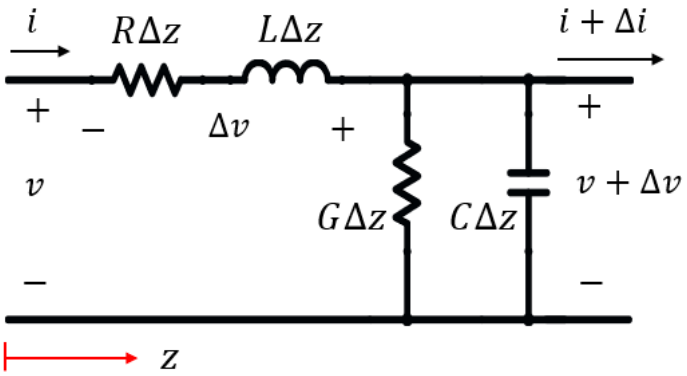


Figura 2.1 Circuito equivalente de una porción infinitesimal de una línea de transmisión.

A partir de la Figura 2.1, se obtiene las ecuaciones del telegrafista (2.3) y (2.4) [9]. La corriente i y el voltaje v en una línea de transmisión dependen de la distancia z y del tiempo t, es decir $i = i(z,t)$ y $v = v(z,t)$ [8].

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L\frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \tag{2.3}$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C\frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \tag{2.4}$$

Para el estado estacionario sinusoidal, $v(z,t) = V(z)e^{j2\pi ft}$ y $i(z,t) = I(z)e^{j2\pi ft}$, donde f es la frecuencia, la solución del voltaje y corriente en la ecuación del telegrafista se muestra en (2.5). Donde V^+ representa el voltaje incidente, V^- representa el voltaje reflejado, γ es la constante de propagación y Z_0 es la impedancia característica, γ y Z_0 se calculan respectivamente mediante las ecuaciones (2.6) y (2.7) [10].

$$V(z) = V^+e^{-\gamma z} + V^-e^{\gamma z}$$
$$I(z) = \frac{V^+e^{-\gamma z}}{Z_0} - \frac{V^-e^{\gamma z}}{Z_0} \tag{2.5}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j(2\pi f)L)(G + j(2\pi f)C)} \tag{2.6}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j(2\pi f)L}{G + j(2\pi f)C}} \tag{2.7}$$

La constante de propagación γ se puede separar en dos parámetros: la atenuación α y la constante de fase β.

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{2.8}$$

La atenuación reduce la amplitud del voltaje incidente V^+ y la constante de fase β desfasa el voltaje incidente en θ_e, θ_e se conoce como longitud eléctrica y se define como el producto de β y la longitud física de la línea de transmisión z [10]. La longitud eléctrica θ_e es la multiplicación de la constante de fase β con la longitud de la línea de transmisión z.

$$\theta_e = \beta z \tag{2.9}$$

La constante de fase se puede calcular a partir de la frecuencia f y la velocidad de fase v_p, como se muestra en (2.10)

$$\beta = \frac{2\pi f}{v_p} \tag{2.10}$$

2.3 LÍNEAS DE MICROCINTA

Las líneas de microcintas son líneas de transmisión que puede ser fabricadas en un circuito impreso. La línea de microcinta consta de una línea conductora delgada, un plano de tierra y un dieléctrico, como se muestra en la Figura 2.2. La velocidad de fase v_p en una microcinta se calcula a partir de la velocidad de la luz y de la permitividad efectiva ε_{eff}, como se muestra en (2.11) [11]. La permitividad efectiva ε_{eff} depende de la permitividad relativa del dieléctrico ε_r, de la altura del dieléctrico h y del ancho de la microcinta w como se muestra en (2.12) [12].

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.11}$$

$$\varepsilon_{eff} = \begin{cases} \dfrac{\varepsilon_r + 1}{2} + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \dfrac{12h}{w}\right)^{-0.5} & para\ \dfrac{w}{h} \geq 1 \\ \dfrac{\varepsilon_r + 1}{2} + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(\left(1 + \dfrac{12h}{w}\right)^{-0.5} + 0.04\left(1 - \dfrac{w}{h}\right)^2\right) & para\ \dfrac{w}{h} < 1 \end{cases} \tag{2.12}$$

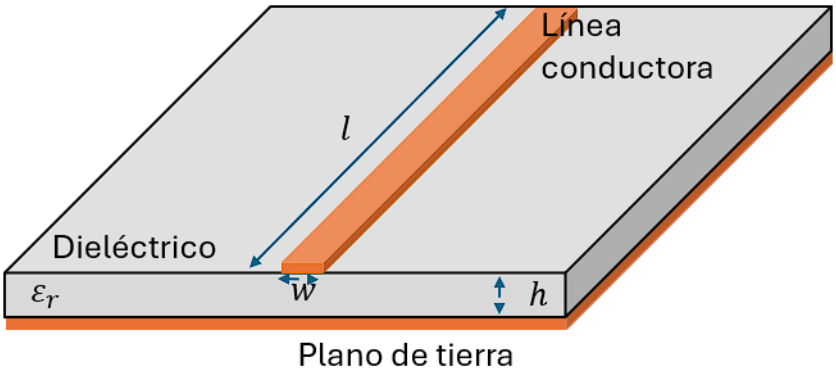


Figura 2.2 Layout de una microcinta.

La longitud eléctrica de una microcinta θ_e se puede calcular mediante (2.13), donde β es la constante de fase y l es la longitud de la línea de transmisión.

$$\theta_e = \beta l \tag{2.13}$$

La impedancia característica de una línea de microcinta Z_0 se puede calcular mediante (2.14) [9].

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} ln\left(8\dfrac{h}{w} + 0.25\dfrac{w}{h}\right) & para\ \dfrac{w}{h} \geq 1 \\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\left(\dfrac{w}{h} + 1.393 + 0.6671n\left(\dfrac{w}{h} + 1.444\right)\right)^{-1} & para\ \dfrac{w}{h} < 1 \end{cases} \tag{2.14}$$

A partir de (2.15), se puede obtener el ancho de la microcinta w, donde h es la altura del sustrato [9].

$$w = \begin{cases} h\dfrac{8e^A}{e^A - 2} & para\ \dfrac{w}{h} \geq 2 \\ \dfrac{2h}{\pi}C & para\ \dfrac{w}{h} < 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \tag{2.15}$$

$$C = B - 1 - ln(2B - 1) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2\,\varepsilon_r}\right)\left(ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right)$$

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

2.4 LÍNEA DE MICROCINTA CUBIERTA

La línea de microcinta cubierta es una línea de microcinta de dos capas como se muestra en la Figura 2.3, donde ε_1 es la permitividad relativa de la capa 1 y ε_2 es la permitividad relativa de la capa 2 [13].

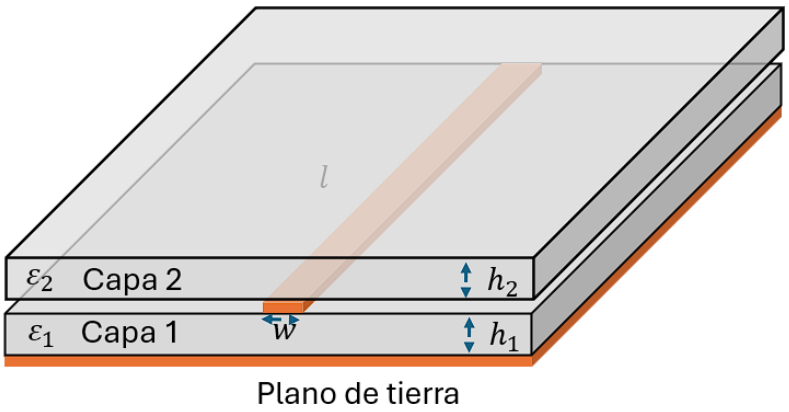


Figura 2.3 Layout de una microcinta cubierta [13].

Si ambas capas tienen la misma permitividad relativa, $\varepsilon_2 = \varepsilon_1$, entonces la permitividad efectiva de la microcinta cubierta $\varepsilon_{eff,c}$ depende de la permitividad relativa ε_1, de la altura de la capa 1 h_1, de la altura de la capa 2 h_2 y del ancho de la microcinta w como se muestra en (2.16) [13].

$$\varepsilon_{eff,c} = \begin{cases} \dfrac{\varepsilon_1 + q}{2} + \dfrac{\varepsilon_1 - q}{2}\left(1 + \dfrac{12h_1}{w}\right)^{-0.5} & para\ \dfrac{w}{h_1} \geq 1 \\ \dfrac{\varepsilon_1 + q}{2} + \dfrac{\varepsilon_1 - q}{2}\left(\left(1 + \dfrac{12h_1}{w}\right)^{-0.5} + 0.04\left(1 - \dfrac{w}{h_1}\right)^2\right) & para\ \dfrac{w}{h_1} < 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

$$q = e^{-1.4\sqrt{\frac{h_2}{h_1}}} + \varepsilon_1\left(1 - e^{-1.4\sqrt{\frac{h_2}{h_1}}}\right)$$

La impedancia característica Z_0 de una línea de microcinta cubierta se puede calcular reemplazando $\varepsilon_{eff,c}$ por ε_{eff} en (2.14).

2.5 RESONADOR DE MICROCINTA DE CUARTO DE ONDA.

Un resonador de microcinta es una estructura en una microcinta que puede contener un campo electromagnético oscilante [12].

El resonador de microcinta de cuarto de onda consiste en una línea de transmisión donde la longitud eléctrica βl_r de la línea de transmisión es 90° para la frecuencia de resonancia f_0. La longitud física l_r se obtiene a partir de la frecuencia de resonancia frecuencia f_0 como se muestra en (2.17). En la Figura 2.4, se muestra el de resonador de cuarto de onda terminado en cortocircuito en donde la impedancia de entrada Z_{in} se calcula mediante (2.18), en donde R es la resistencia del resonador y Q es el factor de calidad del resonador.

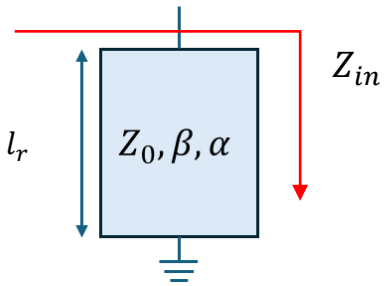


Figura 2.4 Resonador de cuarto de onda terminado en cortocircuito.

$$l_r = \frac{\pi}{2\beta} = \frac{v_p}{4f_0} \tag{2.17}$$

$$Z_{in} = R\left(1 + \frac{2jQ(f - f_0)}{f_0}\right)^{-1} \tag{2.18}$$

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l_r} \tag{2.19}$$

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \tag{2.20}$$

La resistencia del resonador R y el factor de calidad del resonador Q se calculan mediante (2.19) y (2.20) respectivamente, donde Z_0 es la

impedancia característica del resonador, α es la atenuación, β es la constante de fase y l_r es la longitud física [9].

2.6 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN S

En la Figura 2.5, se muestra un sistema de microondas de 2 puertos, donde a_1 es la onda incidente del puerto 1, a_2 es la onda incidente normalizada del puerto 2, b_1 es la onda reflejada normalizada del puerto 1, b_2 es la onda incidente normalizada del puerto 2 [14]. Las ondas reflejadas normalizadas se pueden relacionar con las ondas incidentes normalizadas mediante una matriz de parámetros de dispersión S, como se muestra en (2.21). Para un sistema de microondas de dos puertos, la matriz de parámetros de dispersión tiene los siguientes componentes:

- S_{11} es el coeficiente de reflexión del puerto 1.
- S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 hacia el puerto 2.
- S_{12} es el coeficiente de reflexión del puerto 2 hacia el puerto 1.
- S_{22} es el coeficiente de transmisión del puerto 2.

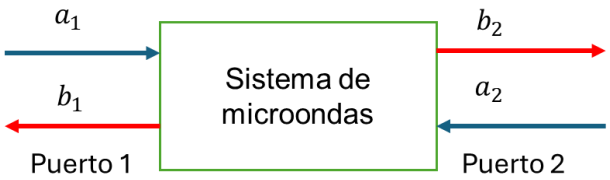


Figura 2.5 Ondas incidentes y ondas reflejadas en un sistema de dos puertos.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \boldsymbol{S} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Los parámetros S son números complejos que tienen amplitud y fase. La amplitud de los parámetros S se suele representar en decibeles. El coeficiente de reflexión en decibeles es $20\log(|S_{11}|)$ y el coeficiente de transmisión en decibeles es $20\log(|S_{21}|)$.

La medición de los parámetros S se realiza mediante un analizador de redes vectoriales VNA (*Vector Network Analyzer*) calibrado [9]. La calibración de un analizador de redes vectoriales elimina errores en la medición [9,15]. El método de calibración depende de la cantidad de puertos que tenga el dispositivo. Dentro de los métodos de calibración más usados se encuentran el método de calibración SOL (*Short Open Load*) y el método de calibración SOLT (*Short Open Load Through*) [16].

Como se muestra en la Figura 2.6, el método SOL se usa para calibrar un VNA que va a medir el coeficiente de reflexión de un dispositivo bajo prueba DUT (*Device under test*) de un puerto [15]. En la medición de un dispositivo de un puerto aparecen tres errores de medición [15,16]. En [15], los tres errores de medición se definen como el error de directividad e_{00}, el error de acoplamiento de puerto e_{11} y el error de seguimiento de reflexión $e_{10}e_{01}$ [15]. El coeficiente de reflexión del dispositivo bajo prueba S_{11}, depende de e_{00}, e_{11}, $e_{10}e_{01}$ y del coeficiente de reflexión medido por el VNA S_{11M}, como se muestra en (2.22) [15]. El método SOL calcula e_{00}, e_{11} y $e_{10}e_{01}$ a partir de (2.23), (2.24) y (2.25) respectivamente, donde S_{11ML} es el coeficiente de reflexión de 50 Ω medido por el VNA, S_{11MS} es el coeficiente de reflexión de un cortocircuito medido por el VNA, S_{11MO} es el coeficiente de reflexión de un circuito abierto medido por el VNA [16].

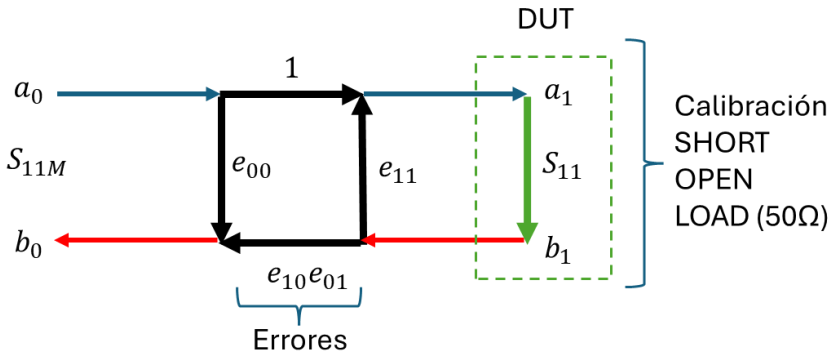


Figura 2.6 Método de calibración SOL para calcular y eliminar errores de medición [16].

$$S_{11} = \frac{S_{11M} - e_{00}}{e_{11}S_{11M} + e_{10}e_{01} - e_{11}e_{00}} \tag{2.22}$$

$$e_{00} = S_{11ML} \tag{2.23}$$

$$e_{11} = \frac{S_{11MS} + S_{11MO} - 2S_{11ML}}{S_{11MO} - S_{11MS}} \tag{2.24}$$

$$e_{10}e_{01} = \frac{(S_{11ML} - S_{11MS})(S_{11MO} - S_{11ML})}{S_{11MO} - S_{11MS}} \tag{2.25}$$

El método SOLT es un método de calibración para dispositivos de dos puertos. El método SOLT es una variación del método SOL. El método SOLT usa las tres cargas del método SOL y una línea de longitud corta para calibrar las mediciones de S_{11}, S_{21}, S_{12} y S_{22} [15].

2.7 STUB RADIAL

El stub radial, como se muestra en la Figura 2.7, sirve para conectar líneas de transmisión al plano de tierra. La impedancia del stub radial Z_{stub} se determina mediante (2.26) [17], donde r_o es el radio exterior del stub, r_i es el radio interior, θ_{st} es el ángulo del stub, h_{st} la altura del sustrato, β es la constante de fase y ε_{es} es la permitividad efectiva del stub.

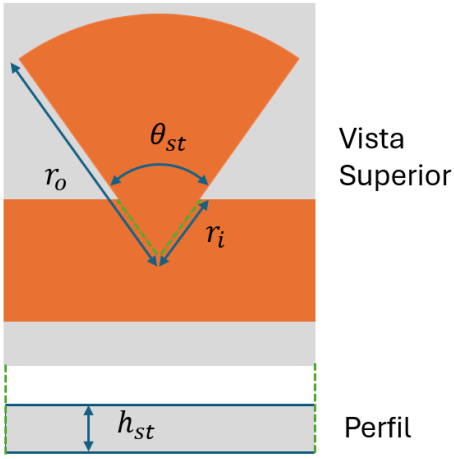


Figura 2.7 Layout de un Stub radial.

$$Z_{stub} = -j\frac{120\pi h_{st}}{\theta_{st}\sqrt{\varepsilon_{es}}}\left(\frac{2}{\beta r_o^2} + \beta\left(0.5 + \ln\frac{r_i}{r_o}\right)\right) \quad (2.26)$$

Como se muestra en (2.27) [18], la permitividad efectiva del stub ε_{es} es un promedio de la permitividad efectiva en la posición r_i, $\varepsilon_{eff,s}(r_i)$, y la permitividad efectiva en la posición r_0, $\varepsilon_{eff,s}(r_0)$.

$$\varepsilon_{es} = 0.5(\varepsilon_{eff,s}(r_0) + \varepsilon_{eff,s}(r_1)) \quad (2.27)$$

Como se muestra en la Figura 2.8, un cortocircuito se puede implementar con un stub radial y una línea de transmisión de longitud $l_{r,st}$. La longitud $l_{r,st}$ se puede calcular mediante (2.28).

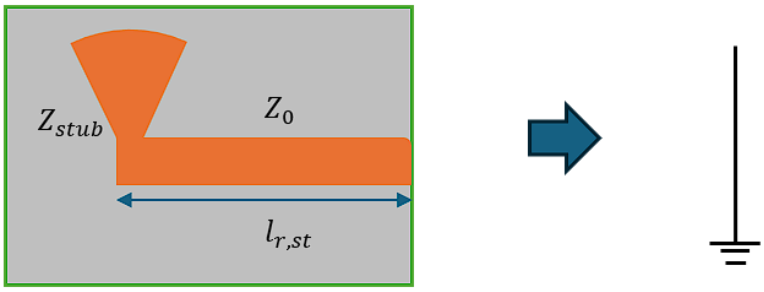


Figura 2.8 Cortocircuito a partir de un stub radial.

$$l_{r,st} = \frac{arctan(jZ_{stub}/Z_0)}{\beta} \quad (2.28)$$

2.8 ACOPLAMIENTO DE RESONADORES

El acoplamiento de un dispositivo de microondas disminuye el coeficiente de reflexión. El acoplamiento de un resonador se puede realizar con dos tapers lineales y dos gaps [19,20] como se muestra en la Figura 2.9. El dimensionamiento de w_f, s, L y θ se realiza de forma experimental para disminuir el coeficiente de reflexión y el coeficiente de transmisión. El gap s evita que el acoplamiento afecte de forma significativa la frecuencia de resonancia y el taper lineal de longitud L disminuye el coeficiente de

reflexión.

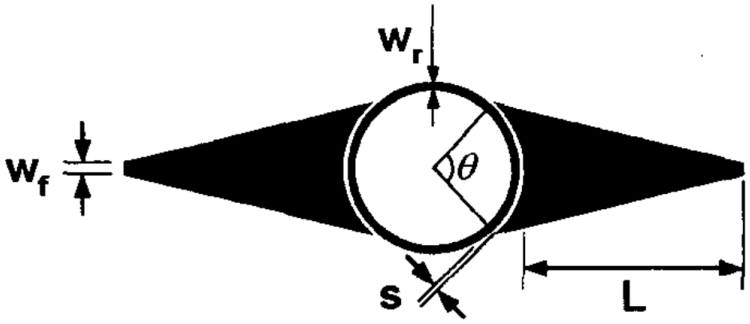


Figura 2.9 Acoplador de un resonador de anillo, © 2002 IEEE [20].

Basándose en la estructura de acoplamiento de la Figura 2.9, el acoplamiento para un resonador de un puerto se puede realizar mediante una estructura que se muestra en la Figura 2.10.

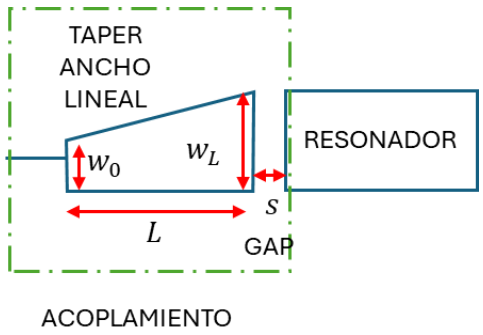


Figura 2.10 Estructura de un acoplador de impedancia para un resonador de un puerto.

Los valores de w_0, w_L, L y s se ajustan en un simulador electromagnético con el fin de tener poco coeficiente de reflexión.

2.9 SENSOR DE ALTA FRECUENCIA DE DESPLAZAMIENTO

El sensor de alta frecuencia de desplazamiento tiene dos piezas: la pieza fija y la pieza móvil. Como se muestra en la Figura 2.11, la combinación de la pieza fija y la pieza móvil forman un resonador de longitud variable, es decir la frecuencia de resonancia f_0 del sensor depende de $l + l_{des}$, donde

l es la longitud de línea de transmisión en la pieza fija, y l_{des} es el desplazamiento de la pieza móvil.

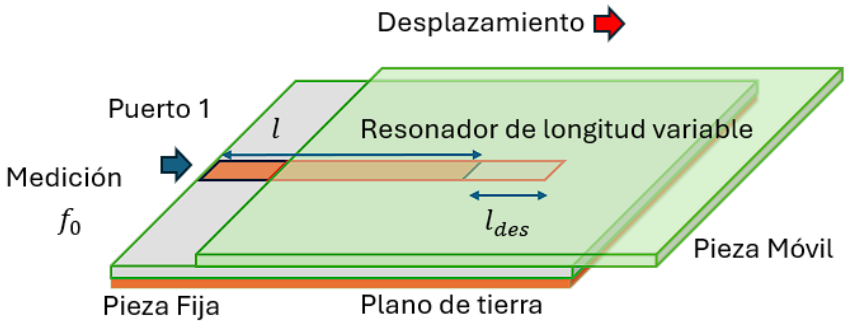


Figura 2.11 Principio de funcionamiento del sensor de alta frecuencia de desplazamiento.

El sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular es un sensor desplazamiento cuya pieza móvil gira alrededor de un eje. La pieza fija también se le conoce como estator, y a la pieza móvil también se le conoce como rotor [5,6]. Como se muestra en la Figura 2.12, la frecuencia de resonancia f_0 del sensor depende de $l + r\theta_{des}$, donde l es la longitud de la línea de transmisión en la pieza fija y θ_{des} es el desplazamiento angular de la pieza móvil, y r es el radio de la línea de transmisión circular. De forma inversa, se puede calcular el desplazamiento angular de la pieza móvil θ_{des} a partir de la frecuencia de resonancia del sensor f_0 [4,21].

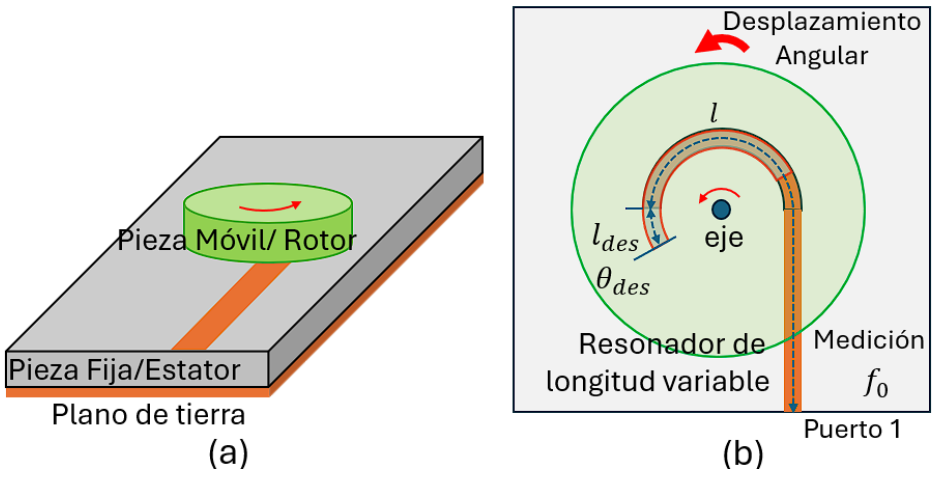


Figura 2.12 Principio de funcionamiento del sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular: (a) Vista 3D. (b) Vista superior [21].

2.10 ESPECIFICACIONES DE UN SENSOR DE DESPLAZAMIENTO ANGULAR

A continuación, se comenta las principales especificaciones del sensor de desplazamiento angular:

- **Rango dinámico:** Se define como la diferencia entre el menor valor y el mayor valor del desplazamiento de sensor angular [1-6]. En (2.29), se muestra la formula del rango dinámico.
- **Sensibilidad:** Se define como la razón de la variación del desplazamiento angular y la frecuencia de resonancia. En (2.30), se muestra la fórmula para calcular la sensibilidad con respecto a la frecuencia S_f [6].
- **Exactitud:** Mide la cercanía de los valores medidos con el valor real [22].
- **Repetividad:** La repetibilidad es la variabilidad de mediciones sucesivas de una pieza bajo las mismas condiciones de medición [23,24].
- **Reproducibilidad:** La reproducibilidad es la variabilidad de las mediciones de una pieza bajo distintas condiciones de operación [23]. Las distintas condiciones de operación pueden ser diferentes operadores, distintos instrumentos de medida, distintos laboratorios o épocas distintas [23].

$$RD = max\,(\theta_{des}) - min\,(\theta_{des}) \tag{2.29}$$

$$S_f = \frac{f_{0MAX} - f_{0min}}{max\,(\theta_{des}) - min\,(\theta_{des})} \tag{2.30}$$

La repetividad y la reproducibilidad son útiles para medir la precisión de un proceso. La repetividad σ_r y la reproducibilidad σ_R se puede obtener mediante el método de análisis de varianza ANOVA de dos factores A y B [22], donde el factor A es grupo de operadores, el factor B es el grupo de pieza. La repetividad σ_r y la reproducibilidad σ_R se calculan respectivamente mediante (2.31) y (2.32) donde MS_E es la media de

cuadrados del error residual, σ_o es la desviación estándar debido a los operadores y σ_{int} es la desviación estándar debida a interacción operador-pieza [22]. Los valores de σ_o y σ_{int} se calculan respectivamente mediante (2.33) y (2.34), donde MS_A es la media de cuadrados del factor A, MS_B es la media de cuadrados del factor B, MS_{AB} es la media de cuadrados de la interacción entre los factores A y B [22].

$$\sigma_r = \sqrt{MS_E} \tag{2.31}$$

$$\sigma_R = \sqrt{\sigma_o^2 + \sigma_{int}^2} \tag{2.32}$$

$$\sigma_o^2 = \begin{cases} 0 & , MS_B < MS_{AB} \\ \dfrac{MS_B - MS_{AB}}{an} & , MS_B \geq MS_{AB} \end{cases} \tag{2.33}$$

$$\sigma_{int}^2 = \begin{cases} 0 & , MS_{AB} < MS_E \\ \dfrac{MS_{AB} - MS_E}{n} & , MS_{AB} \geq MS_E \end{cases} \tag{2.34}$$

En el método ANOVA se requiere que los datos se encuentren ordenados como se muestra en la Tabla 2.1 [25], en donde x_{ijk} es la medición k de la pieza j que realiza el operador i, a es el número de operadores, b es el número de pieza y n es número de mediciones por celda.

Factor B / Factor A	Pieza 1	...	Pieza j	...	Pieza b
Operador 1	x_{111} ⋮ x_{11n}	...	x_{1j1} ⋮ x_{1jn}	...	x_{1b1} ⋮ x_{1bn}
⋮	⋮				
Operador i	x_{i11} ⋮ x_{i1n}	...	x_{ij1} ⋮ x_{ijn}	...	x_{ib1} ⋮ x_{ibn}
⋮	⋮		⋮		
Operador a	x_{a11} ⋮ x_{a1n}	...	x_{aj1} ⋮ x_{ajn}		x_{ab1} ⋮ x_{abn}

Tabla 2.1 Mediciones usando el método ANOVA de dos factores [25].

En [25], se muestra los cálculos para obtener los valores de MS_A, MS_B, MS_{AB} y MS_E a partir de x_{ijk}, sin embargo, los cálculos requieren de múltiples términos que no se abordan en el presente trabajo. De forma práctica, los cálculos en [25] se pueden simplificar. Mediante (2.35), (2.36), (2.37) y (2.38) se calcula respectivamente MS_A, MS_B, MS_{AB} y MS_E, donde T_S es la suma de todas las mediciones x_{ijk} como se muestra en (2.39).

$$MS_A = \frac{1}{a-1}\left(\sum_{i=1}^{a}\frac{\left(\sum_{j=1}^{b}\sum_{k=1}^{n}x_{ijk}\right)^2}{bn} - \frac{T_S^2}{nab}\right) \tag{2.35}$$

$$MS_B = \frac{1}{b-1}\left(\sum_{i=1}^{b}\frac{\left(\sum_{i=1}^{a}\sum_{k=1}^{n}x_{ijk}\right)^2}{an} - \frac{T_S^2}{nab}\right) \tag{2.36}$$

$$MS_{AB} = \frac{1}{(a-1)(b-1)}\left(\sum_{i=1}^{a}\sum_{j=1}^{b}\frac{\left(\sum_{k=1}^{n}x_{ijk}\right)^2}{an} - \frac{T_S^2}{nab}\right) - \frac{MS_A}{b-1} - \frac{MS_B}{a-1} \tag{2.37}$$

$$MS_E = \frac{1}{(ab-1)n}\left(\sum_{i=1}^{a}\sum_{j=1}^{b}\sum_{k=1}^{n}x_{ijk}^2 - \sum_{i=1}^{a}\sum_{j=1}^{b}\frac{\left(\sum_{k=1}^{n}x_{ijk}\right)^2}{an}\right) \tag{2.38}$$

$$T_S = \sum_{i=1}^{a}\sum_{j=1}^{b}\sum_{k=1}^{n}x_{ijk} \tag{2.39}$$

La desviación estándar de repetividad y reproducibilidad $\sigma_{r\&R}$ se calcula como la raíz cuadrada de la suma de la varianza de repetividad σ_r^2 y la varianza de reproducibilidad σ_R^2 como se muestra en (2.40). La repetividad y reproducibilidad se puede comparar un rango de tolerancia aceptable mediante la capacidad de proceso [26]. Como se muestra en (2.41), la capacidad del proceso C_p se define como la relación de la tolerancia aceptable T y seis veces la desviación estándar de repetividad y reproducibilidad $\sigma_{r\&R}$. En la Tabla 2.2 se muestra la interpretación de los valores de la capacidad de proceso C_p [26]. Un proceso es aceptable si C_p es mayor a 1.

$$\sigma_{r\&R} = \sqrt{\sigma_r^2 + \sigma_R^2} \tag{2.40}$$

$$C_p = \frac{T}{6\sigma_{r\&R}} \tag{2.41}$$

Capacidad de proceso	Interpretación de proceso
$C_p < 1$	No adecuado
$1 \leq C_p \leq 1.33$	Adecuado
$C_p > 1.33$	Satisfactorio para los procesos existentes.
$C_p > 1.50$	Satisfactorio para variables críticas.
$C_p > 1.67$	Satisfactorio para nuevos procesos con una variable crítica.

Tabla 2.2 Valores frontera de la capacidad de proceso [26].

CAPÍTULO 3
SENSOR PROPUESTO EN ESTA TESIS

3.1 SENSOR PROPUESTO Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

A partir de los conceptos mencionados en las secciones 2.4, 2.5, 2.7, 2.8 y 2.9, se propone el sensor de desplazamiento angular basado en stub radial que se muestra en la Figura 3.1, en donde h_1 es la altura de la pieza fija, h_2 es la altura de la pieza móvil, ε_1 es la permitividad relativa de la pieza fija y ε_2 es la permitividad relativa de la pieza móvil. La pieza fija y la pieza móvil tienen el mismo sustrato, es decir $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$.

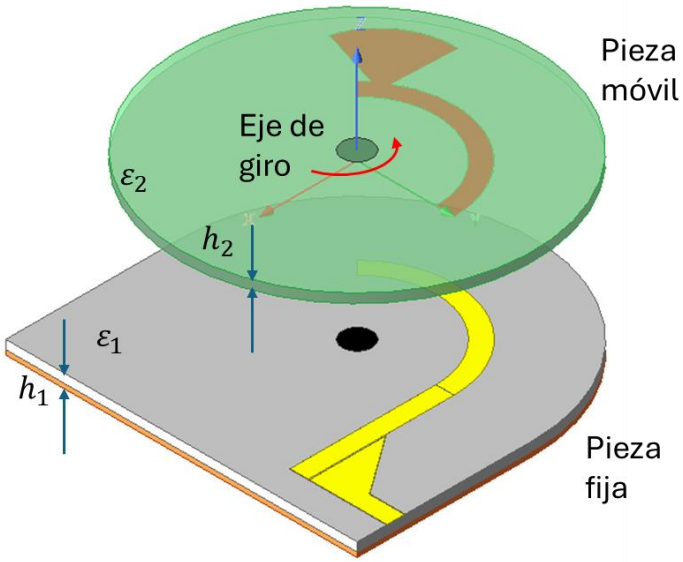


Figura 3.1 Pieza fija y pieza móvil en sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular.

Como se muestra en la Figura 3.2, las dimensiones del layout del sensor son:

- El ancho de la línea de alimentación w_1
- La longitud física de la línea de alimentación L_f.
- La longitud del táper lineal L_T.
- El ancho final del táper lineal w_2.

- La longitud de la línea de microcinta l_1.
- El gap s.
- El ancho del resonador w_r.
- El ángulo de la línea curva de microcinta θ_0.
- El ángulo de desplazamiento del resonador θ_{des}.
- El radio de la línea curva de microcinta R_0.
- El radio exterior del stub r_o,
- El radio interior del stub r_i.
- El ángulo del stub θ_{st}.
- El ángulo de posición del stub θ_{ps}.
- El radio de la pieza móvil R_M.

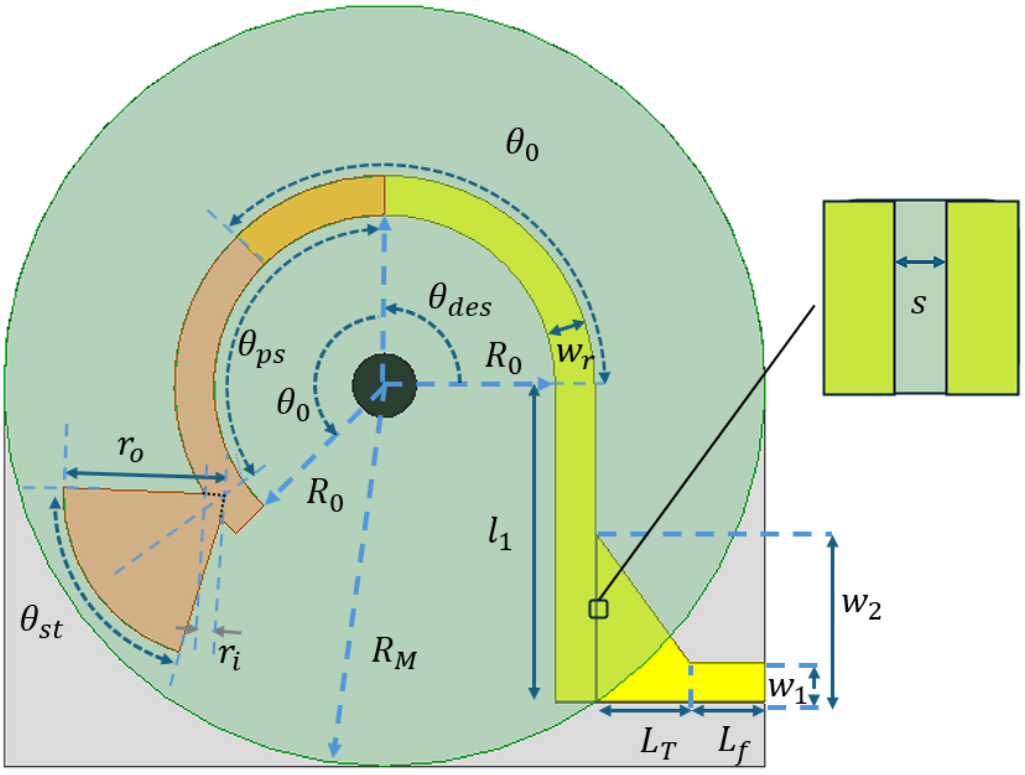


Figura 3.2 Sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular.

Como se muestra en (2.17), la longitud eléctrica de línea de transmisión de cuarto de onda es 90°, por lo tanto $\beta(l_1 + R_0\theta_{ps} + R_0\theta_{des} - l_{r,st}) = \pi/2$. entonces θ_{des} se puede calcular mediante (3.1).

$$\theta_{des} = \frac{1}{R_0}\left(\frac{\pi}{2\beta} - \left(l_1 + R_0\theta_{ps} - l_{r,st}\right)\right) \tag{3.1}$$

A partir de (2.26), (2.28) y (3.1), se obtiene (3.2). Si $|jZ_{stub}| > Z_0$ y $\beta^2 r_0^2(0.5 + \ln r_i - \ln r_o) \ll 2$, entonces $arctan\left(\frac{jZ_{stub}}{Z_0}\right)$ se puede expresar como un polinomio como se muestra en (3.3).

$$\theta_{des} = \frac{1}{R_0}\left(\frac{\pi}{2\beta} - \left(l_1 + R_0\theta_{ps} - \frac{1}{\beta}arctan\left(\frac{jZ_{stub}}{Z_0}\right)\right)\right) \tag{3.2}$$

$$arctan\left(\frac{jZ_{stub}}{Z_0}\right) \approx \frac{\pi}{2} - \frac{Z_o\theta_{st}\sqrt{\varepsilon_{es}}}{120\pi h_1}\left(\frac{r_o^2}{2}\right)\left(\beta - \frac{\beta^3 r_o^2\left(0.5 + \ln\frac{r_i}{r_o}\right)}{2}\right) \tag{3.3}$$

A partir de (2.10), (2.11), (3.2) y (3.3), se obtiene (3.4), donde a_1, a_2 y a_3 son coeficientes de calibración, estos coeficientes son números positivos. Los coeficientes a_1, a_2 y a_3 se calculan mediante (3.5), (3.6) y (3.7) respectivamente.

$$\theta_{des} \approx \frac{a_1}{f} + a_2 f^2 - a_3 \tag{3.4}$$

$$a_1 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}R_0} \tag{3.5}$$

$$a_2 = \frac{\pi Z_o\theta_{st}\sqrt{\varepsilon_{es}}}{120h_1 v_p^2}\left(\frac{r_o^2}{R_0}\right)r_o^2\left(0.5 + \ln\frac{r_i}{r_o}\right) \tag{3.6}$$

$$a_3 = \frac{Z_o\theta\sqrt{\varepsilon_{es}}}{240\pi h_1}\left(\frac{r_o^2}{R_0}\right) + \frac{l_1}{R_0} + \theta_{ps} \tag{3.7}$$

A partir de (3.2), se puede generar un sistema de dos ecuaciones como se muestra en (3.8). A partir de (3.8), se puede calcular m y n, donde $\beta_1 = 2\pi f_1\sqrt{\varepsilon_{eff,c}}/c$ y $\beta_2 = 2\pi f_2\sqrt{\varepsilon_{eff,c}}/c$. A partir de m y n, se puede calcular el radio de la línea de curva de microcinta R_0 y la longitud de la línea de microcinta l_1 mediante (3.9) y (3.10) respectivamente. En otras palabras R_0

y l_1 se pueden obtener de dos pares de valores de desplazamiento angular y frecuencia de resonancia (θ_{des1}, f_1) y (θ_{des2}, f_2).

$$\begin{bmatrix} m \\ n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_0} \\ \frac{l_1}{R_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{2\beta_1} + \frac{1}{\beta_1} arctan\left(\frac{jZ_{stub1}}{Z_0}\right) & -1 \\ \frac{\pi}{2\beta_2} + \frac{1}{\beta_2} arctan\left(\frac{jZ_{stub2}}{Z_0}\right) & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \theta_{des1} + \theta_{ps} \\ \theta_{des2} + \theta_{ps} \end{bmatrix}$$

$$\beta_1 = \frac{2\pi f_1 \sqrt{\varepsilon_{eff,c}}}{c} \tag{3.8}$$

$$\beta_2 = \frac{2\pi f_2 \sqrt{\varepsilon_{eff,c}}}{c}$$

$$R_0 = \frac{1}{m} \tag{3.9}$$

$$l_1 = \frac{n}{m} \tag{3.10}$$

Debido a que cada pieza del sensor se fabrica mediante fresado por CNC, hay que considerar la reducción de la altura del material dieléctrico en cada pieza fabricada. Un perfil del sensor teniendo en cuenta lo anterior mencionado se muestra en la Figura 3.3, donde g_1 es el vacío de la pieza fija debida al fresado y g_2 es el vacío de la pieza móvil debida al fresado.

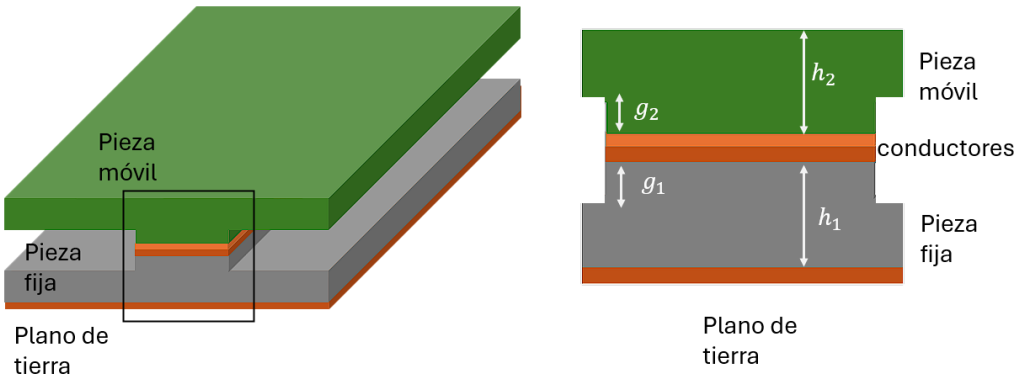


Figura 3.3 Perfiles de la pieza fija y la pieza móvil después del fresado.

3.2 METODOLOGÍA PROPUESTA PARA EL DESARROLLO DE ESTA TESIS

En la Figura 3.4, se muestra el diagrama de flujo de la metodología de medición del desplazamiento angular del sensor. Esta metodología se divide en cuatro etapas: diseño, fabricación, verificación y comparación.

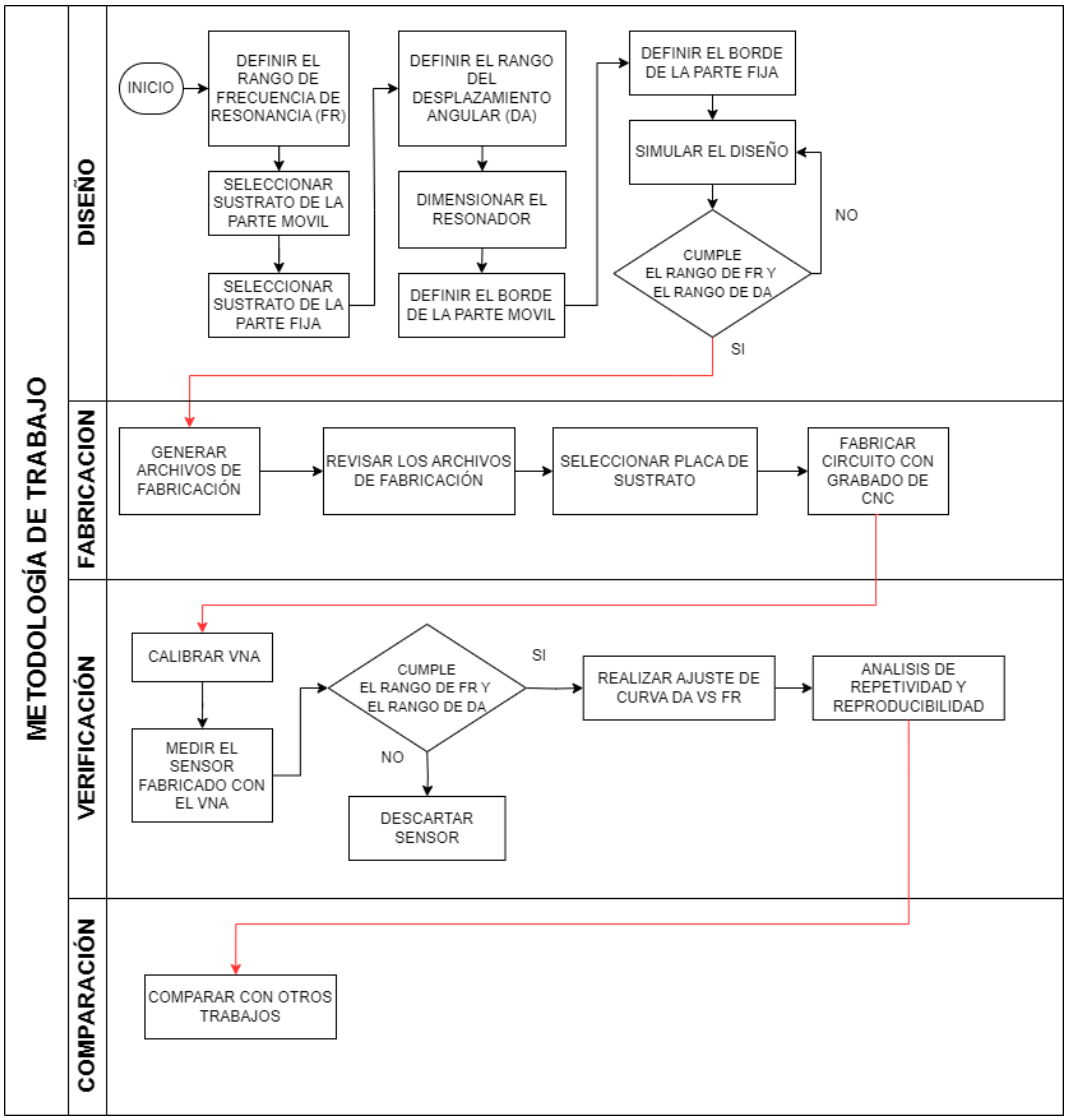


Figura 3.4 Metodología de trabajo para diseñar y fabricar el sensor de alta frecuencia del desplazamiento angular.

3.2.1 ETAPA DE DISEÑO

La etapa de diseño tiene los siguientes pasos:

1) Definir el rango de frecuencias de resonancia.

2) Se selecciona el sustrato de la pieza fija del sensor, en base a la permitividad relativa de la pieza fija ε_1 y la altura de la pieza fija h_1. La selección del sustrato de la pieza fija depende del rango de frecuencia que opera el dispositivo de microondas. La altura de la pieza fija h_1 depende del catálogo del fabricante de sustratos.

3) Se selecciona el sustrato de la pieza móvil el sensor, en base a la permitividad relativa de la pieza móvil ε_2 y la altura de la pieza móvil h_2. El sustrato de la pieza móvil es el mismo que el sustrato de la pieza fija. La altura de la pieza fija h_2 depende del catálogo del fabricante de sustratos.

4) Definir el rango de desplazamiento angular.

5) Se diseña el sensor de desplazamiento angular como se menciona en la sección 3.1.

5.1) El ancho de la línea de alimentación w_1 se calcula a partir de la permitividad relativa de la pieza fija ε_1, la altura de la pieza fija h_1 y de una impedancia característica de 50Ω mediante (2.14).

5.2) Las dimensiones del taper lineal, w_2, L_T y L_f, se eligen de forma experimental, el taper lineal debe disminuir el coeficiente de reflexión S_{11}.

5.3) El ancho del resonador w_r es el mismo que el ancho de la línea de alimentación w_1.

5.4) La permitividad efectiva de la línea de microcinta cubierta $\varepsilon_{eff,c}$ en el sensor se calcula a partir de la permitividad relativa de la pieza fija ε_1, el ancho del resonador w_r, la altura de la pieza fija h_1 y la altura de la pieza móvil h_2 mediante (2.16). A partir de $\varepsilon_{eff,c}$, w_r y h_1 se puede obtener la impedancia característica del resonador Z_0 mediante (2.14).

5.5) Debido a que el desplazamiento angular cambia la constante de fase y por ende la impedancia del stub radial. Los valores de r_o, r_i y θ_{st}, se pueden obtener de forma experimental siempre que

impedancia del stub radial Z_{stub} según (2.26) no supere cinco veces la impedancia característica del resonador Z_0 que se obtiene en el paso 5.4.

5.6) El radio de la microcinta R_0 y l_1 se puede calcular aproximadamente mediante (3.8), (3.9) y (3.10) a partir de dos pares de valores de desplazamiento angular y frecuencia de resonancia.

6) Definir borde de la pieza móvil.

7) Definir borde de la pieza fija.

8) Se comprueba en un simulador si el diseño del sensor cumple los requisitos. Si la comprobación es correcta, se pasa a la etapa fabricación. Si la comprobación no es correcta, se reajusta las dimensiones del sensor y se realiza la comprobación de nuevo.

3.2.2 ETAPA DE FABRICACIÓN

La etapa de fabricación tiene los siguientes pasos:

1) Se genera los archivos de fabricación a partir de los archivos de diseño.

2) Se revisa los archivos de fabricación. Si hay algún error se vuelve a generar los archivos de fabricación.

3) Se selecciona la placa del sustrato y se coloca en una máquina CNC.

4) Se fabrica el circuito mediante en una máquina CNC.

3.2.3 ETAPA DE VERIFICACIÓN

La etapa de pruebas tiene cuatro pasos:

1) Se calibra un analizador de redes vectoriales, VNA, para evitar errores en la medición. La calibración del VNA debe tener en cuenta lo siguiente:

- Número de puertos del dispositivo que se mide.

- Método de calibración.

- Frecuencia Mínima.

- Frecuencia Máxima.

- Número de puntos, mientras más alto sea el número de puntos en la configuración del VNA, la medición es más precisa.

2) Se realiza mediciones de frecuencia de resonancia con un analizador de redes vectoriales, VNA. Los dos sensores diseñados se conectan con el analizador de redes vectoriales como se muestra en la Figura 3.5.

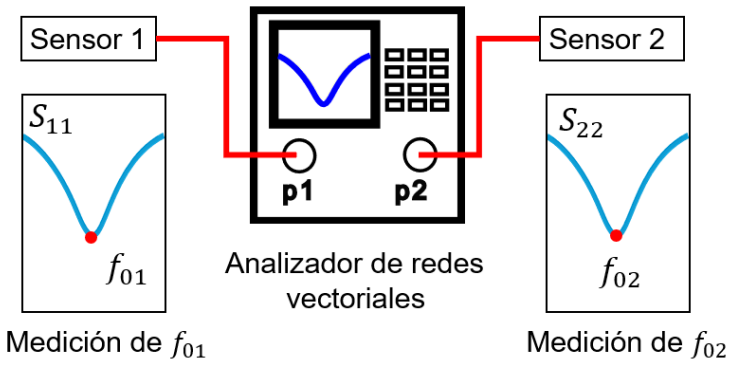


Figura 3.5 Medición de la frecuencia de resonancia de los sensores.

3) Se verifica si el sensor fabricado cumple con los requerimientos del rango de frecuencias de resonancia y del rango de desplazamiento angular. Si no se cumple con los requerimientos se descarta el sensor.

4) Se realiza el ajuste de curva de desplazamiento angular vs frecuencia de resonancia de acuerdo con (3.4).

5) Se realiza el análisis de repetividad y reproducibilidad mediante el método ANOVA. La desviación estándar de repetividad y reproducibilidad $\sigma_{r\&R}$ se calcula mediante (2.40). Para el análisis de repetividad y reproducibilidad, se elige dos operadores, dos piezas y cuatro mediciones. Las piezas, la pieza 1 (P1) y la pieza 2 (P2), se definen como el sensor medido en días distintos. El operador 1 mueve la pieza móvil el sensor de forma lenta y el operador 2 mueve la pieza móvil del sensor de forma rápida.

La capacidad de proceso C_p se calcula mediante (2.41). El valor de la capacidad de proceso C_p se interpreta mediante la Tabla 2.2. Si la capacidad de proceso C_p es mayor a 1, se aprueba que el sensor es preciso.

3.2.4 ETAPA DE COMPARACIÓN

En la etapa de comparación, se define una figura de mérito y se compara los resultados del presente trabajo con los trabajos de investigación mencionados en la Tabla 1.1.

En [5] se menciona que la sensibilidad es inversamente proporcional al rango dinámico, es decir un sensor de la alta sensibilidad tiene poco rango dinámico. Por ese motivo, en [5] se define una figura de mérito de frecuencia FM_f cuya formula se muestra en (3.11), donde RD es el rango dinámico, f_c es la frecuencia central y S_f es la sensibilidad. Esta figura de mérito es útil para comparar distintos tipos de sensores debido a que la sensibilidad S_f es directamente proporcional a la frecuencia central f_c e inversamente proporcional al rango dinámico RD. Sin embargo, la figura de mérito FM_f [5] no considera el número de puertos de los sensores. Mientras más puertos tenga un sensor aumenta la complejidad para medir los parámetros S. Por ese motivo, en el presente trabajo se usa la figura de mérito de frecuencia y puerto FM_{fp} cuya formula se define en (3.12), donde P es el número de puertos, RD es el rango dinámico, f_c es la frecuencia central y S_f es la sensibilidad.

$$FM_f = \frac{\left(S_f[MHz/°]\right)}{f_c[MHz]}(RD[°]) \tag{3.11}$$

$$FM_{fp} = \frac{\left(S_f[MHz/°]\right)}{Pf_c[MHz]}(RD[°]) \tag{3.12}$$

CAPÍTULO 4
RESULTADOS, ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

En este capítulo, se muestra los resultados de cada etapa de la metodología mencionada en el capítulo 3. Se diseña, fabrica y verifica dos sensores de alta frecuencia de desplazamiento angular de diferentes dimensiones. Se realiza un ajuste curvas para analizar el comportamiento de los sensores. Se usa el método ANOVA para probar la precisión de los sensores. Se compara los resultados obtenidos con el estado del arte.

4.1 DISEÑO DEL SENSOR

En la sección 3.2.1, se menciona la metodología para realizar el diseño de sensor. De acuerdo con la metodología, se define los requisitos de diseño para dos sensores. En la Tabla 4.1, se muestra los requisitos de diseño para dos sensores: el sensor 1 y el sensor 2. Se busca que el sensor 1 opere dentro del rango de frecuencias de 0.6 GHz a 1.2 GHz y que el sensor 2 opere dentro del rango de frecuencias de 1.2 GHz a 2.1 GHz. Se busca que el rango dinámico de desplazamiento angular de los sensores sea 130°.

				Sensor 1	Sensor 2
Ítem	Material	Parámetro	Variable	Valor	Valor
Sustrato de Pieza fija	FR-4	PR**	ε_1	4.4	4.4
		Altura	h_1	1.476mm	1.447mm
Sustrato de Pieza móvil	FR-4	PR**	ε_2	4.4	4.4
		Altura	h_2	1.5mm	1.5mm
Rango de DA*			$[\theta_{des1}, \theta_{des2}]$	[0°,130°]	[0°,130°]
Rango de frecuencias			$[f_1, f_2]$	[0.6 GHz, 1.2 GHz]	[1.2 GHz, 2.1 GHz]
Notas: * DA es el desplazamiento angular. ** PR es la permitividad relativa.					

Tabla 4.1 Requisitos de diseño del sensor 1 y del sensor 2.

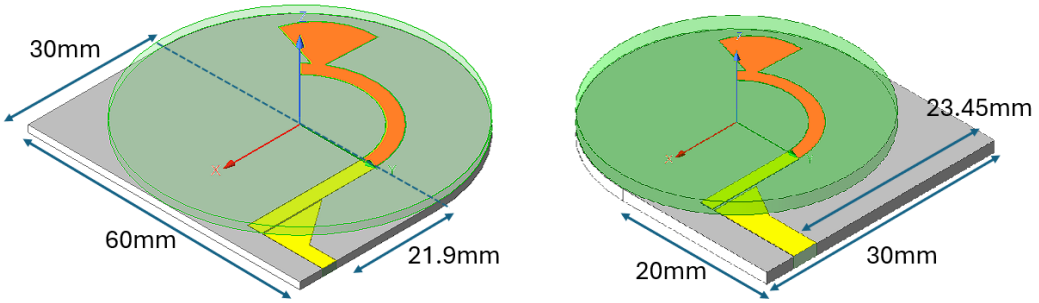
El FR-4 es el material más común y un material de bajo costo para la fabricación de circuitos integrados [27]. Debido a ello, se selecciona el FR4 cuya permitividad relativa es 4.4 [28], como sustrato para la pieza fija y para la pieza móvil como se muestra en la Tabla 4.1.

A partir los requisitos que se mencionan en la Tabla 4.1, se define las dimensiones de cada componente de alta de frecuencia del sensor. En la Tabla 4.2, se muestra las dimensiones de los dos sensores de altas frecuencias, las dimensiones se definen en la sección 3.1.

			Sensor 1	Sensor 2
Descripción	Ubicación	Variable	Valor	Valor
Ancho de la línea de alimentación.	Pieza fija.	w_1	3.1 mm	3 mm
Longitud física de la línea de alimentación.	Pieza fija.	L_f	6 mm	6.18 mm
Longitud del táper lineal.	Pieza fija.	L_T	7.25 mm	4.24 mm
Ancho final del táper lineal.	Pieza fija.	w_2	13.1 mm	5.45 mm
Longitud de la línea de microcinta.	Pieza fija.	l_1	25 mm	11.45 mm
Gap.	Pieza fija.	s	0.2 mm	0.3 mm
Ángulo de la línea curva de microcinta.	Pieza fija. Pieza móvil.	θ_0	135°	135°
Ancho del resonador.	Pieza fija. Pieza móvil.	w_r	3.1 mm	1.55 mm
Radio de la línea curva de microcinta.	Pieza fija. Pieza móvil.	R_0	15 mm	7.5 mm
Radio exterior del stub.	Pieza móvil.	r_0	13 mm	6.5 mm
Radio interior del stub.	Pieza móvil.	r_i	1.9 mm	0.95 mm
Ángulo del stub.	Pieza móvil.	θ_{st}	75°	75°
Ángulo de posición del stub.	Pieza móvil.	θ_{ps}	125°	125°
El radio de la pieza móvil.	Pieza móvil.	R_M	30 mm	15 mm

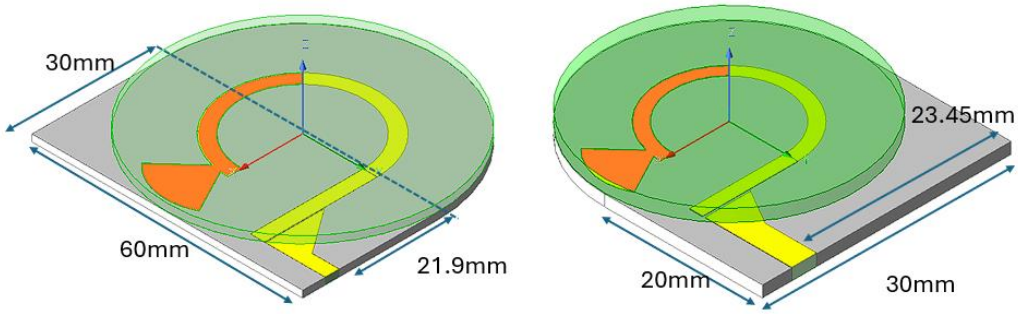
Tabla 4.2 Dimensiones del diseño del sensor 1 y del sensor 2.

A partir de las dimensiones de la Tabla 4.2, se puede definir el borde la pieza fija. En la Figura 4.1 y en la Figura 4.2 se muestran la vista 3D del sensor 1 y sensor 2, en ambas figuras se muestra las dimensiones del borde de las piezas fijas.



(a) (b)

Figura 4.1 Vista 3D de los sensores con desplazamiento angular de 0°: (a) Sensor 1. (b) Sensor 2.



(a) (b)

Figura 4.2 Vista 3D de los sensores con desplazamiento angular de 135°: (a) Sensor 1. (b) Sensor 2.

A partir de los requisitos en la Tabla 4.1 y de las dimensiones en la Tabla 4.2, se puede obtener los coeficientes de reflexión de los sensores que se muestran en la Figuras 4.1 y Figura 4.2. El coeficiente de reflexión S_{11} del sensor 1 que ocurre en cada desplazamiento angular θ_{des} se muestra en la Figura 4.3. El coeficiente de reflexión S_{11} del sensor 2 que ocurre en cada desplazamiento angular θ_{des} se muestra en la Figura 4.4. Se considera el

vacío de fresado de la pieza fija $g_1 = 10\mu m$ y el vacío de fresado de la pieza móvil $g_2 = 10\mu m$ en el sensor 1. Se considera el vacío de fresado de la pieza fija $g_1 = 70\mu m$ y el vacío de fresado de la pieza móvil $g_2 = 10\mu m$ en el sensor 2. De las curvas de la Figura 4.3 y la Figura 4.4, se puede obtener la relación de la frecuencia de resonancia con respecto al desplazamiento angular, como se muestra en la Tabla 4.3.

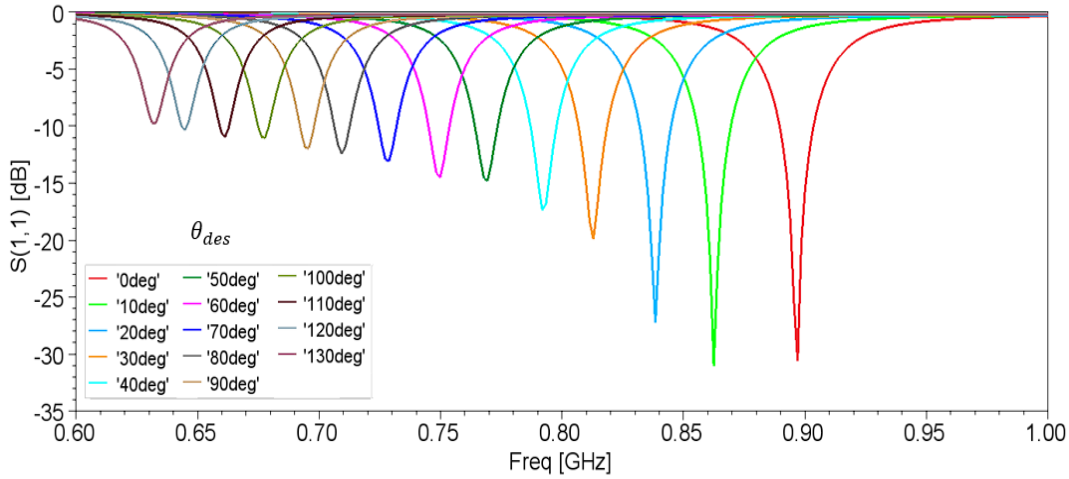


Figura 4.3 Simulación del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 1.

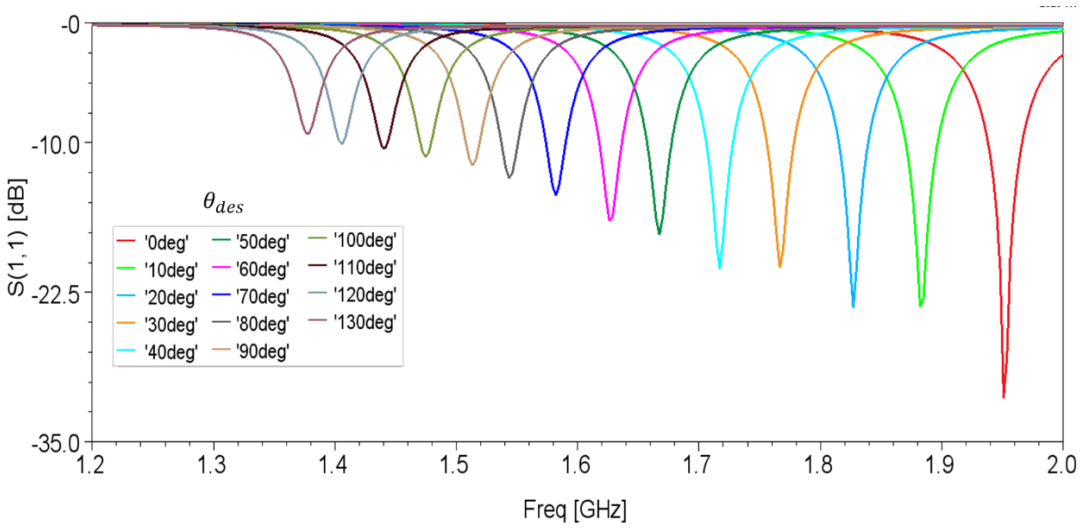


Figura 4.4 Simulación del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 2.

	Sensor 1	Sensor 2
θ_{des}[°]	f_0 [GHz]	f_0 [GHz]
0	0.897	1.9507
10	0.8625	1.882
20	0.8385	1.827
30	0.813	1.7665
40	0.792	1.717
50	0.7695	1.6675
60	0.75	1.6262
70	0.729	1.5822
80	0.7095	1.5437
90	0.696	1.5135
100	0.678	1.475
110	0.6615	1.442
120	0.645	1.4063
130	0.633	1.3787

Tabla 4.3 Relación frecuencia de resonancia vs desplazamiento angular en el sensor 1 y en el sensor 2.

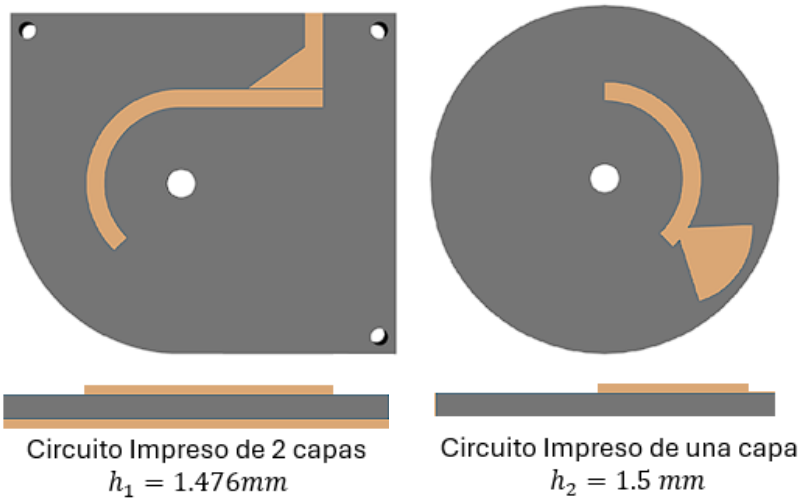
En la Tabla 4.3, se observa una disminución de la frecuencia de resonancia f_0 con respecto al desplazamiento angular θ_{des}. Se observa que las frecuencias de resonancia para el sensor 1 están dentro del rango de 0.6 GHz a 1.2 GHz. Se observa que las frecuencias de resonancia para el sensor 2 están dentro del rango de 1.2 GHz a 2.1 GHz. Por lo tanto, se procede a implementar en el sensor en un circuito impreso.

Debido a que la pieza móvil es la única pieza que debe girar en el sensor, se realiza las siguientes modificaciones:

- Se añade un hueco en el eje de la pieza móvil.
- Se añade huecos para colocar tornillos que mantengan la pieza fija en una posición estable.

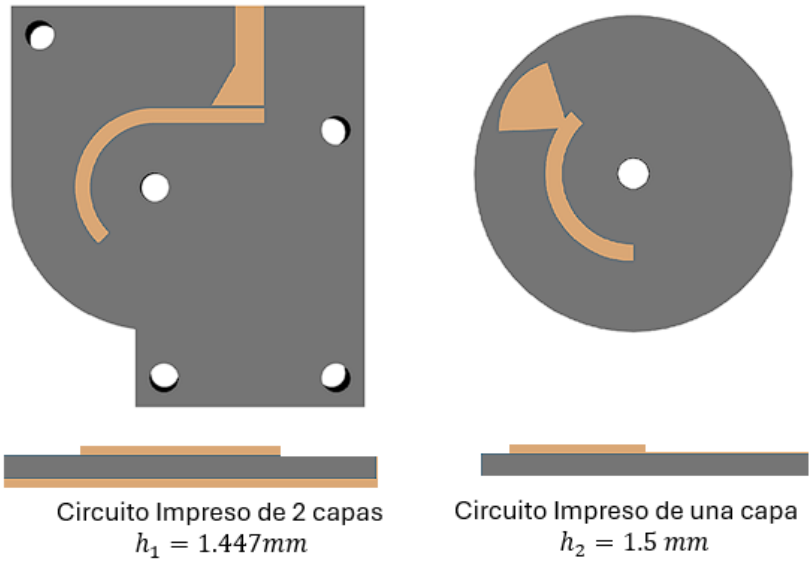
- Se expande los bordes de las piezas fijas que se muestran en la Figura 4.1(a) y Figura 4.1(b), sin alterar las dimensiones de las líneas de conducción.

En la Figura 4.5 y en la Figura 4.6, se muestran los diseños en circuito impreso del sensor 1 y del sensor 2.



(a) (b)

Figura 4.5 Diseño del sensor 1 en circuito impreso: (a) Pieza fija. (b) Pieza móvil.



(a) (b)

Figura 4.6 Diseño del sensor 2 en circuito impreso: (a) Pieza fija. (b) Pieza móvil.

En la Figura 4.5 (a), se muestra el diseño del circuito impreso de la pieza fija del sensor 1 y en la Figura 4.5 (b) se muestra el diseño del circuito impreso de la pieza móvil del sensor 1. El circuito impreso de la pieza fija es de dos capas y el circuito impreso de la pieza móvil es de una cara.

En la Figura 4.6 (a), se muestra el diseño del circuito impreso de la pieza fija del sensor 2 y en la Figura 4.6 (b) se muestra el diseño del circuito impreso de la pieza móvil del sensor 2. El circuito impreso de la pieza fija es de dos capas y el circuito impreso de la pieza móvil es de una cara.

Las dimensiones del borde y el tamaño de los huecos para las piezas fijas y móviles se muestran de forma detallada en las Figuras 4.7, 4.8, 4.9 y 4.10.

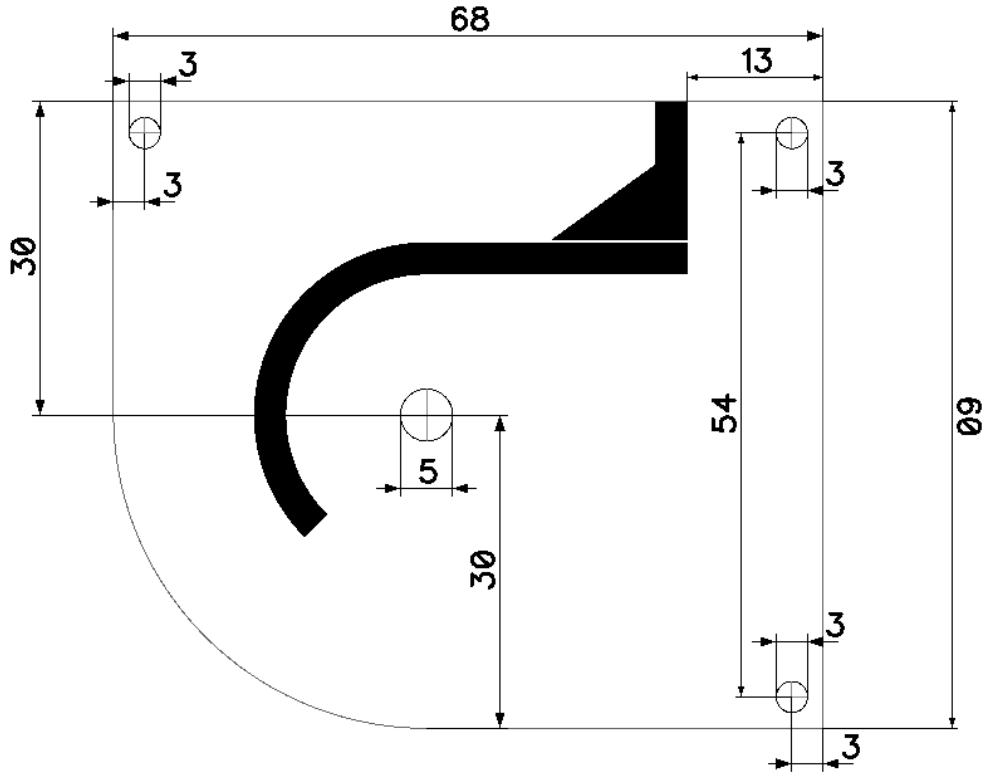


Figura 4.7 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza fija del sensor 1.

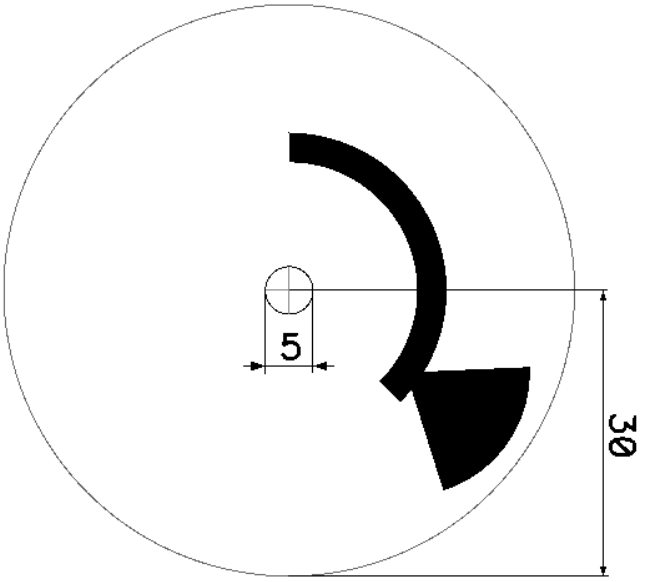


Figura 4.8 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza móvil del sensor 1.

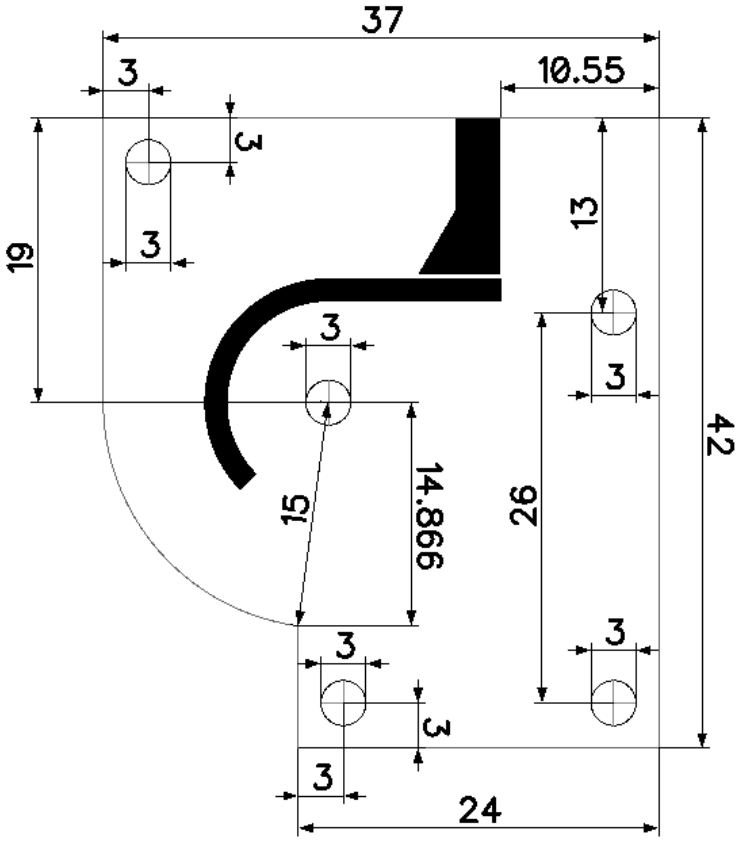


Figura 4.9 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza fija del sensor 2.

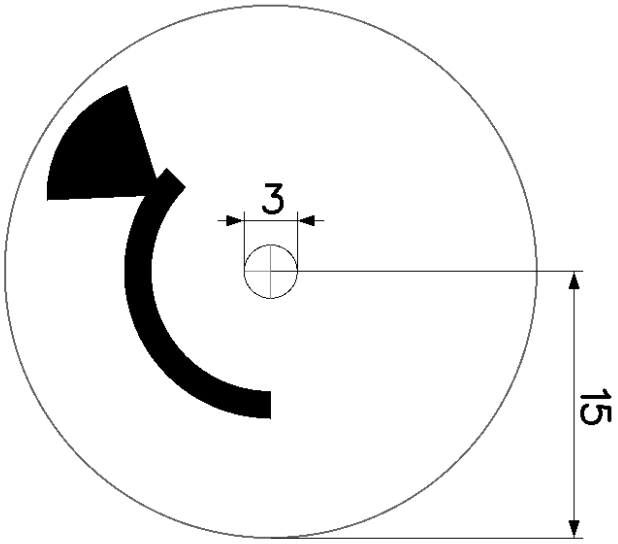


Figura 4.10 Dimensiones en mm del borde y de los huecos en la pieza móvil del sensor 2.

4.2 FABRICACIÓN

La fabricación se realiza en la máquina CNC, que se muestra en la Figura 4.11, Protomat S100. La máquina CNC se encuentra en el Laboratorio de Caracterización de Altas Frecuencias del INAOE.

Los circuitos impresos fabricados por la máquina CNC, se muestran en la Figura 4.12 y la Figura 4.13.

Figura 4.11 Fabricación en máquina CNC Protomat S100.

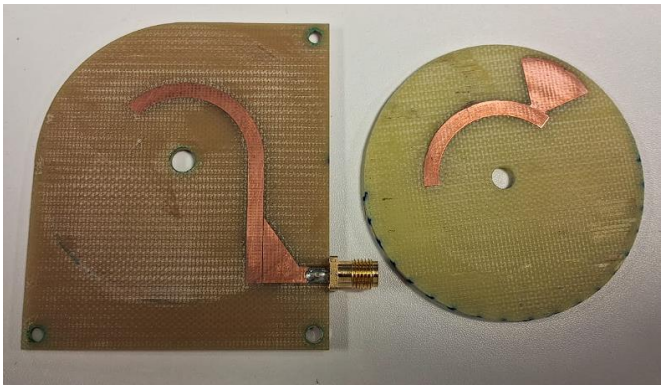


Figura 4.12 Fabricación de pieza fija y pieza móvil del sensor 1.

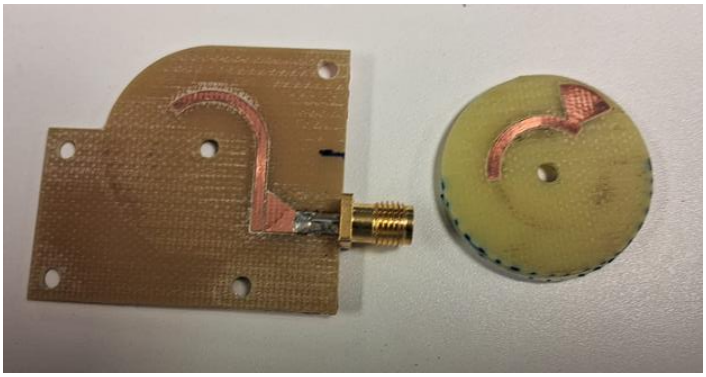


Figura 4.13 Fabricación de pieza fija y pieza móvil del sensor 2.

El ensamblaje de la pieza fija y la pieza móvil de cada sensor se realiza con tornillos de nylon y una base de ABS. En la Figura 4.14, se muestra en el ensamblaje de la pieza fija y la pieza móvil del sensor 1. En la Figura 4.15, se muestra en el ensamblaje de la pieza fija y la pieza móvil del sensor 2.

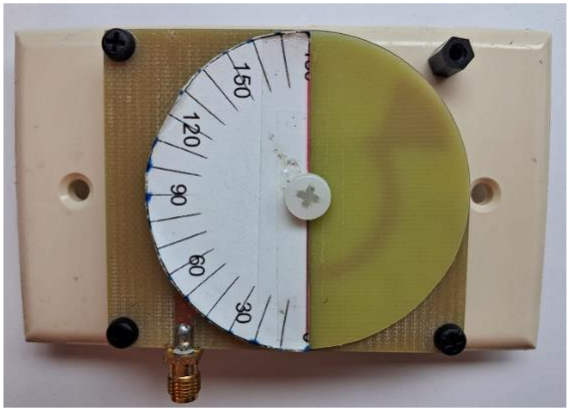


Figura 4.14 Ensamblaje del sensor 1.

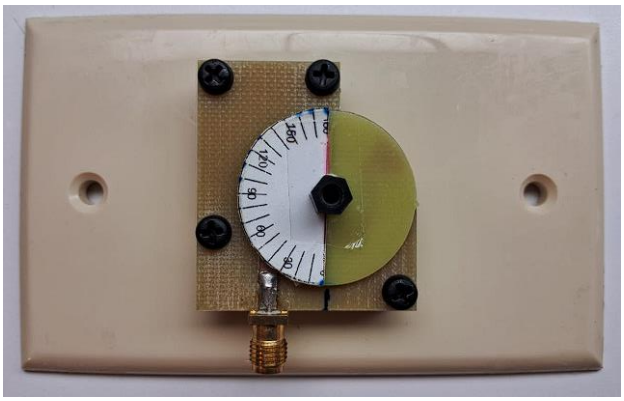


Figura 4.15 Ensamblaje del sensor 2.

4.3 VERIFICACIÓN

Se realizan mediciones para verificar el funcionamiento del sensor y para comprobar la precisión del sensor. De acuerdo con la metodología mencionada en el capítulo 3, se mide la frecuencia de resonancia f_0 para cada desplazamiento angular θ_{des}.

En la Figura 4.16, se muestra el setup para realizar las mediciones de frecuencia de resonancia. El setup consta de un analizador de redes vectoriales VNA, dos cables coaxiales de instrumentación. y los dos sensores que se van a verificar.

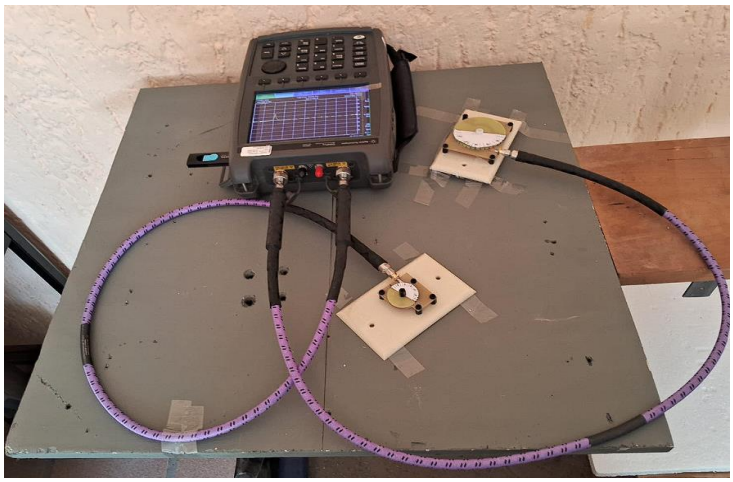


Figura 4.16 Mediciones con VNA del sensor 1 y el sensor 2.

La configuración del VNA para realizar las mediciones se muestra en la Tabla 4.4. La medición del coeficiente de reflexión S_{11} del sensor 1 para cada θ_{des} se muestra en la Figura 4.17. En la Figura 4.17, se observa que las frecuencias de resonancia para el sensor 1 están dentro del rango de 0.6 GHz a 1.2 GHz. En la Figura 4.18, se observa que las frecuencias de resonancia para el sensor 2 están dentro del rango de 1.2 GHz a 2.1 GHz. Por lo tanto, se procede a realizar el ajuste de curva del desplazamiento angular con respecto a la frecuencia de resonancia.

Método de calibración	Frecuencia Mínima	Frecuencia Máxima	Puntos
SOLT	0.6 GHz	2.3 GHz	601

Tabla 4.4 Configuración de VNA para realizar las mediciones

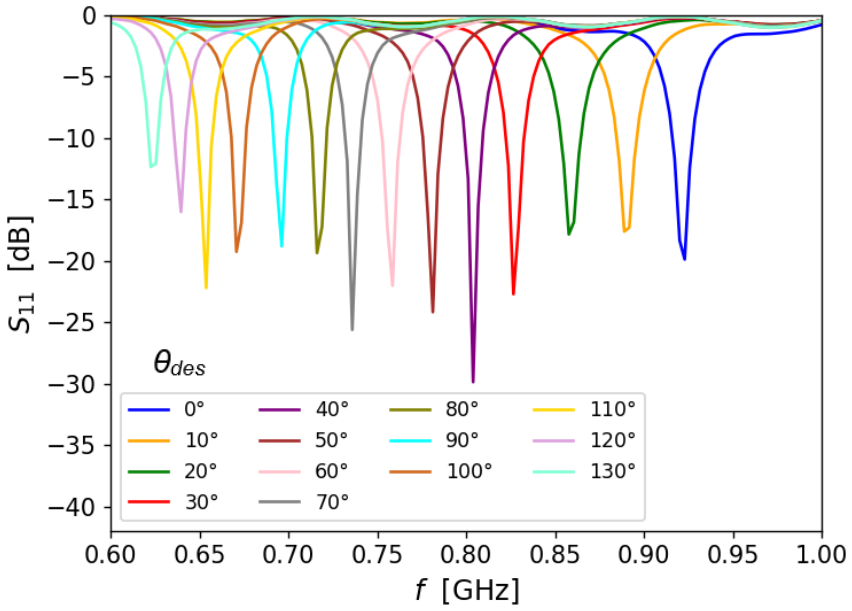


Figura 4.17 Medición del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 1.

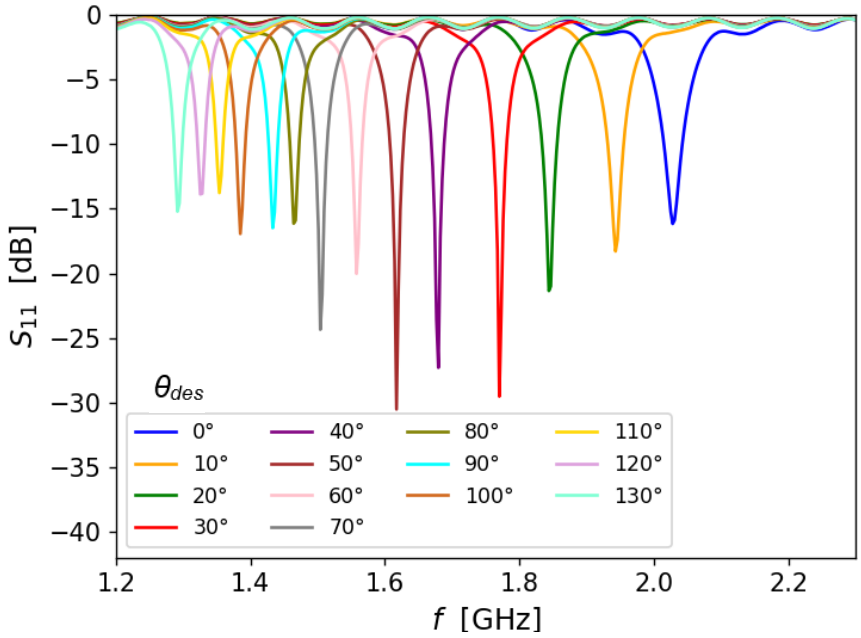


Figura 4.18 Medición del coeficiente de reflexión S_{11} con respecto al desplazamiento angular θ_{des} del sensor 2.

Las frecuencias de resonancia medidas en el VNA se muestran en el apéndice A. En la Tabla A.1, se encuentran las mediciones de frecuencia de resonancia del sensor 1. En la Tabla A.2, se encuentran las mediciones de frecuencia de resonancia del sensor 2. A partir de la media de los datos, se puede tener una frecuencia de resonancia promedio $\overline{f_{01}}$ y $\overline{f_{02}}$, donde $\overline{f_{01}}$ es la frecuencia de resonancia promedio del sensor 1 y $\overline{f_{02}}$ es la frecuencia de resonancia promedio del sensor 2.

A partir de los datos en la Tabla 4.5, se puede realizar un ajuste de curva del desplazamiento angular con respecto a la frecuencia de resonancia para cada uno de los dos sensores. A partir de las mediciones, se puede obtener un ajuste de curva para el sensor 1 y para el sensor 2, como se muestra en la Figura 4.19 y en la Figura 4.20. A partir de la caracterización del sensor que se muestra en (3.4) y la herramienta Curve Fitting de Matlab, se puede encontrar la función de regresión para el sensor 1 como se muestra en (4.1), y la función de regresión para el sensor 2 como se muestra en (4.2).

	Sensor 1	Sensor 2
θ_{des} [°]	$\overline{f_{01}}$ [GHz]	$\overline{f_{02}}$ [GHz]
0	0.921052083	2.025520813
10	0.892364583	1.946541688
20	0.860135417	1.8378125
30	0.82684375	1.75865625
40	0.804177083	1.672239563
50	0.780625	1.609197813
60	0.758135417	1.55678125
70	0.736354167	1.505604125
80	0.716697917	1.462041875
90	0.694208333	1.42945825
100	0.672427083	1.382531438
110	0.653479167	1.350479375
120	0.63825	1.324447938
130	0.62284375	1.289562375

Tabla 4.5 Frecuencia de resonancia promedio para cada desplazamiento de frecuencia θ_{des} en el sensor 1 y en el sensor 2.

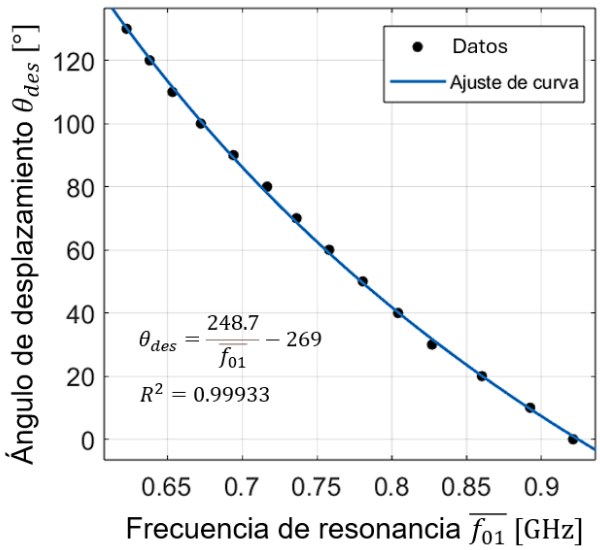


Figura 4.19 Ajuste de curva θ_{des} vs $\overline{f_{01}}$ para el sensor 1.

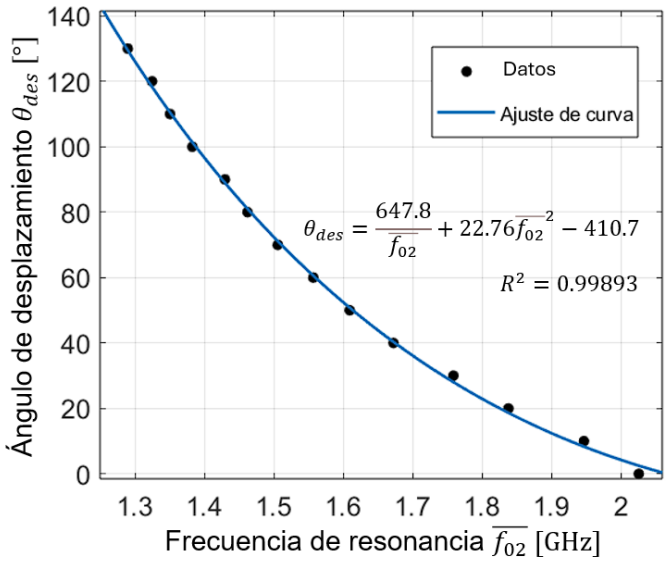


Figura 4.20 Ajuste de curva θ_{des} vs $\overline{f_{02}}$ para el sensor 2.

$$\theta_{des} = \frac{248.7}{\overline{f_{01}}} - 269 \tag{4.1}$$

$$\theta_{des} = \frac{647.8}{\overline{f_{02}}} + 22.76\overline{f_{02}}^2 - 410.7 \tag{4.2}$$

En la Figura 4.19 y en la Figura 4.20, se observa que los puntos de los datos se encuentran cerca de la función de regresión y que el coeficiente de determinación R^2 es cercano a 1, entonces las curvas de tendencia de la forma $a_1 f^{-1} + a_2 f^2 - a_3$ caracterizan el sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular con buena exactitud. Los sensores propuestos en el presente trabajo no son lineales, no obstante, la caracterización del desplazamiento angular θ_{des} permite conocer como varía el desplazamiento angular con la frecuencia de resonancia.

A partir de (4.1), se puede obtener las mediciones de desplazamiento angular del sensor 1. A partir de (4.2) se puede obtener las mediciones de desplazamiento angular del sensor 2. Las mediciones de desplazamiento angular de ambos sensores se encuentran el apéndice B. En la Tabla B.1, se encuentran las mediciones de desplazamiento angular del sensor 1. En la Tabla B.2, se encuentran las mediciones de desplazamiento angular del

sensor 2.

El análisis de repetividad y reproducibilidad de las mediciones del desplazamiento angular para el sensor 1 se muestra en la Tabla 4.6. La desviación estándar de repetividad y reproducibilidad $\sigma_{r\&R}$ se calcula mediante el método ANOVA dos factores como se indica en (2.40). La capacidad de proceso C_p se calcula como se indica en (2.41). La tolerancia T es 8° para el presente trabajo. De acuerdo con la Tabla 2.2, $1 < C_p < 1.33$ indica que el proceso de medición es adecuado y $C_p > 1.33$ indica que el proceso de medición es satisfactorio.

θ_{des} [°]	$\sigma_{r\&R}$ [°]	$C_p = T/(6\sigma_{r\&R})$	Interpretación de proceso
0	0.440	3.030	Satisfactorio
10	0.443	3.012	Satisfactorio
20	0.807	1.652	Satisfactorio
30	0.257	5.190	Satisfactorio
40	0.272	4.910	Satisfactorio
50	0.473	2.819	Satisfactorio
60	0.532	2.506	Satisfactorio
70	0.458	2.910	Satisfactorio
80	0.523	2.551	Satisfactorio
90	0.682	1.954	Satisfactorio
100	0.955	1.396	Satisfactorio
110	0.585	2.278	Satisfactorio
120	0.934	1.427	Satisfactorio
130	0.452	2.948	Satisfactorio

Tabla 4.6 Repetividad y reproducibilidad, y capacidad de proceso para una tolerancia de 8° para el sensor 1.

El análisis de repetividad y reproducibilidad de las mediciones del desplazamiento angular para el sensor 2 se muestra en la Tabla 4.7. La

desviación estándar de repetividad y reproducibilidad $\sigma_{r\&R}$ se calcula mediante el método ANOVA dos factores como se indica en (2.40). La capacidad de proceso C_p se calcula como se indica en (2.41). La tolerancia T es 8° para el presente trabajo. De acuerdo con la Tabla 2.2, $1 < C_p < 1.33$ indica que el proceso de medición es adecuado, $C_p > 1.33$ indica que el proceso de medición es satisfactorio y $C_p < 1$ indica que el proceso de medición no es adecuado.

θ_{des} [°]	$\sigma_{r\&R}$ [°]	$C_p = T/(6\sigma_{r\&R})$	Interpretación de proceso
0	0.234	5.696	Satisfactorio
10	0.290	4.597	Satisfactorio
20	0.862	1.548	Satisfactorio
30	1.085	1.229	Satisfactorio
40	1.478	0.902	No adecuado
50	1.604	0.831	No adecuado
60	0.918	1.453	Satisfactorio
70	1.234	1.080	Adecuado
80	1.107	1.204	Adecuado
90	1.296	1.029	Adecuado
100	1.367	0.975	No adecuado
110	1.820	0.733	No adecuado
120	1.148	1.161	Adecuado
130	0.582	2.290	Satisfactorio

Tabla 4.7 Repetividad y reproducibilidad, y capacidad de proceso para una tolerancia de 8° para el sensor 2.

Se observa en la Tabla 4.6, que la capacidad del proceso de medición del sensor 1 es mayor a 1.3 y por lo tanto el proceso de medición es satisfactorio. En la Tabla 4.7, se observa que la calidad de proceso de medición en el sensor en los ángulos 40°, 50°, 100° y 110° es menor a 1, por lo tanto, en esos cuatro casos el proceso de medición no es adecuado.

Debido a que el sensor 2 es más pequeño que el sensor 1, se deduce que un sensor de dimensiones pequeñas presenta variaciones de repetividad y reproducibilidad más elevadas.

4.4 COMPARACIÓN CON EL ESTADO DEL ARTE.

Como se menciona en la sección 3.2.3, después de validar el comportamiento y la precisión del sensor, se compara los resultados de los sensores propuestos con el estado del arte [1-6].

En la Tabla 4.8, se muestra la sensibilidad de frecuencia S_f , el factor de mérito de frecuencia FM_p, el factor de mérito de frecuencia y puerto FM_{fp} de los sensores propuestos y de los sensores mencionados en la Tabla 1.1.

	Tecnología	Tipo	f_c (GHz)	S_f (MHz/°)	P	RD (°)	FM_f	FM_{fp}
[1]	Resonador Dieléctrico	DR	3.18		1 2	90		
[2]	Resonador CSSR	ML-CSSR	5.83	2.37	2	90	0.0036	0.0183
[3]	Resonador de Microcinta	ML-U Shaped	1.03	1.85	2	180	0.3234	0.1617
[4]	Resonador de Microcinta	MHWR	2.4		1	84		
[5]	Resonador de Microcinta	MLTFS	0.96	1.26	2	180	0.2362	0.1181
[6]	Resonador Cross-Shaped	CSR	1.95	2.61	2	360	0.4818	0.2409
	Este Trabajo	Sensor 1	0.77	2.3	1	130	0.3883	0.3883
		Sensor 2	1.655	5.7	1	130	0.4477	0.4477

Tabla 4.8 Comparación de S_f, FM_f y FM_{fp} del presente trabajo con el estado del arte.

En la Tabla 4.8, se observa los siguientes resultados:

- Los sensores propuestos en el presente trabajo tienen las más altas figura de mérito de frecuencia y puerto FM_{fp}.
- El sensor 2 y el sensor 1 en el presente trabajo tienen la segunda y tercera más alta figura de mérito de frecuencia FM_f, respectivamente.
- El sensor propuesto, el sensor 2, cuya frecuencia central es 1.655 GHz, tiene la más alta sensibilidad, es decir que la variación de la frecuencia es susceptible a cambios de desplazamiento angular.

En la literatura [1-6], los sensores de altas frecuencias de desplazamiento angular tienen dos piezas: una pieza fija y una pieza móvil. En la Tabla 4.9, se muestra los sustratos para la pieza fija y la pieza móvil de los sensores en el estado del arte y de los sensores fabricados en el presente trabajo. El FR-4, con respecto a otros sustratos, es el material más común y un material de bajo costo en la fabricación de circuitos impresos [27], lo que abarata y agiliza la fabricación de los sensores propuestos.

	Pieza Fija		Pieza Móvil	
	Sustrato	ε_1	Sustrato	ε_2
[1]	Roger 5870	2.33		24
[2]	Taconic RF-35	3.4	Taconic RF-35 Taconic TLY-5	3.4 2.2
[3]	Roger 5880LZ	1.96	Roger 5880LZ	1.96
[4]	RO4003C	3.38	RO4003C	3.38
[5]	RO4003C	3.38	RO4003C	3.38
[6]	RO4003C	3.38	RO4003C	3.38
Sensor 1	FR-4	4.4	FR-4	4.4
Sensor 2	FR-4	4.4	FR-4	4.4

Tabla 4.9 Comparación de los sustratos en los sensores de desplazamiento angular.

En [1-6], no se presentan ningún ajuste de curva que caracterice el comportamiento del desplazamiento angular con respecto a la frecuencia. En el presente trabajo, el desplazamiento angular de los sensores fabricados esta caracterizado mediante un ajuste de curvas no lineal.

En [1-6], no aborda la precisión de las mediciones ni la capacidad del proceso de medición. El presente trabajo analiza la capacidad del proceso de medición y mide la precisión de las mediciones mediante la desviación estándar de repetividad y reproducibilidad $\sigma_{r\&R}$ la cual se obtiene mediante el método ANOVA de dos factores.

4.5 CONCLUSIONES

El presente trabajo abordo el diseño y la fabricación de un sensor de desplazamiento angular. Se escribió el fundamento teórico que respalda la fabricación del sensor de alta frecuencia de desplazamiento angular con un resonador y un stub radial.

Se caracterizó el sensor de desplazamiento angular de forma experimental. El comportamiento del desplazamiento angular del sensor no es lineal con respecto a la frecuencia, no obstante, se puede obtener el desplazamiento angular con respecto a la frecuencia mediante un ajuste de curva. Los valores obtenidos para el sensor 1 y el sensor 2 mediante la función de regresión están cerca al valor esperado del desplazamiento angular, esto prueba que el diseño propuesto es escalable.

Se realizó el análisis de repetividad y reproducibilidad para calcular la capacidad del proceso de medición de dos sensores. La capacidad de proceso en el sensor 1 es satisfactoria en todas medidas, lo cual indica que el sensor 1 mide el desplazamiento angular de forma precisa. La capacidad de proceso en el sensor 2 no es adecuada para 4 mediciones de un total de 14. Se recomienda mejorar el método de medición de los ángulos 40°,

50°, 100° y 110° en el sensor 2.

Se concluye que un sensor pequeño presenta mayor desviación estándar de repetividad y reproducibilidad, por lo que se recomienda mejorar el proceso de medición para sensores pequeños.

Con respecto a lo mencionado en el estado del arte, el sensor 2, el segundo sensor propuesto, tiene la mayor figura de mérito de frecuencia y puerto, la mayor sensibilidad y un puerto que lo hace barato de fabricar.

REFERENCIAS

[1] P. Regalla y A. V. P. Kumar, "Application of a Cylindrical Dielectric Resonator as an Angular Displacement Sensor," 2020 International Symposium on Antennas & Propagation (APSYM), Cochin, India, 2020, pp. 79-82.

[2] A. K. Jha, N. Delmonte, A. Lamecki, M. Mrozowski y M. Bozzi, "Design of Microwave-Based Angular Displacement Sensor," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 29, no. 4, pp. 306-308, Abril 2019.

[3] A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. F. Al-Sarawi y D. Abbott, “Metamaterial-Inspired Rotation Sensor With Wide Dynamic Range”, IEEE Sensors J., vol. 14, n.º 8, pp. 2609–2614, agosto de 2014.

[4] S. A. Andevari, J. -L. Olvera-Cervantes y C. E. Saavedra, "Inclination Sensor With a Wide Angle Measurement Range Using Half-Wavelength Microstrip Resonator," in IEEE Access, vol. 11, pp. 28699-28705, 2023.

[5] C.-H. Chio, R. Gomez-Garcia, L. Yang, K.-W. Tam, W.-W. Choi y S.-K. Ho, “An Angular-Displacement Microwave Sensor Using an Unequal-Length-Bi-Path Transversal Filtering Section”, IEEE Sensors J., vol. 20, n.º 2, pp. 715–722, enero de 2020.

[6] C. Teng, C. H. Chio, K. W. Tam y P. Y. Lau, "An angular displacement microwave sensor with 360° dynamic range using multi-mode resonator", IEEE Sensors J., vol. 21, no. 3, pp. 2899-2907, febrero de 2021.

[7] V. V. Varadan, V. Varadan, L. F. Chen, C. K. Ong y C. P. Neo, Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization. Wiley, 2004.

[8] R. Neri Vela y L. H. Porragas Beltrán, Líneas de transmisión. Univ. Veracruzana, 2012. Accedido el 8 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.25009/uv.1998.124

[9] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4a ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.

[10] N. Ida, Engineering Electromagnetics, 3a ed. Cham: Springer Int.

Publishing, 2015.
[11] S. W. Ellingson, Electromagnetics, Volume 2. VT Publ., 2020. Accedido el 6 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.21061/electromagnetics-vol-2
[12] J.-S. G. Hong y M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Wiley-Interscience, 2001.
[13] M. A. Couker and L. J. Kushner, "A microstrip phase-trim device using a dielectric overlay," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 11, pp. 2023-2026, Noviembre de 1994.
[14] A. Grebennikov, RF and Microwave Transmitter Design. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011.
[15] D. Rytting, “Network Analyzer Error Models and Calibration Methods”. Accedido el 6 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf
[16] Sen Wang, Hao Li y Cui Shuo, “1-port SOL Calibration Method and the design of calibration kits of Double Waveguide”, en Proceedings of the 2017 2nd International Symposium on Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (ISAEECE 2017) en Advances in Engineering Research, vol. 127, pp. 304-305, 2017.
[17] H. Kwon, H. Lim y B. Kang, “Design of 6–18 GHz Wideband Phase Shifters Using Radial Stubs”, IEEE Microwave Wireless Component Letters, vol. 17, n.º 3, pp. 205–207, marzo de 2007.
[18] D. W. Gardner y M. A. Wickert, "Microwave filter design using radial line stubs," IEEE Region 5 Conference, 1988: 'Spanning the Peaks of Electrotechnology', Colorado Springs, CO, USA, 1988, pp. 68-72.
[19] S.-M. Han y Y.-S. Kim, “Strong coupled microstrip tapered feedlines for the applications to filters and antennas”, Microwave and Optical Technology Letter, vol. 39, n.º 6, pp. 505–508, octubre de 2003.
[20] Sang-Min Han and Young-Sik Kim, "A strong coupled microstrip ring resonator using linearly tapered feedlines for bandpass filter applications," Proceedings RAWCON 2002. 2002 IEEE Radio and Wireless Conference

(Cat. No.02EX573), Boston, MA, USA, 2002, pp. 79-82.

[21] S. A. Andevari, “Analytical and Experimental Study of Microwave microstrip resonators for sensing applications”, Department of Electrical and Computer Engineering, Tesis Doctoral, Queen's Univ., Kingston, Canada, 2023. Accedido el 19 de julio de 2024. [En linea]. Disponible: https://hdl.handle.net/1974/31880

[22] E. L. Cano, J. M. Moguerza y A. Redchuk, Six Sigma with R. New York, NY: Springer New York, 2012. Accedido el 6 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.1007/978-1-4614-3652-2

[23] L. Vinasco, “Estudio de Repetibilidad y Reproducibilidad R&R”. Centro de Ingeniería de la Calidad. Accedido el 6 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://www.cicalidad.com/articulos/PAPER%20R&R.pdf

[24] J. Fraden, Handbook of Modern Sensors. Cham: Springer Int. Publishing, 2016. Accedido el 13 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.1007/978-3-319-19303-8

[25] “HELM Workbook 44 Analysis of Variance”, Loughborough University. Accedido el 6 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://www.lboro.ac.uk/media/media/schoolanddepartments/mlsc/downloads/HELM%20Workbook%2044%20Analysis%20of%20Variance.pdf

[26] A. M. Mayoral y J. Morales, “Capítulo 5 DMAIC2 Medir, Lean Seis Sigma para la Mejora de Procesos”. Accedido el 6 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://bookdown.org/asun_mayoral/book-l6s/dmaic2.-medir.html#capacidad-de-un-proceso

[27] E. Sayre, M. Baxter y J. Chen, “Limits of FR-4 in High-Speed Designs”, North East Systems Associates, Inc. (NESA). Accedido el 13 de julio de 2024. [En línea]. Disponible: https://grouper.ieee.org/groups/802/3/10G_study/public/jan00/sayre_1_0100.pdf

[28] C. Morgan, “The Impact of PWB Construction on High-Speed Signals”, AMP Circuits and Design (Tyco Electronics). Accedido el 13 de julio de 2024. [En línea]. Disponible:

https://grouper.ieee.org/groups/802/3/10G_study/public/jan00/morgan_1_0100.pdf

APÉNDICE A
MEDICIONES DE FRECUENCIA DE RESONANCIA

En la Tabla B.1, se muestra las mediciones de frecuencia de resonancia para distintos valores desplazamiento angular del sensor 1, donde OP1 es el operador 1, OP2 es el operador 2, P1 es la pieza 1 y P2 es la pieza 2. M1 es la medición 1, M2 es la medición 2, M3 es la medición 3, y M4 es la medición 4. Las mediciones que se obtienen mediante un VNA calibrado. La configuración del VNA se muestra en la Tabla 4.4.

Ángulos [°]	Operador	Pieza	M1[GHz]	M2[GHz]	M3[GHz]	M4[GHz]
0	OP1	P1	0.9230	0.9202	0.9202	0.9202
0	OP1	P2	0.9202	0.9202	0.9202	0.9202
0	OP2	P1	0.9202	0.9202	0.9202	0.9230
0	OP2	P2	0.9202	0.9230	0.9230	0.9230
10	OP1	P1	0.8890	0.8918	0.8918	0.8918
10	OP1	P2	0.8947	0.8918	0.8918	0.8918
10	OP2	P1	0.8918	0.8918	0.8918	0.8918
10	OP2	P2	0.8918	0.8947	0.8947	0.8947
20	OP1	P1	0.8578	0.8607	0.8607	0.8607
20	OP1	P2	0.8635	0.8635	0.8607	0.8607
20	OP2	P1	0.8635	0.8578	0.8578	0.8607
20	OP2	P2	0.8578	0.8607	0.8578	0.8578
30	OP1	P1	0.8267	0.8267	0.8267	0.8267
30	OP1	P2	0.8267	0.8295	0.8267	0.8267
30	OP2	P1	0.8267	0.8267	0.8267	0.8267
30	OP2	P2	0.8267	0.8267	0.8267	0.8267
40	OP1	P1	0.8040	0.8040	0.8040	0.8040
40	OP1	P2	0.8068	0.8040	0.8040	0.8040
40	OP2	P1	0.8040	0.8040	0.8040	0.8040
40	OP2	P2	0.8040	0.8040	0.8040	0.8040

50	OP1	P1	0.7813	0.7813	0.7813	0.7813
50	OP1	P2	0.7785	0.7785	0.7813	0.7813
50	OP2	P1	0.7813	0.7813	0.7813	0.7813
50	OP2	P2	0.7813	0.7785	0.7785	0.7813
60	OP1	P1	0.7587	0.7558	0.7558	0.7558
60	OP1	P2	0.7587	0.7587	0.7587	0.7587
60	OP2	P1	0.7587	0.7587	0.7587	0.7587
60	OP2	P2	0.7587	0.7587	0.7587	0.7587
70	OP1	P1	0.7360	0.7360	0.7360	0.7360
70	OP1	P2	0.7388	0.7360	0.7388	0.7360
70	OP2	P1	0.7360	0.7360	0.7360	0.7360
70	OP2	P2	0.7360	0.7360	0.7360	0.7360
80	OP1	P1	0.7162	0.7162	0.7162	0.7162
80	OP1	P2	0.7162	0.7162	0.7162	0.7190
80	OP2	P1	0.7162	0.7162	0.7162	0.7162
80	OP2	P2	0.7162	0.7162	0.7190	0.7190
90	OP1	P1	0.6963	0.6963	0.6935	0.6935
90	OP1	P2	0.6935	0.6935	0.6963	0.6935
90	OP2	P1	0.6935	0.6935	0.6935	0.6935
90	OP2	P2	0.6935	0.6935	0.6935	0.6963
100	OP1	P1	0.6708	0.6737	0.6708	0.6708
100	OP1	P2	0.6708	0.6737	0.6708	0.6708
100	OP2	P1	0.6708	0.6737	0.6737	0.6737
100	OP2	P2	0.6737	0.6737	0.6737	0.6737
110	OP1	P1	0.6538	0.6538	0.6538	0.6510
110	OP1	P2	0.6538	0.6538	0.6538	0.6538
110	OP2	P1	0.6510	0.6538	0.6538	0.6538
110	OP2	P2	0.6538	0.6538	0.6538	0.6538
120	OP1	P1	0.6397	0.6368	0.6368	0.6397
120	OP1	P2	0.6397	0.6397	0.6397	0.6368
120	OP2	P1	0.6397	0.6368	0.6368	0.6397

120	OP2	P2	0.6368	0.6397	0.6368	0.6368
130	OP1	P1	0.6227	0.6227	0.6227	0.6227
130	OP1	P2	0.6255	0.6227	0.6227	0.6227
130	OP2	P1	0.6227	0.6227	0.6227	0.6227
130	OP2	P2	0.6227	0.6227	0.6227	0.6227

Tabla A.1 Mediciones de frecuencias de resonancias para el sensor 1.

En la Tabla A.2, se muestra las mediciones de frecuencia de resonancias que se obtienen median un VNA, donde OP1 es el operador 1, OP2 es el operador 2, P1 es la pieza 1 y P2 es la pieza 2. M1 es la medición 1, M2 es la medición 2, M3 es la medición 3, y M4 es la medición 4. Las mediciones que se obtienen mediante un VNA calibrado. La configuración del VNA se muestra en la Tabla 4.4.

Ángulos [°]	**Operador**	**Pieza**	**M1[GHz]**	**M2[GHZ]**	**M3[GHZ]**	**M4[GHZ]**
0	OP1	P1	2.0280	2.0308	2.0223	2.0223
0	OP1	P2	2.0252	2.0308	2.0195	2.0223
0	OP2	P1	2.0223	2.0280	2.0280	2.0252
0	OP2	P2	2.0252	2.0252	2.0252	2.0280
10	OP1	P1	1.9430	1.9458	1.9487	1.9458
10	OP1	P2	1.9515	1.9430	1.9430	1.9487
10	OP2	P1	1.9458	1.9515	1.9458	1.9458
10	OP2	P2	1.9402	1.9487	1.9487	1.9487
20	OP1	P1	1.8438	1.8467	1.8410	1.8438
20	OP1	P2	1.8353	1.8353	1.8325	1.8297
20	OP2	P1	1.8410	1.8467	1.8410	1.8410
20	OP2	P2	1.8297	1.8297	1.8353	1.8325
30	OP1	P1	1.7702	1.7645	1.7617	1.7645
30	OP1	P2	1.7503	1.7503	1.7532	1.7447
30	OP2	P1	1.7588	1.7617	1.7617	1.7645

30	OP2	P2	1.7588	1.7588	1.7588	1.7560
40	OP1	P1	1.6795	1.6767	1.6738	1.6767
40	OP1	P2	1.6738	1.6682	1.6653	1.6625
40	OP2	P1	1.6795	1.6795	1.6795	1.6823
40	OP2	P2	1.6682	1.6653	1.6653	1.6597
50	OP1	P1	1.6172	1.6200	1.6143	1.6143
50	OP1	P2	1.6030	1.6002	1.5973	1.6002
50	OP2	P1	1.6115	1.6143	1.6143	1.6143
50	OP2	P2	1.6058	1.6058	1.6058	1.6087
60	OP1	P1	1.5577	1.5577	1.5605	1.5633
60	OP1	P2	1.5548	1.5577	1.5520	1.5548
60	OP2	P1	1.5605	1.5577	1.5605	1.5605
60	OP2	P2	1.5520	1.5548	1.5520	1.5520
70	OP1	P1	1.5038	1.5067	1.5095	1.5123
70	OP1	P2	1.5067	1.5067	1.5038	1.5038
70	OP2	P1	1.5095	1.5095	1.5095	1.5095
70	OP2	P2	1.5038	1.5010	1.4982	1.4953
80	OP1	P1	1.4642	1.4642	1.4670	1.4642
80	OP1	P2	1.4585	1.4557	1.4557	1.4557
80	OP2	P1	1.4642	1.4642	1.4642	1.4642
80	OP2	P2	1.4585	1.4613	1.4642	1.4670
90	OP1	P1	1.4330	1.4330	1.4330	1.4330
90	OP1	P2	1.4245	1.4273	1.4245	1.4273
90	OP2	P1	1.4330	1.4330	1.4330	1.4330
90	OP2	P2	1.4273	1.4245	1.4245	1.4273
100	OP1	P1	1.3848	1.3820	1.3848	1.3877
100	OP1	P2	1.3792	1.3792	1.3792	1.3792
100	OP2	P1	1.3848	1.3877	1.3877	1.3877
100	OP2	P2	1.3792	1.3792	1.3792	1.3792
110	OP1	P1	1.3537	1.3565	1.3537	1.3537
110	OP1	P2	1.3480	1.3480	1.3480	1.3452

110	OP2	P1	1.3537	1.3537	1.3565	1.3565
110	OP2	P2	1.3452	1.3452	1.3452	1.3452
120	OP1	P1	1.3253	1.3253	1.3282	1.3253
120	OP1	P2	1.3225	1.3225	1.3225	1.3253
120	OP2	P1	1.3253	1.3282	1.3282	1.3282
120	OP2	P2	1.3225	1.3225	1.3197	1.3197
130	OP1	P1	1.2913	1.2913	1.2913	1.2885
130	OP1	P2	1.2885	1.2913	1.2885	1.2913
130	OP2	P1	1.2913	1.2913	1.2885	1.2885
130	OP2	P2	1.2885	1.2885	1.2885	1.2857

Tabla A.2 Mediciones de frecuencias de resonancia para el sensor 2.

APÉNDICE B
MEDICIONES DE DESPLAZAMIENTO ANGULAR

En la Tabla B.1, se muestra las mediciones de desplazamiento angular para distintos valores desplazamiento angular del sensor 1. Donde OP1 es el operador 1, OP2 es el operador 2, P1 es la pieza 1 y P2 es la pieza 2. M1 es la medición 1, M2 es la medición 2, M3 es la medición 3, y M4 es la medición 4. Estas mediciones se obtienen de las mediciones de la Tabla A.1 y de la ecuación (4.1).

Ángulo [°]	Operador	Pieza	M1[°]	M2[°]	M3[°]	M4[°]
0	OP1	P1	0.45	1.28	1.28	1.28
0	OP1	P2	1.28	1.28	1.28	1.28
0	OP2	P1	1.28	1.28	1.28	0.45
0	OP2	P2	1.28	0.45	0.45	0.45
10	OP1	P1	10.75	9.86	9.86	9.86
10	OP1	P2	8.98	9.86	9.86	9.86
10	OP2	P1	9.86	9.86	9.86	9.86
10	OP2	P2	9.86	8.98	8.98	8.98
20	OP1	P1	20.92	19.96	19.96	19.96
20	OP1	P2	19.01	19.01	19.96	19.96
20	OP2	P1	19.01	20.92	20.92	19.96
20	OP2	P2	20.92	19.96	20.92	20.92
30	OP1	P1	31.85	31.85	31.85	31.85
30	OP1	P2	31.85	30.82	31.85	31.85
30	OP2	P1	31.85	31.85	31.85	31.85
30	OP2	P2	31.85	31.85	31.85	31.85
40	OP1	P1	40.33	40.33	40.33	40.33
40	OP1	P2	39.24	40.33	40.33	40.33
40	OP2	P1	40.33	40.33	40.33	40.33
40	OP2	P2	40.33	40.33	40.33	40.33

50	OP1	P1	49.30	49.30	49.30	49.30
50	OP1	P2	50.46	50.46	49.30	49.30
50	OP2	P1	49.30	49.30	49.30	49.30
50	OP2	P2	49.30	50.46	50.46	49.30
60	OP1	P1	58.81	60.04	60.04	60.04
60	OP1	P2	58.81	58.81	58.81	58.81
60	OP2	P1	58.81	58.81	58.81	58.81
60	OP2	P2	58.81	58.81	58.81	58.81
70	OP1	P1	68.91	68.91	68.91	68.91
70	OP1	P2	67.61	68.91	67.61	68.91
70	OP2	P1	68.91	68.91	68.91	68.91
70	OP2	P2	68.91	68.91	68.91	68.91
80	OP1	P1	78.27	78.27	78.27	78.27
80	OP1	P2	78.27	78.27	78.27	76.90
80	OP2	P1	78.27	78.27	78.27	78.27
80	OP2	P2	78.27	78.27	76.90	76.90
90	OP1	P1	88.16	88.16	89.62	89.62
90	OP1	P2	89.62	89.62	88.16	89.62
90	OP2	P1	89.62	89.62	89.62	89.62
90	OP2	P2	89.62	89.62	89.62	88.16
100	OP1	P1	101.73	100.17	101.73	101.73
100	OP1	P2	101.73	100.17	101.73	101.73
100	OP2	P1	101.73	100.17	100.17	100.17
100	OP2	P2	100.17	100.17	100.17	100.17
110	OP1	P1	111.37	111.37	111.37	113.03
110	OP1	P2	111.37	111.37	111.37	111.37
110	OP2	P1	113.03	111.37	111.37	111.37
110	OP2	P2	111.37	111.37	111.37	111.37
120	OP1	P1	119.80	121.53	121.53	119.80
120	OP1	P2	119.80	119.80	119.80	121.53
120	OP2	P1	119.80	121.53	121.53	119.80

120	OP2	P2	121.53	119.80	121.53	121.53
130	OP1	P1	130.41	130.41	130.41	130.41
130	OP1	P2	128.60	130.41	130.41	130.41
130	OP2	P1	130.41	130.41	130.41	130.41
130	OP2	P2	130.41	130.41	130.41	130.41

Tabla B.1 Mediciones de desplazamiento angular para el sensor 1.

En la Tabla B.1, se muestra las mediciones de desplazamiento angular para distintos valores desplazamiento angular del sensor 1. Donde OP1 es el operador 1, OP2 es el operador 2, P1 es la pieza 1 y P2 es la pieza 2. M1 es la medición 1, M2 es la medición 2, M3 es la medición 3, y M4 es la medición 4. Estas mediciones se obtienen de las mediciones de la Tabla A.2 y de la ecuación (4.2),

Ángulo [°]	**Operador**	**Pieza**	**M1[°]**	**M2[°]**	**M3[°]**	**M4[°]**
0	OP1	P1	2.3350	2.1511	2.7076	2.7076
0	OP1	P2	2.5205	2.1511	2.8964	2.7076
0	OP2	P1	2.7076	2.3350	2.3350	2.5205
0	OP2	P2	2.5205	2.5205	2.5205	2.3350
10	OP1	P1	8.6266	8.3919	8.1590	8.3919
10	OP1	P2	7.9279	8.6266	8.6266	8.1590
10	OP2	P1	8.3919	7.9279	8.3919	8.3919
10	OP2	P2	8.8631	8.1590	8.1590	8.1590
20	OP1	P1	18.0109	17.7099	18.3140	18.0109
20	OP1	P2	18.9263	18.9263	19.2355	19.5468
20	OP2	P1	18.3140	17.7099	18.3140	18.3140
20	OP2	P2	19.5468	19.5468	18.9263	19.2355
30	OP1	P1	26.5725	27.2919	27.6549	27.2919
30	OP1	P2	29.1300	29.1300	28.7578	29.8813
30	OP2	P1	28.0203	27.6549	27.6549	27.2919

30	OP2	P2	28.0203	28.0203	28.0203	28.3879
40	OP1	P1	39.2096	39.6450	40.0829	39.6450
40	OP1	P2	40.0829	40.9666	41.4123	41.8606
40	OP2	P1	39.2096	39.2096	39.2096	38.7768
40	OP2	P2	40.9666	41.4123	41.4123	42.3116
50	OP1	P1	49.3997	48.9079	49.8944	49.8944
50	OP1	P2	51.9016	52.4106	52.9225	52.4106
50	OP2	P1	50.3919	49.8944	49.8944	49.8944
50	OP2	P2	51.3955	51.3955	51.3955	50.8923
60	OP1	P1	60.4016	60.4016	59.8476	59.2967
60	OP1	P2	60.9587	60.4016	61.5190	60.9587
60	OP2	P1	59.8476	60.4016	59.8476	59.8476
60	OP2	P2	61.5190	60.9587	61.5190	61.5190
70	OP1	P1	71.5379	70.9220	70.3094	69.7003
70	OP1	P2	70.9220	70.9220	71.5379	71.5379
70	OP2	P1	70.3094	70.3094	70.3094	70.3094
70	OP2	P2	71.5379	72.1573	72.7800	73.4063
80	OP1	P1	80.5285	80.5285	79.8630	80.5285
80	OP1	P2	81.8705	82.5471	82.5471	82.5471
80	OP2	P1	80.5285	80.5285	80.5285	80.5285
80	OP2	P2	81.8705	81.1977	80.5285	79.8630
90	OP1	P1	88.0960	88.0960	88.0960	88.0960
90	OP1	P2	90.2407	89.5218	90.2407	89.5218
90	OP2	P1	88.0960	88.0960	88.0960	88.0960
90	OP2	P2	89.5218	90.2407	90.2407	89.5218
100	OP1	P1	100.7302	101.5108	100.7302	99.9539
100	OP1	P2	102.2957	102.2957	102.2957	102.2957
100	OP2	P1	100.7302	99.9539	99.9539	99.9539
100	OP2	P2	102.2957	102.2957	102.2957	102.2957
110	OP1	P1	109.5578	108.7330	109.5578	109.5578
110	OP1	P2	111.2211	111.2211	111.2211	112.0596

110	OP2	P1	109.5578	109.5578	108.7330	108.7330
110	OP2	P2	112.0596	112.0596	112.0596	112.0596
120	OP1	P1	118.0608	118.0608	117.1892	118.0608
120	OP1	P2	118.9373	118.9373	118.9373	118.0608
120	OP2	P1	118.0608	117.1892	117.1892	117.1892
120	OP2	P2	118.9373	118.9373	119.8185	119.8185
130	OP1	P1	128.9053	128.9053	128.9053	129.8420
130	OP1	P2	129.8420	128.9053	129.8420	128.9053
130	OP2	P1	128.9053	128.9053	129.8420	129.8420
130	OP2	P2	129.8420	129.8420	129.8420	130.7840

Tabla B.2 Mediciones de desplazamiento angular para el sensor 2.