

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



TESIS:

**“DISEÑO, FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE DISPOSITIVOS
MICROFLUÍDICOS DE MICROONDAS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE
LÍQUIDOS”**

**PARA OBTENER EL GRADO ACADÉMICO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN
INGENIERÍA ELECTRÓNICA CON MENCIÓN EN TELECOMUNICACIONES**

ELABORADO POR:

WILFREDO PEDRO ACEVEDO ELGUERA

ASESOR:

RUTH ESTHER RUBIO NORIEGA

LIMA – PERÚ

2024

DEDICATORIA

Dedico este trabajo, con todo mi amor y profunda gratitud, a mis padres, Manuela y Alberto. Su sacrificio, amor incondicional, apoyo constante y su inagotable perseverancia me han llevado a alcanzar metas que alguna vez pensé inalcanzables.

A mis hermanos, Luis, Maribel, Juan, Nicolás, Edward, Teodoro y Rosario, quienes han sido mi soporte y compañía en cada etapa de mi vida. Cada uno de ustedes, con su singularidad, ha contribuido a mi crecimiento personal, brindándome momentos de alegría, aprendizaje y una fortaleza que surge de nuestro vínculo fraternal. Este logro es también un reflejo del amor y la unidad que nos caracteriza como familia.

Esta tesis no es solo el fruto de mi esfuerzo individual, sino el resultado de un camino compartido con personas extraordinarias como ustedes. Cada página de este trabajo lleva impresa una parte de lo que he recibido de cada uno: amor, soporte y paciencia. Con el más profundo agradecimiento y amor, dedico a ustedes este logro, esperando ser un reflejo del mejor legado que me han brindado: su ejemplo.

AGRADECIMIENTO

Deseo expresar mi gratitud al CONCYTEC-PROCIENCIA, Contrato N°064-2021-FONDECYT por el financiamiento a este proyecto de investigación. Su misión de fomentar el desarrollo científico y tecnológico en nuestro país es de vital importancia, y estoy orgulloso de haber contribuido a este objetivo con el presente trabajo.

Expresar mi más sincero y profundo agradecimiento a mi asesora, la Dra. Ruth Rubio, por su invaluable apoyo, orientación y paciencia a lo largo de este camino. Su visión académica, rigor científico y pasión por el conocimiento no solo han sido fundamentales para la culminación de esta investigación, sino que también han dejado una huella indeleble en mi formación profesional y personal. Su dedicación y compromiso con la excelencia son ejemplares, y estaré eternamente agradecido por su guía sabia y desinteresada.

Asimismo, es mi honor agradecer a mi Co-Asesora, la Dra. María Armas, cuya expertise y perspectivas críticas han enriquecido significativamente este trabajo. Su disposición constante para discutir ideas, proporcionar retroalimentación constructiva y alentar el pensamiento innovador ha sido esencial para superar los desafíos inherentes a esta investigación. Su contribución ha sido un pilar fundamental en el desarrollo de esta tesis, y su influencia perdurará en mi carrera académica.

Mi reconocimiento se extiende al GRFMO (grupo de radiofrecuencia microondas y óptica) del Instituto Nacional de Investigación y Capacitación de Telecomunicaciones INICTEL–UNI (2022-2024), cuyos miembros han compartido generosamente su conocimiento, tiempo y recursos.

Finalmente, este agradecimiento sería incompleto sin reconocer la inspiración y el aliento que he recibido de cada una de estas personas e instituciones. Han sido faros de sabiduría y dedicación que han guiado mi camino a través de este desafiante pero gratificante viaje académico. Con un corazón lleno de gratitud, aspiro a honrar su apoyo con futuras contribuciones al mundo académico y profesional.

ÍNDICE DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	3
ANTECEDENTES Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	3
1.1. Antecedentes bibliográficos	3
1.2. Descripción de la realidad problemática	11
1.3. Formulación del problema	11
1.4. Justificación e importancia de la investigación	12
1.5. Objetivos	12
1.5.1. Objetivo general	12
1.5.2. Objetivos específicos	12
1.6. Hipótesis	13
1.6.1. Hipótesis principal	13
1.6.2. Hipótesis secundaria	13
1.7. Variables e indicadores	13
1.7.1. Variable independiente	13
1.7.2. Variable dependiente	13
1.7.3. Indicadores	13
1.8. Unidad de análisis	13
1.9. Tipo y nivel de investigación	13
1.10. Periodo de análisis	14
1.11. Fuentes de información e instrumentos utilizados	14
1.12. Técnicas de recolección y procesamiento de datos	14
CAPITULO II	15
MARCO TEÓRICO	15
2.1. Líneas de transmisión	15
2.1.1. Ecuaciones de Maxwell	16
2.1.2. La ecuación de onda	17
2.1.3. Corriente superficial	18

2.1.4.	Materiales	20
2.1.4.1.	Sustratos y dieléctricos	20
2.1.4.2.	La permitividad relativa	21
2.1.5.	Línea de transmisión microstrip	22
2.1.5.1.	Carta de Smith	23
2.1.5.2.	Equivalente circuital	25
2.1.5.3.	Condiciones de contorno	28
2.2.	Microfluídica	31
2.2.1.	Materiales	33
2.2.1.1.	PDMS	33
2.2.2.	Fabricación	35
2.2.2.1.	Fotolitografía	37
2.2.2.2.	Método de fabricación de impresión 3D	38
2.2.3.	Análisis de microfluidos	39
2.2.3.1.	Ecuación de Navier-Stokes	40
2.2.3.1.	Número de Reynols y flujo laminar	42
2.3.	Técnicas de caracterización	43
2.3.1.	Caracterización de fluidos usando líneas de transmisión	43
2.3.1.1.	Principio de caracterización	44
2.3.1.2.	Parámetros S	46
CAPITULO III		49
DESARROLLO DEL MÉTODO PROPUESTO		49
3.1.	Diseño de línea de transmisión	49
3.1.1.	Selección y cálculo de parámetros de diseño	52
3.1.1.1.	Cálculo del equivalente circuital	54
3.1.1.2.	Modelado numérico	57
3.1.1.3.	Sensitividad y Q factor	64
3.2.	Diseño del dispositivo microfluídico	69
3.2.1.	Modelo y entorno de simulación	70
3.2.2.	Velocidad y presión de flujo	72
3.2.3.	Inyección y salida del líquido	74
CAPITULO IV		77
ANÁLISIS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS		77
4.1.	Fabricación del dispositivo	77
4.1.1.	Fabricación del dispositivo resonante	77
4.1.2.	Fabricación del dispositivo microfluídico	81

4.1.3.	Integración del dispositivo microfluídico de microondas	89
4.2.	Concentración de D-(+)-Glucosa	93
4.2.1.	Preparación de muestras	94
4.2.2.	Setup experimental	96
4.2.3.	Parámetros de dispersión	97
4.3.	Contrastación de la hipótesis	100
4.3.1.	Comparación con estudios previos	100
4.3.2.	Evaluación de precisión y consistencia de datos	102
	CONCLUSIONES	104
	RECOMENDACIONES	105
	GLOSARIO	106
	REFERENCIAS	107
	ANEXOS	110

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Comparación de técnicas de medición y los resultados extraídos para diferentes rangos de frecuencia	9
Tabla 2.1 Constantes dieléctricas y tangentes de pérdida de materiales dieléctricos típico	22
Tabla 2.2 Técnicas de fabricación de moldes microfluídicos	36
Tabla 2.3 Parámetros de diseño de una línea de transmisión resonante	47
Tabla 3.1 Profundidad de piel, constante de propagación y longitud de onda en el FR4	54
Tabla 3.2 Dimensiones del CSRR de anillo circular	58
Tabla 3.3 Dimensiones del CSRR de anillo cuadrado	59
Tabla 3.4 Valores definidos para el sustrato FR4	60
Tabla 4.1 Error relativo de los parámetros del CSRR de dos puertos	78
Tabla 4.2 Error relativo de los parámetros del CSRR de un solo puerto	78
Tabla 4.3 Configuración de impresión 3D en CHITUBOX	82
Tabla 4.4 Proporciones de Concentraciones de Glucosa	95
Tabla 4.5 Comparación de medición de concentración de glucosa utilizando resonadores de microondas	101

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1.1 (a) Fotografía del biosensor microfluido (vista superior); (b) Parámetro de transmisión simulado de la RF con agua desionizada	3
Figura 1.2 Dispositivo de microfluidos de microondas	5
Figura 1.3 (a) Sección transversal esquemática: distribución del campo eléctrico de detección en el espacio de acoplamiento entre resonadores y (b) vista superior de la capacitancia de detección (escala arbitraria)	6
Figura 1.4 (a) Simulación del campo eléctrico perpendicular al plano del sensor y a lo largo del anillo estructura, (b) simulación del campo eléctrico perpendicular al plano del sensor y a lo largo de la región sensible del sensor	7
Figura 1.5 (a) Vista superior de la sección transversal del campo eléctrico (V/m) y su dirección para el anillo resonador vacío a 2,5 GHz. (b) Resultados de la simulación para el campo eléctrico (V/m) cuando está lleno de agua se introduce en el anillo resonador en las dos orientaciones, forma paralela y (c) perpendicular con respecto al campo eléctrico aplicado en el espacio de la resonancia	7
Figura 1.6 (a) Resonador con cavidad fabricado (b) Fotografía de la configuración del experimento para medir muestras líquidas	8
Figura 1.7 Estructura de capacitores Inter digitados en vista superior	10
Figura 2.1 Vector de campo eléctrico sobre dos conductores	15
Figura 2.2 Circuitos con densidades de corriente eléctrica y magnética	20
Figura 2.3 (a) Ausencia de campo aplicado. (b) Bajo un campo aplicado. (c) Dipolo entre dos cargas opuestas de igual magnitud Q	21
Figura 2.4 Parámetros de una línea microstrip	22
Figura 2.5 Ubicación de la impedancia normalizada y coeficiente de reflexión en la carta de Smith	24
Figura 2.6 Segmento de línea de transmisión	26
Figura 2.7 Campos, corrientes y superficial entre dos medios	28
Figura 2.8 Geometría para condiciones de contorno de componentes tangenciales y normales	29

Figura 2.9 (a) Dispositivo microfluídico que presenta una red de microcanales en los que se pueden manipular los fluidos. (b) Flujo laminar de tintas roja y azul dentro de un dispositivo microfluídico	32
Figura 2.10 La relación de concentración de analito/volumen de muestra requerida para ensayos de química clínica, inmunoensayos y ensayos de sonda de ADN	33
Figura 2.11 Estructura molecular del PDMS	34
Figura 2.12 La estructura del poli(dimetilsiloxano) combina grupos orgánicos e Inorgánicos	34
Figura 2.13 Procedimiento de fabricación de microcanales	35
Figura 2.14 Rango de tamaño de fabricación alcanzable (aproximado) mediante las diversas técnicas de fabricación	36
Figura 2.15 Fabricación de una estructura de microcanal por fotolitografía	37
Figura 2.16 (a) Molde microfluídico con altura de capa 0,06 mm. (b) Molde microfluídico con altura de capa 0,1 mm. (c) PDMS (Altura de capa de 0,06 mm) (d) PDMS (Altura de capa de 0,1 mm)	38
Figura 2.17 (a) El fluido no ideal (con viscosidad) se ve como una pila de capas, cada una moviéndose con diferente velocidad, que van de cero en la capa inferior a v_x en la capa superior. (b) Basado en el mismo principio, la velocidad de un fluido bombeado a través de un microcanal como una geometría cilíndrica, exhibe un perfil radial parabólico	41
Figura 2.18 Líneas de corriente	42
Figura 2.19 Relación entre la constante dieléctrica relativa y la frecuencia con respecto al mecanismo de polarización. LF-MF: baja frecuencia y frecuencia media; IR: infrarrojo; MW: microondas	44
Figura 2.20 Respuesta medida de la línea para varias concentraciones de etanol	45
Figura 2.21 (a) Configuración de medición (b) Comparación entre simulación y Medición	46
Figura 2.22 (a) Modelo de circuito de la línea. (b) Respuesta simulada y medida de la línea mientras irradia en el espacio (aire)	48
Figura 3.1 Proceso metodológico general	49
Figura 3.2 Proceso de implementación del dispositivo resonante de microondas basado en líneas de transmisión	50
Figura 3.3 Parámetros de la línea de transmisión en microstrip	51
Figura 3.4 Representación de flechas de la distribución de campo eléctrico de una línea de transmisión (simulación en CST)	51

Figura 3.5 (a) Geometría del resonador de anillo dividido complementario (cuadrado y circular) y (b) su modelo de circuito equivalente	56
Figura 3.6 Diagrama de flujo magnético y eléctrico en el dominio del tiempo mediante técnica de integración finita	57
Figura 3.7 Geometría y parámetros de dos resonadores propuestos	59
Figura 3.8 Región de alta intensidad del campo eléctrico en el puerto 1 del resonador	61
Figura 3.9 Distribución de la potencia radiada para los dos CSRR	61
Figura 3.10 (a) Parámetro S21 del resonador de anillo de dos puertos y (b) respuesta en frecuencia del parámetro S11 del resonador de anillo único puerto	62
Figura 3.11 Campos en el plano de corte 2D normal a X en el centro del dispositivo. Distribución del campo eléctrico en los tres anillos complementarios	63
Figura 3.12 Lado izquierdo: Intensidad de campo eléctrico en el plano 3D; lado derecho: Intensidad de campo eléctrico con plano de corte 2D normal a Y en el centro de cada Anillo	64
Figura 3.13 CSRR con bloque de muestras para análisis de la variación de la Permitividad	65
Figura 3.14 Respuesta en fase alrededor de la frecuencia de resonancia para dos tipos MUT sobre el CSRR	65
Figura 3.15 Parámetro S21 para diferentes muestras	67
Figura 3.16 Respuesta del CSRR debido a los cambios de MUT	68
Figura 3.17 Procedimiento para la fabricación del dispositivo microfluídico	70
Figura 3.18 Elementos de dos dispositivos microfluídico propuestos	71
Figura 3.19 Dimensiones de los microcanales y cámaras para muestras, en milímetros	72
Figura 3.20 Velocidad (m/s) en el microcanal simulado en COMSOL. Los cortes indican la dirección y velocidad del flujo. El color rojo representando las velocidades más altas y el azul las más bajas	73
Figura 3.21 Niveles de presión en el dispositivo microfluídico simulado en COMSOL	73
Figura 3.22 Análisis de superficie y curva de nivel en geometría de gota simulado en Comsol (a) Magnitud de velocidad en m/s. (b) Campo de presión en Pascal	74
Figura 3.23 Dispositivo microfluídico y bomba de jeringa para inyección de fluido	75
Figura 3.24 Sistema de inyección de líquidos mediante bomba de jeringa digital de laboratorio dLSP500 (LONGER)	75
Figura 4.1 CSRR fabricado mediante CNC con conectores coaxiales SMA en los extremos	77

Figura 4.2 Medición y prueba de los CSRR (de 1 y 2 puertos) mediante el analizador de redes vectoriales (VNA) KEYSIGHT N9952A	79
Figura 4.3 (a) Respuesta en frecuencia (parámetro S21) del resonador de dos puertos y (b) parámetro S11 del resonador de único puerto	80
Figura 4.4 (a) Llenado de la cámara de impresión con resina de impresión 3D Aqua 8K. (b) Impresión mediante Phrozen 3D Sonic Mini 8K (en proceso). (c) Retirado del molde desde la plataforma de la impresora 3D (impresión finalizada)	82
Figura 4.5 (a) Lavado del molde en alcohol isopropílico y (b) curado por luz ultravioleta (UV) post impresión 3D. (c) Resultado final de dos moldes en resina	83
Figura 4.6 Evaluación de rugosidad e imperfecciones en tres zonas del molde con microscopio óptico AMSCOPE	84
Figura 4.7 (a) Balanza en estado inicial. (b) Balanza con vaso de precipitado (vacío) calibrado a 00.00. (c) Diferencia de peso del vaso al retirarlo. (d) Peso del vaso de precipitado con PDMS (elastómero). (e) Peso del vaso de precipitado con PDMS y el agente de curado. (f) Mezcla del PDMS base (elastómero) y el agente de curado	85
Figura 4.8 (a) La curva de extensión de carga en diferentes proporciones de PDMS. (b) Efecto de las diferentes proporciones de mezcla de PDMS en el módulo de elasticidad	86
Figura 4.9 (a) Vaciado de PDMS sobre el molde con sujetadores fabricados en PLA (gris y negro) por impresión 3D. (b) Eliminación de burbujas de aire mediante cámara de vacío	87
Figura 4.10 (a) Horno en proceso de curado de PDMS, temperatura alrededor de 80° para un tiempo de 1 hora. (b) Extracción del chip microfluídico desde el molde post curación	87
Figura 4.11 Evaluación de la calidad del bulk de PDMS fabricado en molde de acrílico mediante microscopio electrónico AMSCOPE	88
Figura 4.12 Dispositivo microfluídico fabricado mediante replica por molde. Observación de bordes y superficies mediante microscopio electrónico AMSCOPE. Verificamos que no haya defectos o contaminación que puedan afectar los resultados	88
Figura 4.13 Procedimiento para inlet y outlet en el chip microfluídico (PDMS) utilizando retractable cutting cannula	89
Figura 4.14 (a) Aplicación de capa ultra delgada de PDMS en el CSRR. (b) Programación y ejecución del EZ4 SPIN COATER (recubrimiento giratorio)	90
Figura 4.15 Medición del espesor de la capa de PDMS sobre el sensor utilizando micrómetro Digital	91
Figura 4.16 Chip microfluídico sobre línea microstrip sujeto con acrílico	92

Figura 4.17 Visión técnica del dispositivo microfluídico de microondas. (a) Vista frontal, conectividad y ajuste del dispositivo de dos puertos. (b) Vista en perspectiva del dispositivo de único puerto	94
Figura 4.18 Proceso para la preparación de las muestras en base a soluciones	95
Figura 4.19 Setup experimental: El sistema se conecta a un VNA que genera y recibe las señales de microondas y calcula los parámetros S del resonador CSRR, que dependen de la constante dieléctrica del fluido	96
Figura 4.20 Parámetro S_{11} para diferente concentraciones de D-(+)- Glucosa. Se resalta la variación en amplitud (dB)	98
Figura 4.21 Parámetro S_{21} para concentraciones de D-(+)- Glucosa. Se resalta la variación en frecuencia (GHz)	99
Figura 4.22 Concentración vs Amplitud para una sola medida de cada muestra en uno de los picos de resonancia de menor amplitud	102
Figura 4.23 Concentración vs Amplitud de diez mediciones (por muestra). Se representa media y desviación estándar	103

RESUMEN

En este proyecto se propone el diseño y fabricación y caracterización de un biosensor basado en un CSRR (*Complementary Split-ring Resonator*) acoplado al plano de tierra y a una línea de transmisión, mediante tecnología *microstrip*, con el fin de caracterizar líquidos mediante dispositivos *lab on a chip*.

En primer lugar, se explicarán las bases del diseño y fabricación por separado del componente microfluídico y del resonante, así como la integración de ambos elementos para la caracterización de concentraciones de D-(+)-Glucosa $C_6H_{12}O_6$. Se describirá el funcionamiento del sensor propuesto y se establecerá la integración y tecnología específicas del dispositivo.

Finalmente, se detallará el proceso de caracterización de muestras con el prototipo para comprobar la relación entre los resultados simulados y los medidos, y se presentarán los resultados del estudio en relación a la caracterización de niveles de glucosa.

ABSTRACT

This project proposes the design, fabrication, and characterization of a biosensor based on a Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) coupled to the ground plane and a transmission line, using microstrip technology, in order to characterize liquids using lab-on-a-chip devices.

First, the design and fabrication of the microfluidic component and the resonant component will be explained separately, as well as the integration of both elements for the characterization of D-(+)-Glucose $C_6H_{12}O_6$ concentrations. The operation of the proposed sensor will be described, and the specific integration and technology of the device will be established.

Finally, the process of characterizing samples with the prototype will be detailed to verify the relationship between the simulated and measured results, and the results of the study regarding the characterization of glucose levels will be presented.

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo tiene como objetivo principal el diseño, fabricación y caracterización de dispositivos microfluídicos de microondas para la caracterización de niveles D-(+)-Glucosa ($C_6H_{12}O_6$). La microfluídica es una disciplina que estudia el comportamiento de los fluidos a escalas muy pequeñas, generalmente en el rango de microlitros. Este campo de estudio ha sido ampliamente utilizado en diferentes áreas de la ciencia y la tecnología, debido a su capacidad para controlar y manipular fluidos de manera precisa y eficiente. Por otro lado, el uso de microondas para la caracterización de líquidos ofrece ventajas significativas, como una mayor sensibilidad y selectividad.

La microfluídica se ha convertido en una tecnología prometedora para el análisis y la manipulación de fluidos a pequeña escala y su utilización en combinación con microondas permite obtener resultados rápidos en la caracterización de líquidos en comparación con las técnicas tradicionales. Este contexto brinda la oportunidad de desarrollar dispositivos microfluídicos de microondas innovadores y avanzados que permitan mejorar la eficiencia y calidad de los análisis a bajo costo. Además, el estudio se desarrolla teniendo en cuenta la factibilidad de materiales en el país.

En el Capítulo I de esta tesis, se abordan los fundamentos esenciales para comprender el contexto y la naturaleza del problema de investigación. Se inicia con un análisis exhaustivo del estado del arte que proporcionan una base teórica y conceptual sólida. A continuación, se describe detalladamente la realidad problemática que motiva este estudio, seguida de una formulación precisa del problema central. Se justifica la relevancia e importancia de la investigación, destacando su potencial impacto y contribución al campo. Los objetivos, tanto generales como específicos, se definen claramente para guiar el proceso investigativo. Asimismo, se establecen las hipótesis principales y secundarias, junto con las variables e indicadores pertinentes. Se identifica la unidad de análisis y se especifica el tipo y nivel de investigación. Finalmente, se delinean el periodo de análisis, las fuentes de información, los instrumentos utilizados, y las técnicas de recolección y

procesamiento de datos, asegurando un enfoque meticuloso y riguroso en la búsqueda de respuestas a la problemática planteada.

El Capítulo II de esta tesis se centra en el Marco Teórico, proporcionando una base sólida y detallada sobre los conceptos y teorías fundamentales que sustentan la investigación. En primer lugar, se aborda el estudio de las líneas de transmisión, comenzando con las ecuaciones de Maxwell y la ecuación de onda, y explorando la línea de transmisión *microstrip* y su equivalente circuital. Se incluye una sección sobre la carta de Smith y las condiciones de contorno. Seguidamente, se introduce la microfluídica, discutiendo materiales como el PDMS, y los métodos de fabricación como la fotolitografía y la impresión 3D. Se analiza el comportamiento de los microfluídicos mediante la ecuación de Navier-Stokes y el flujo laminar. Por último, se presentan las técnicas de caracterización de fluidos usando líneas de transmisión, detallando el principio de caracterización y los tipos de sensores empleados. Este capítulo establece el fundamento teórico esencial para el desarrollo y comprensión de la investigación.

El Capítulo III de esta tesis describe el desarrollo del método propuesto, detallando los pasos y procedimientos implementados para alcanzar los objetivos de la investigación. Se inicia con el diseño de la línea de transmisión, abarcando la selección y cálculo de los parámetros de diseño necesarios, el cálculo del equivalente circuital y el modelado numérico. Además, se analiza la sensibilidad y el factor Q, aspectos cruciales para la optimización del diseño. A continuación, se presenta el diseño del dispositivo microfluídico, incluyendo la elaboración del modelo y la configuración del entorno de simulación. También se examinan factores importantes como la velocidad de flujo y los mecanismos de inyección y salida del líquido.

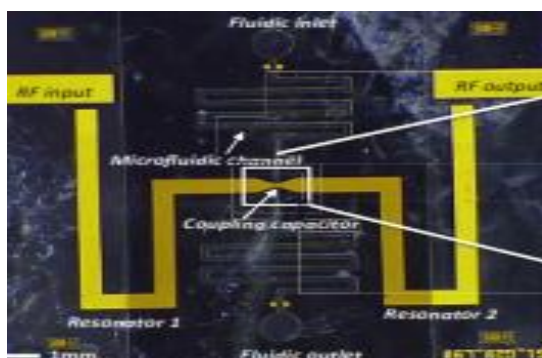
Finalmente, el Capítulo IV se dedica al Análisis y Presentación de Resultados, donde se detalla el proceso de fabricación y evaluación de los dispositivos desarrollados. Comienza con la fabricación del dispositivo, incluyendo tanto el dispositivo resonante como el microfluídico, y su integración en un sistema microfluídico de microondas. Se procede a la investigación de la concentración de D-(+)-Glucosa, describiendo la preparación de muestras, el *setup* experimental, y la obtención de parámetros de dispersión. Finalmente, se realiza una contrastación de resultados, comparando los hallazgos con estudios previos y evaluando la precisión y consistencia de los datos obtenidos. Este capítulo proporciona una visión completa y rigurosa del rendimiento y validez del método propuesto, consolidando la investigación con evidencia empírica detallada y comparativa.

CAPITULO I

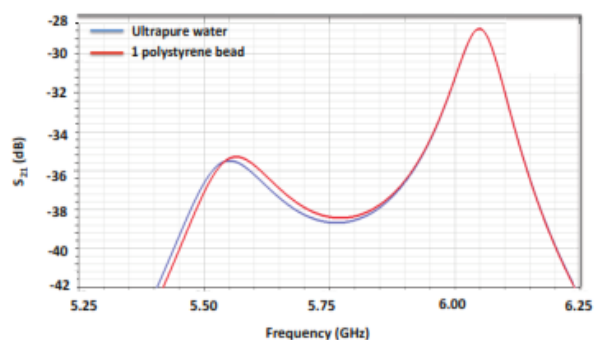
ANTECEDENTES Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

1.1. Antecedentes bibliográficos

Del interés de poder detectar patrones en los biomarcadores (sustancia utilizada como indicador de un estado biológico), que son características de ciertas enfermedades o el progreso de ellas, surge el desarrollo de los biosensores (dispositivo introducido en 1962) para aplicaciones clínicas. Las pruebas de ensayo con etiqueta, implica altos costos operativos incluido tiempo de ensayo largos, además, las etiquetas pueden interferir con la unión del analito (componente de interés analítico) a la superficie, dando lugar a resultados distorsionados. Ante lo mencionado, la integración de la microfluídica tiene entrada en la discusión actual como propuesta alternativa [46].



(a)



(b)

Figura 1.1 (a) Fotografía del biosensor microfluídico (vista superior); (b) Parámetro de transmisión simulado de la RF con agua desionizada. (Fuente: Referencia [15])

En un resonador plano acoplado capacitivamente (*coupling capacitor*) hecho con electrodos de oro con la geometría vista en la figura 1.1a, consta de dos puertos (*RF Input-Output*) con un acoplamiento capacitivo en el centro, el canal microfluídico se ubica de forma transversal al resonador con geometría de serpentín de una entrada (*inlet*) y su

respectiva salida (*outlet*), arquitectura para la cual la respuesta en frecuencia exhibe dos picos de resonancia distinto, ver figura 1.1b [15]. En la parte evaluativa de la espectroscopia dieléctrica de microondas, la comparación se hizo en agua desionizada ultrapura (línea azul) en configuraciones sin partículas de poliestireno y con partículas en el área de detección (línea roja) [15]. Los resultados demostraron que la presencia de partículas poliestireno disminuye la permitividad global en el área de acoplamiento, en consecuencia, la disminución de la frecuencia resonante.

Liu et al. [29] emplean un método híbrido de mediciones cuantitativas de la permitividad compleja de fluidos dieléctricos con estructuras microfluídicos en guías de ondas coplanares (CPW). El dispositivo microfluídico se modela mediante una cascada de secciones de línea de transmisión caracterizadas por la resistencia R , la inductancia L , la capacitancia C y la conductancia G por unidad de longitud. Además, se caracteriza el material utilizado para hacer el canal microfluídico debido a que el método híbrido se basa en parámetros S , el plano de referencia debe trasladarse al interior del canal (se caracteriza aprovechando la redundancia en las mediciones). Finalmente, se calcula la permitividad relativa del fluido a partir de los parámetros S medidos de la línea CPW cubierta por fluido [29] [54]. A bajas frecuencias, los errores de la constante de propagación y la impedancia característica se cancelan, por lo que el algoritmo de optimización de mínimos cuadrados es menos sensible a los mecanismos de error que los otros dos algoritmos. Una posible explicación es que, a altas frecuencias, la medición de la constante de propagación se vuelve más precisa y la medición de la impedancia característica se vuelve más sensible [29].

Desde 1990 se comenzó a desarrollar sistemas que están destinados a una aplicación específica las cuales reemplazarían a los procedimientos, técnicas y equipamiento de todo un laboratorio por un pequeño chip biosensor integrado (*Lab-On-a-Chip*). La comercialización de dichos sistemas sufre severas limitaciones, principalmente debido a los altos costos y alta complejidad. Por ejemplo, la fase de diseño del dispositivo, así como la producción de las herramientas específicas de diseño para la posterior fabricación, como la fotolitografía (utilizado en la fabricación de circuitos integrados) en el caso de grabado de vidrio o la réplica maestra (molde) en el caso del moldeo por inyección pueden llegar a encarecer el dispositivo final [46]. Una sugerencia de solución a la complejidad fue el uso de *polidimetilsiloxano* (PDMS) que se comprimen a través de aire presurizado. Se diseñaron canales microfluídicos de dos capas, cubiertos con una capa de canal superior del PDMS sobre las guías de onda, como se ve en la figura 1.2. Se midió la

CPW (guía de ondas coplanar) con un analizador de red vectorial (VNA) en una estación de sonda de microondas manual y los parámetros S se midió en función de la frecuencia. Luego realizan un procedimiento de calibración *TRL* (a través de la línea de reflexión) multilínea para obtener la constante de propagación para el microfluido el cual permitió relacionar la constante de propagación del fluido directamente con la capacitancia y conductancia [46] [54].



Figura 1.2 Dispositivo de microfluidos de microondas (la barra de escala es de 12 mm).
(Fuente: Referencia [54])

En la mayoría de trabajos donde se presentan mediciones de espectroscopia dieléctrica, la variable de interés es la permitividad. Chien et al. [12], utilizan mediciones de espectroscopia dieléctrica mediante la permitividad compleja cuyas partes real e imaginaria describen la cantidad de energía almacenada y disipada en un sistema bajo una excitación eléctrica, y se modela utilizando las ecuaciones de Debye y Cole-Cole. Se detecta la propiedad dieléctrica de cada célula individual a través de campos eléctricos marginales generados por electrodos coplanares en el chip. A frecuencias de microondas, el cambio de capacitancia inducido es proporcional al contraste dieléctrico, se enfocan en medir solo el cambio de capacitancia, pero no las pérdidas celulares asociadas.

La demostración de las capacidades de los biosensores de banda ancha se logró mediante la caracterización de pequeños volúmenes de líquido y con una buena precisión, por lo tanto, para ser capaz no sólo de detectar sino también de caracterizar las propiedades dieléctricas de células individuales, se propone una configuración resonante en la que las células se miden individualmente [27]. Las paredes del canal de microfluidos se definieron luego sobre los electrodos de oro grueso, con una resistencia fotosensible *SU-8*, que una vez modelada por fotolitografía permitió lograr la geometría de canal deseada perfectamente centrada en la capacitancia del sensor donde el campo eléctrico está en el acoplamiento entre resonadores, cuya capacitancia de detección es transversal al canal microfluídico, en la figura 1.3a es una vista lateral donde se precisa la partícula (poliestireno) bajo prueba con un diámetro de 12µm ubicado en la zona de detección con 14µm de longitud, sobre el electrodo de oro tenemos la cubierta de PDMS adherido a un

sustrato fotorresistente SU-8, además, podemos observar la distribución e interacción del campo eléctrico sobre la muestra. En la figura 1.3b es una vista de la parte superior, la capacitancia de detección es entre los electrodos y el canal de microfluidos es sobre esta área [27].

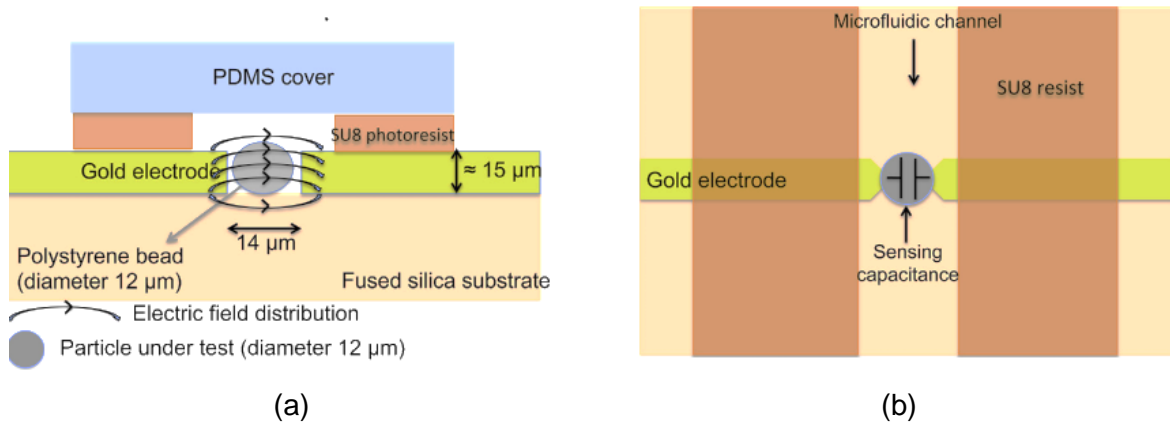


Figura 1.3 (a) Sección transversal esquemática: distribución del campo eléctrico de detección en el espacio de acoplamiento entre resonadores y (b) vista superior de la capacitancia de detección (escala arbitraria). (Fuente: Referencia [27])

Little et al. [28] realizan la comparación entre las funciones de Cole-Cole y Debye, en donde se precisa que la función de Cole-Cole, permite calcular la permitividad y la conductividad en un rango de frecuencias, en tanto que la función de Debye permite calcular ambos parámetros en un rango de frecuencias de una sola dispersión. Se fabricó chip de prueba y de referencia, la primera consistía en un diseño con dos capas: la inferior de SU-8 (polímero) y una capa superior de PDMS, con las dimensiones tal que los campos electromagnéticos interactúan principalmente con el fluido dentro de los canales SU-8 en lugar del PDMS. Se realizó la conexión eléctrica a cada estructura de la guía de onda coplanar. Los parámetros de dispersión se calcularon utilizando un VNA de dos puertos.

Park et al., [43], emplean el cambio de la frecuencia de resonancia para explicar el cambio del entorno dieléctrico en el área de detección. Está entendido que el aumento de la constante dieléctrica es debido a la presencia de microorganismos. El resonador eléctrico de anillo dividido utilizado en dicha investigación, ofrece una mayor sensibilidad. Por lo tanto, es posible fabricar biosensores que sean específicos para las bacterias de interés. El cambio de frecuencia de resonancia dependerá en gran medida del número de bacterias ubicados en el espacio de detección y de las constantes dieléctricas de las muestras. Las constantes dieléctricas de las bacterias (u hongos) se pueden obtener a partir de las películas utilizando la teoría del medio efectivo (modelo Maxwell-Ganett) [43].

Narang et al., [37] proponen un resonador que puede detectar cambios en el campo eléctrico como resultado de cambios en el líquido dentro del canal microfluídico; la señal eléctrica del resonador se analiza mediante un analizador vectorial de redes. Las ventajas de esta propuesta incluyen pruebas en tiempo real, sin contacto, precisas y confiables de la concentración de bacterias en una variedad de entornos y bioensayos. El análisis del campo eléctrico se realizó en dos planos perpendiculares (figura 1.4a y 1.4b) a la superficie del resonador para demostrar la distancia de penetración del campo eléctrico del sensor a la frecuencia resonante. Por lo tanto, se da a entender que la sensibilidad de la región del resonador tiene la capacidad de manejar un volumen de $0,38 \mu\text{L}$.

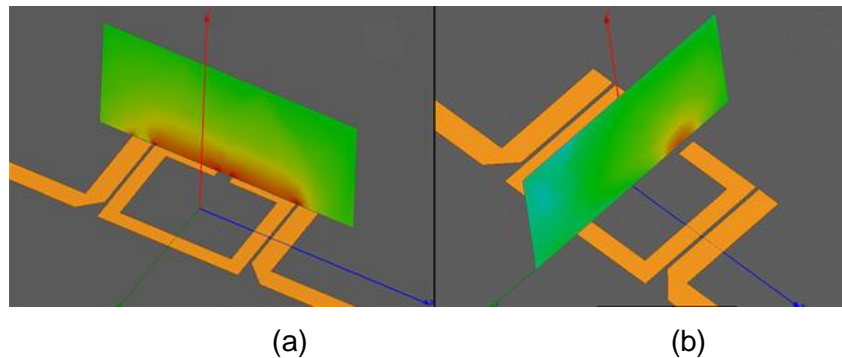


Figura 1.4 (a) simulación del campo eléctrico perpendicular al plano del sensor y a lo largo del anillo estructura, (b) simulación del campo eléctrico perpendicular al plano del sensor y a lo largo de la región sensible del sensor. (Fuente: Referencia [37])

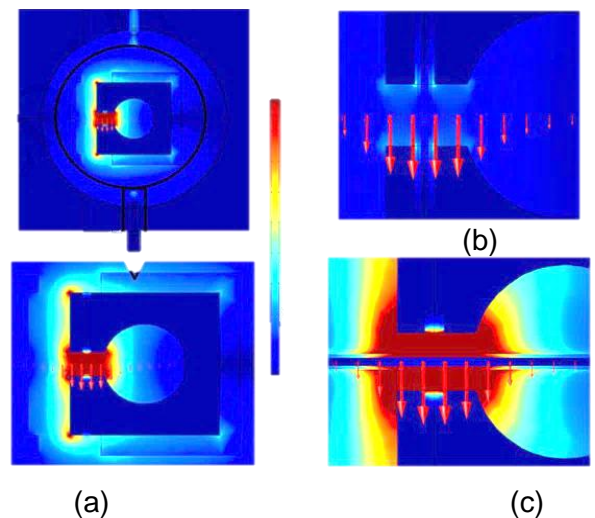


Figura 1.5 (a) Vista superior de la sección transversal del campo eléctrico (V/m) y su dirección para el anillo resonador vacío a 2,5 GHz. (b) Resultados de la simulación para el campo eléctrico (V/m) cuando está lleno de agua se introduce en el anillo resonador en las dos orientaciones, forma paralela y (c) perpendicular con respecto al campo eléctrico aplicado en el espacio de la resonancia. (Fuente: Referencia [19])

Hamzah et al., [19] introducen la muestra paralela al campo eléctrico en la región de resonancia cuya frecuencia está diseñada para ser 2.5 GHz cuando está vacío (sin una muestra de material), la simulación fue implementada en *COMSOL Multiphysics*. En el artículo, *COMSOL* se utilizó para realizar simulaciones 3D de los campos de microondas del resonador y su interacción con la muestra. Los parámetros S se simularon para agua, metanol, etanol y cloroformo usando el modelo Debye. Se utilizó puertos coaxiales para alimentar la energía electromagnética al resonador. El campo eléctrico y su dirección para el resonador vacío se muestra en la figura 1.5a en la inferior es un aumento (zoom) de la imagen, así se visualiza las líneas de campo. El campo eléctrico interno máximo se produce en la región del espacio de resonancia, la figura 1.5b corresponde a la gráfica con agua desionizada insertada en la geometría, se observa la gráfica en paralelo y en la figura 1.5c en perpendicular. A partir de esto, está claro que la máxima sensibilidad se alcanza en el primero [19].

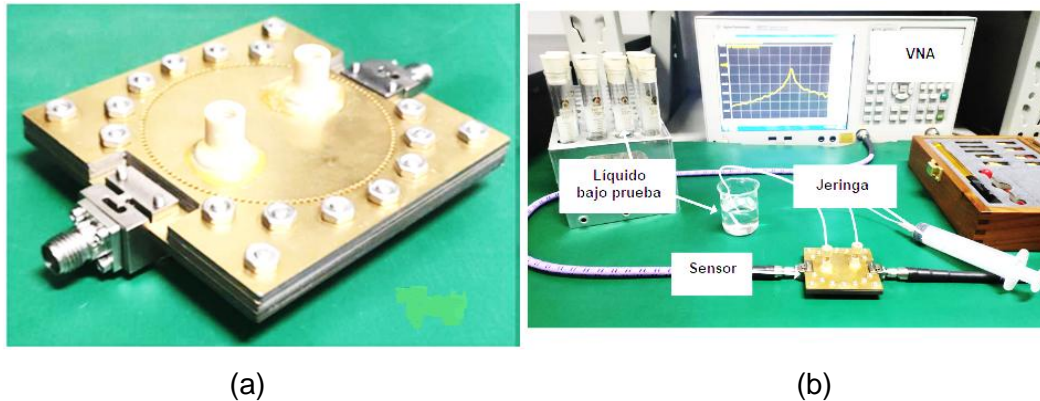


Figura 1.6 (a) Resonador con cavidad fabricado (b) Fotografía de la configuración del experimento para medir muestras líquidas. (Fuente: Referencia [11])

Chen et al., [11], implementan un resonador de cavidad reentrante (figura 1.6a) con carga de ranura en configuración de guía de onda integrada como sensor dieléctrico para medir la permitividad compleja en líquidos bajo prueba. Del mismo modo que en artículos anteriores, el sustrato microfluídico es colocado en la superficie de la ranura anular.

Tabla 1.1 Comparación de técnicas de medición y los resultados extraídos para diferentes rangos de frecuencia. (Fuente: Referencia [30])

Frequency	S parameter / measurement technique	Extracted characteristic	MUT (liquids, particles, cells ...)
0.1 GHz to 10 GHz	On-chip sensor FFT applied on Baseband signal	Complex permittivity - Permittivity imaging (matrix of patches)	Liquids - μL range
Up to 40 GHz	Transmission mode (S ₂₁) - Probe station	Relative permittivity	HEK-293 biological cells in suspension (more than 20 cells) - nL range
Up to 40 GHz	Transmission (S ₂₁) - Probe station (but also possible using SMA-connectorized)	Relative/effective permittivity	HUVEC cells in suspension in their biological medium (various concentrations and number of cells) - nL range
1 GHz to 5 GHz	Reflection and transmission (S ₁₁ and S ₂₁) modes - SMA-connectorized	Differences in terms of S ₁₁ and S ₂₁ compared to reference media	Jurkat and HEK cells (live and dead) in different cultures (from 20 cells) - nL range
Up to 8 GHz	Transmission mode (S ₂₁)	Capacitance contrast - S ₂₁ magnitude (dB) - Permittivity	Validated by 1 polystyrene particle. Measurement done using SW-620 cell line (cancerous colorectal cell line) - nL range
40 MHz to 40 GHz	Transmission mode (S ₂₁)	Capacitive and conductive contrasts	Living B lymphoma cell (1 cell) - nL range
kHz to 9 GHz	2-port sensor - S ₂₁ (trans.) for series configuration and S ₁₁ (refl.) for shunt configuration - Probe station use	Insertion loss changes - Return loss changes	Live Jurkat cell trapped by dielectrophoresis (1 cell) - nL range
0.2 GHz to 25 GHz	Reflection (S ₁₁) mode - Probe station - SMA-connectorized and spring contact probe (removable packaging)	Complex permittivity	Liquids and polystyrene particles (from 1 particle) - nL range

En comparación del estado del arte de la tabla 1.1, Mariam et al., [30] se basan en un enfoque reflexivo S_{11} , ya que solo se necesita un puerto lo que simplifica el uso del sensor. Para facilitar aún más su uso, presentan un chip empaquetado con un conector SMA asociado a sondas de contacto de resorte.

El sensor está conectado al VNA a través de coaxiales, y la jeringa bombea el líquido al canal microfluídico (figura 1.6b). Cuando el líquido llena todo el canal microfluídico y la respuesta de transmisión permanece estable, se registra la respuesta de transmisión (frecuencia y atenuación máxima). La calibración se asemeja a propuestas anteriores, las mezclas de metanol y agua, con diferentes fracciones volumétricas de agua (10%, 30%, 50%, 70% y 90%) con permitividad compleja conocida se utilizan para calibrar el modelo predictivo de permitividad compleja del sensor propuesto. La tabla 1.1 resume el estado del arte de los dispositivos microfluídicos basados en la caracterización electromagnética usando los parámetros S (S_{11} o S_{21}) de especies biológicas (líquidos, partículas, células) en un rango de ancho de banda.

Mariam et al. [30] ofrecen una mayor portabilidad con un único puerto (evitando el uso de sondas de RF) y también permite el cambio de sensor para cada análisis, manteniendo el mismo embalaje. La técnica aquí propuesta se basa en el análisis del coeficiente de reflexión (S_{11}).

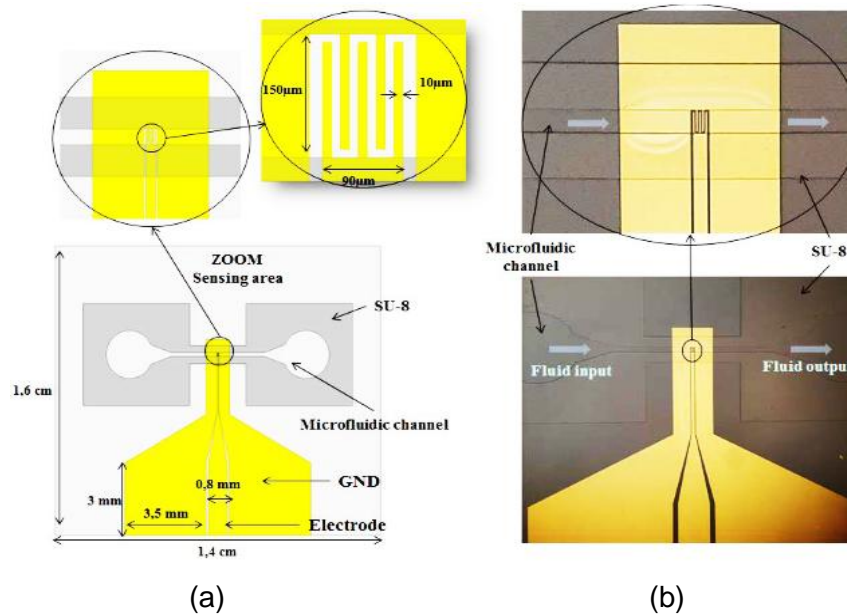


Figura 1.7 Estructura de capacitores Inter digitados en vista superior (a) Simulada y (b) fabricado. (Fuente: Referencia [30])

El microsensor propuesto se basa en un capacitor ubicado al final de la guía de onda coplanar como se ve en la figura 1.7, también se visualiza la geometría y dimensiones en físico.

La Universidad de Ingeniería y Tecnología (UTEC) viene implementando un proyecto científico que permitirá registrar en la sangre si una persona tiene células cancerígenas que circulan en el torrente sanguíneo e infectan otros órganos. Fue usado también para diagnosticar malaria y para saber si una bacteria es resistente a los antibióticos. En lugar de tener grandes equipos, tiene micro reacciones en un pequeño chip, en una pequeña lámina que puede guiar a través de micro canales esta cantidad de sangre, y a partir de ello, dar una respuesta de un diagnóstico. Cuando las células cancerosas pasan por estos túneles, se quedan atrapados en los campos magnéticos. Así pueden extraerlas y estudiarlas [16].

Con la pandemia del 2020 se comprobó una limitación importante de los ensayos actuales para la detección, deriva de una dependencia de lentos protocolos, intensidad en mano de obra y de laboratorio para el aislamiento viral, el análisis y la eliminación de materiales inhibidores. Mientras que la RT-PCR sigue siendo el estándar de oro para realizar diagnósticos clínicos para amplificar las secuencias de ARN, existe una necesidad urgente de plataformas de pruebas alternativas que sean rápidas, precisas, simples y

portátil. Ganguli A et. al. [17], demostraron la detección del ácido nucleico RT-LAMP isotérmico basada en ácido de SARS-CoV-2 con un cartucho fabricado aditivamente y un instrumento basado en teléfonos inteligentes para pruebas que se pueden realizar en el punto de recogida de la muestra.

Por otro lado, la vigilancia in situ en tiempo real no siempre es fiable y requiere mantenimiento, además de operadores calificados. Aunque en el mercado existen kits de ensayo de gama baja, su precisión analítica es generalmente baja en comparación con el análisis en el laboratorio. La vigilancia rápida y precisa de la calidad del agua es ya posible gracias a los *Lab On a Chip* basado en tecnología de microfluídica. Puede detectar trazas de micro contaminantes a concentraciones extremadamente bajas, desde tan solo una parte por mil millones y no es preciso contar con conocimientos técnicos para utilizar el analizador o interpretar los resultados [13].

1.2. Descripción de la realidad problemática

En los últimos años, los países desarrollados vienen implementando dispositivos *Lab-On-a-Chip* (LOC) de larga duración integrados en tecnología planar para análisis bioquímico, siendo múltiples las aplicaciones de alto impacto. Pueden ser fabricados con distintas técnicas como la fotolitografía y la microfabricación, empleados para la replicación de alta calidad de estos dispositivos, sin embargo, estos equipos demandan altos costos y de difícil acceso en el Perú. Las técnicas de diseño y fabricación de dispositivos microfluídicos son propuestas que se verifican en artículos académicos relacionados con la detección y el diagnóstico, siendo estas tecnologías sistemas avanzados y de alta precisión, resultando como la principal limitante en nuestro País. Es así que, en la actualidad, en el Perú existen limitaciones en técnicas de fabricación de dispositivos *LOC*. Los métodos de detección mediante *LOC* está en un proceso emergente. Si bien algunas universidades y organizaciones médicas peruanas han incorporado dispositivos médicos para sus investigaciones, la producción y caracterización de estos equipos se realiza mayormente fuera del país. Es evidente la necesidad de desarrollar capacidades locales para realizar análisis y detección en tiempo real de manera autónoma.

1.3. Formulación del problema

En la presente tesis se busca dar respuesta a la pregunta de ¿Cómo se implementaría un dispositivo que identificara patógenos en un pequeño volumen de muestra? En tal sentido medir el nivel de glucosa en volúmenes de microlitro.

1.4. Justificación e importancia de la investigación

Esta tesis propone el desarrollo de biosensores mediante el modelado numérico de líneas de transmisión sobre sustratos planos. Se utilizarán parámetros distribuidos para obtener cálculos rápidos y precisos de las características eléctricas del diseño final, con el objetivo de optimizar el desempeño de los biosensores.

Se justifica desde el punto de vista científico en vista que la propuesta plantea un diseño y fabricación de un módulo microfluídico (controlando fluidos a baja escala) [30] desarrollado completamente en nuestro país; actualmente la tecnología microfluídica viene siendo implementada fuera del Perú [16]. Con su implementación se estaría aportando a múltiples disciplinas de la ciencia como la biotecnología (células) [8] [15], medicina (sangre) [17] y agricultura (suelos y agua) [13], entre otros [42], generando interés de mayor investigación en fabricación y caracterización en aplicaciones específicas.

Se justifica también desde el punto de vista práctico, dado que la miniaturización del dispositivo permite realizar varios análisis sobre una única plataforma plana con poco volumen de muestra. Esta característica le permite ser portable, rentable y apto para ofrecer alta sensibilidad aun en zonas con escaso flujo de energía y condiciones ambientales adversas [13]. La disponibilidad inmediata del resultado permite su posprocesamiento para dar valor a la información obtenido.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Desarrollar un dispositivo microfluídico de microondas *lab-on-a-chip*, mediante técnicas factibles para producción nacional y aplicables en la caracterización de líquidos.

1.5.2. Objetivos específicos

Desarrollar un dispositivo resonante sobre una plataforma de sustrato de materiales laminados con conductores y aislantes.

Desarrollar un dispositivo microfluídico para la toma de muestras en pequeños volúmenes de líquidos.

Proponer una metodología de caracterización mediante un resonador basado en líneas de transmisión.

1.6. Hipótesis

1.6.1. Hipótesis principal

Si usamos modelado numérico de líneas de transmisión y calculamos el circuito de parámetros distribuidos de la misma, entonces se puede estimar la perturbación de la permitividad relativa efectiva de un sistema microfluídico para el análisis y caracterización de líquidos.

1.6.2. Hipótesis secundaria

Si evaluamos el desplazamiento de resonancia o variación en amplitud, entonces es posible el sensoramiento mediante microondas.

1.7. Variables e indicadores

1.7.1. Variable independiente

Las variables independientes serán los parámetros que definen el diseño del dispositivo resonante y las características de los materiales.

1.7.2. Variable dependiente

Las variables dependientes la conforman aquellos elementos que se emplean para medir la funcionabilidad del sensor y las características del dispositivo microfluídico de microondas.

1.7.3. Indicadores

Geometría del resonador y la permitividad del material.

Sensibilidad, frecuencia y amplitud de resonancia del sensor.

1.8. Unidad de análisis

Considerando la propuesta de diseñar, fabricar y caracterizar un dispositivo microfluídico de microondas mediante un método alternativo, la unidad de análisis será un dispositivo microfluídico basado en líneas de transmisión, donde la detección es mediante un resonador electromagnético empleando espectroscopia dieléctrica.

1.9. Tipo y nivel de investigación

La tesis es de tipo experimental, se evalúa y ajusta el parámetro geométrico para poder medir los efectos que tiene en el diseño y caracterización del dispositivo microfluídico de microondas. Así también, la investigación es de tipo aplicada donde se plantea una

técnica alternativa en tema de fabricación. El nivel de la tesis, propone un aporte en conocimiento en el campo de *Lab-On-a-Chip*, con limitado desarrollo en el Perú. Es poca o nula las tesis que existen en nuestro país sobre diseños y fabricación de dispositivos microfluídicos de microondas, sin embargo, en otros países, las técnicas de caracterización de estos dispositivos son presentados en revistas científicas con altos *index* por estudiantes de maestrías y/o doctorados. Los conceptos científicos de microfluidos de la presente tesis son actuales y el modelado numérico empleado es característico de un programa de estudios de posgrado.

1.10. Periodo de análisis

El periodo de análisis para el diseño, fabricación y caracterización del dispositivo microfluídico son dependientes básicamente del material a emplearse y de la geometría del mismo, razón por la cual el periodo de análisis es atemporal. Se precisa que la validez de la investigación, a saber, la técnica alternativa que se propone se valida con la detección y sensoramiento.

1.11. Fuentes de información e instrumentos utilizados

Las fuentes de información son generalmente *journals* de las principales revistas académicas relacionados con la implementación de dispositivos microfluídicos de microondas; el interés de estos artículos científicos es la de brindar una propuesta de caracterización de microelementos en aplicaciones específicas mediante alguna técnica de detección; y libros de líneas de transmisión, ingeniería electromagnética y microondas. Se utilizó la herramienta Google Académico para la búsqueda de artículos científicos respecto a la línea de investigación. Mediante el indicador *SCImago Journal Rank* se evaluó las fuentes, la influencia científica de las revistas académicas según el número de citas en otros medios o revistas de importancia.

1.12. Técnicas de recolección y procesamiento de datos

La detección se basa en cuantificar la interacción entre el campo eléctrico del dispositivo y la muestra. Al introducir la muestra en una región de alta concentración de campo eléctrico, se producen cambios en la frecuencia resonante y la amplitud de la señal. Comparando las respuestas del sistema con y sin muestra, tanto simuladas como experimentales, se valida la capacidad del dispositivo para detectar variaciones en la concentración de glucosa.

CAPITULO II

MARCO TEÓRICO

2.1. Líneas de transmisión

Básicamente una línea de transmisión se compone de dos conductores paralelos que unen una fuente con una carga, esta línea almacena la energía electromagnética, la energía se convierte de una forma a la otra a medida que pasa el tiempo. La interpretación física es que los conductores de una línea de transmisión confinan y guían un campo electromagnético (EM), la propagación de \vec{E} (campo eléctrico) y \vec{H} (campo magnético) se detalla en la figura 2.1, es conveniente precisar que el campo electromagnético contiene la energía de la señal y no la corriente en la línea. Existen líneas de transmisión de distintas características, bondades y aplicaciones, pero lo interesante es que todas ellas pueden ser analizadas matemáticamente resolviendo el mismo conjunto de ecuaciones diferenciales de Maxwell, aplicando las condiciones de frontera adecuadas [53].

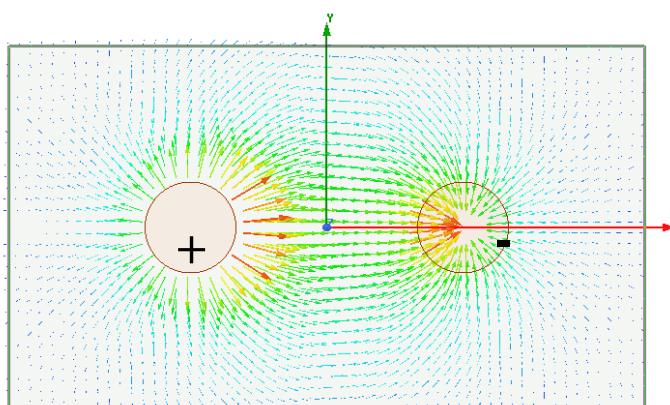


Figura 2.1 Vector de campo eléctrico sobre dos conductores.

La teoría campos indica que puede expresarse en términos de teoría de circuitos más simple, extendida para incluir circuitos distribuidos como las líneas de transmisión y conceptos como coeficientes de reflexión y parámetros de dispersión. Para ello se introdujo la notación vectorial que proporcionó una base para aplicaciones prácticas de líneas de

transmisión. Todas las aplicaciones prácticas del campo electromagnético, deben su existencia al trabajo teórico de Maxwell.

2.1.1. Ecuaciones de Maxwell

Desde un punto de vista inductivo, o axiomático, la forma general de las variables: campo eléctrico, magnético, densidad de flujo eléctrico y magnético en el tiempo se puede escribir en forma diferencial como se detalla en las ecuaciones 2.1 (a, b, c y d) [44]:

$$\nabla \times \bar{E} = \frac{-\partial \bar{B}}{\partial t} - \bar{M}, \quad (2.1a)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{J}, \quad (2.1b)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho, \quad (2.1c)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (2.1d)$$

Estas cantidades se definen como sigue:

\bar{E} Es el campo eléctrico, en voltios por metro (V/m).

\bar{H} Es el campo magnético, en amperios por metro (A/m).

\bar{D} Es la densidad de flujo eléctrico, en webers por metro cuadrado (Wb/m²)

\bar{B} Es la densidad de flujo magnético, en culombios por metro cuadrado (Coul/m²)

\bar{M} Es la densidad de corriente magnética (ficticia), en voltios por metro (V/m²)

\bar{J} Es la densidad de corriente eléctrica, en amperios por metro cuadrado (A/m²)

ρ Es la densidad de carga eléctrica, en culombios por metro cúbico (Coul/m³)

Las fuentes del campo electromagnético son las corrientes \bar{M} y \bar{J} , y ρ la densidad de carga eléctrica. La corriente magnética \bar{M} es una fuente ficticia en el sentido de que es solo una conveniencia matemática: la fuente real de una corriente magnética es siempre un bucle de corriente eléctrica o algún tipo similar de dipolo magnético, a diferencia del flujo de una carga magnética real (no se sabe que existan cargas monopolares magnéticas) [44]. En el espacio libre, las ecuaciones 2.1c y 2.1d muestran las relaciones simples que se mantienen entre las intensidades de campo eléctrico y magnético, y las densidades de carga:

$$\bar{D} = \epsilon_0 \bar{E} \quad (2.2a)$$

$$\bar{B} = \mu_0 \bar{H} \quad (2.2b)$$

donde ϵ_0 y μ_0 son la permitividad y permeabilidad del vacío. Los valores son bien conocidos para ambos casos; $\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12}$ F/m y $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m. Considerando la

ecuación 2.1c, la siguiente ecuación 2.3a establece que la carga se conserva, o que la corriente es continua, ya que $\nabla \cdot \bar{J}$ representa la salida de corriente en un punto dado, $\frac{\partial \rho}{\partial t}$ representa la acumulación de carga con el tiempo en el mismo punto. En un material con conductividad σ , en la conducción existirá una densidad de corriente, ecuación 2.3b [44]:

$$\nabla \cdot \bar{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (2.3a)$$

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} \quad (2.3b)$$

Siendo σ la capacidad de un material para transportar corriente eléctrica. La ecuación 2.3a es una ecuación diferencial parcial que involucra la divergencia de un campo vectorial (\bar{J}) y la derivada parcial respecto al tiempo de un campo escalar ($\frac{\partial \rho}{\partial t}$), estableciendo que la suma de ambos es igual a cero. Es una forma de la ley de conservación de carga en electromagnetismo. $\bar{J} = \sigma \bar{E}$, es una expresión algebraica que relaciona el campo vectorial (\bar{J}) con otro campo vectorial (\bar{E}), siendo sigma la constante de proporcionalidad. Representa la ley de Ohm en su forma microscópica, que describe cómo el campo eléctrico genera una densidad de corriente en un material conductor con conductividad (σ).

2.1.2. La ecuación de onda

En una región homogénea, isotrópica, lineal y libre de fuentes, las ecuaciones rotacionales de Maxwell en forma de fasor son:

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H} \quad (2.4a)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E} \quad (2.4b)$$

Como tal, se pueden resolver ya sea para \bar{E} o \bar{H} . Tomando el rotacional de 2.4a y usando 2.4 b se obtiene: $\nabla \times \nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\nabla \times \bar{H} = \omega^2\mu\epsilon\bar{E}$. Este resultado se puede simplificar mediante el uso de la identidad vectorial $\nabla \times \nabla \times \bar{N} = \nabla(\nabla \cdot \bar{N}) - \nabla^2\bar{N}$, que es válida para las componentes rectangulares de un vector arbitrario \bar{N} .

$$\nabla^2\bar{E} + \omega^2\mu\epsilon\bar{E} = 0, \quad (2.5a)$$

Porque $\nabla \cdot \bar{E} = 0$ en una región sin fuente. La ecuación 2.5a es la ecuación de onda o ecuación de Helmholtz, para \bar{E} . Una ecuación idéntica para \bar{H} se puede derivar de la misma manera:

$$\nabla^2 \bar{H} + \omega^2 \mu \epsilon \bar{H} = 0, \quad (2.5b)$$

Una constante $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ es el número de onda (también conocida como constante de fase o constante de propagación) del medio, la cual llena la línea de transmisión o la región de la guía de ondas, donde: ϵ , es la permitividad, viene a ser la capacidad de polarización del material bajo la acción de un campo externo, es decir, si el material es fácilmente polarizado o no, μ es la permeabilidad magnética, representa el grado de magnetización de un material en respuesta a un campo magnético y ω es la frecuencia angular de la onda en rad/seg. Los materiales se suelen caracterizar especificando la permitividad relativa (que se detalla en el siguiente apartado), ϵ_r , con $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$, y la tangente de pérdida a cierta frecuencia. La pérdida puede ser fácilmente introducida reemplazando lo real con un complejo $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_r \epsilon_0 (1 - j \tan \delta)$. La tangente de pérdida también es una cantidad (adimensional) de interés, definida como [44].

$$\tan \delta = \frac{\omega \epsilon'' + \sigma}{\omega \epsilon'}, \quad (2.6)$$

Para cualquier material por lo general se especifica la tangente de pérdidas eléctricas ($\tan \delta$, adimensional) y su conductividad con σ en s/m (siemens por metro). Los materiales pueden ser considerados dieléctricos o conductores, en su composición contienen partículas cargadas, y cuando estos materiales están expuestos a campos electromagnéticos, sus partículas interactúan con los vectores de campo electromagnético, produciendo corrientes y modificando la propagación de ondas electromagnéticas en estos medios con respecto al espacio libre.

2.1.3. Corriente superficial

El término de campo eléctrico cambiante, Maxwell se refería como la corriente de desplazamiento. Esta era una analogía con un material dieléctrico. Si se coloca un material dieléctrico en un campo eléctrico, las moléculas se distorsionan y sus cargas positivas se mueven ligeramente hacia la derecha, por ejemplo, las cargas negativas ligeramente hacia la izquierda. Ahora considere lo que le sucede a un dieléctrico en un campo eléctrico creciente. Las cargas positivas se desplazarán hacia la derecha en una distancia cada vez mayor, por lo que, mientras el campo eléctrico aumenta en fuerza, estas cargas se están moviendo: en realidad hay una corriente de desplazamiento. (Mientras tanto, las cargas negativas se mueven hacia el otro lado, pero esa es una corriente en la misma dirección, por lo que se suma al efecto del movimiento de las cargas positivas). Esta es la razón por

la cual el término de campo eléctrico cambiante a menudo se denomina corriente de desplazamiento, y en la ley de Ampere (generalizada) simplemente se suma a la corriente real, para dar la cuarta y última ecuación de Maxwell.

En la sección 2.1.1 se precisó la forma diferencial de las ecuaciones de Maxwell (en general), ahora se introduce variables específicas como las densidades de corrientes involucradas. La figura 2.2a nos muestra que la densidad de corriente eléctrica, \bar{J}_i puede verse como la fuente de corriente que genera la densidad de corriente de conducción \bar{J}_c a través de la resistencia y la densidad de corriente de desplazamiento \bar{J}_d a través del material dieléctrico del capacitor, la fuente de voltaje está conectada a un alambre que, a su vez, se envuelve alrededor de un núcleo magnético de alta permeabilidad. La fuente de tensión puede ser visto (figura 2.2b) como la densidad de corriente magnética impresa que genera el desplazamiento de densidad de corriente magnética a través del material magnético del núcleo [7], tales ecuaciones se pueden reescribir como:

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{M}_i - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\bar{M}_i - \bar{M}_d = -\bar{M}_t, \quad (2.7a)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}_i + \bar{J}_c + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \bar{J}_{ic} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \bar{J}_{ic} + \bar{J}_d = \bar{J}_t, \quad (2.7b)$$

Considerando que:

$$\bar{J}_{ic} = \bar{J}_i + \bar{J}_c, \quad (2.8a)$$

$$\bar{J}_d = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}, \quad (2.8b)$$

$$\bar{M}_d = \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \quad (2.8c)$$

Las definiciones y las unidades de las cantidades son:

\bar{J}_i : densidad de corriente eléctrica impresa (fuente) (A/m²)

\bar{J}_c : densidad de corriente eléctrica de conducción (A/m²)

\bar{J}_d : densidad de corriente eléctrica de desplazamiento (A/m²)

\bar{M}_i : densidad de corriente magnética impresa (fuente) (V/m²)

\bar{M}_d : densidad de corriente de desplazamiento magnético (V/m²)

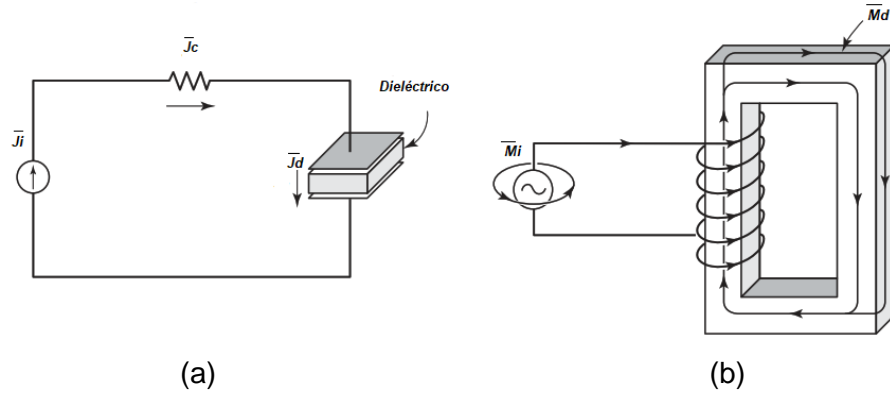


Figura 2.2 Circuitos con densidades de corriente eléctrica y magnética. (a) Densidad de corriente eléctrica. (b) densidad de corriente magnético. (Fuente: Referencia [7])

Finalmente, la densidad de corriente de conducción está relacionada en el dominio del tiempo con la intensidad del campo eléctrico:

$$\bar{J}_c = \sigma \bar{E}, \quad (2.9)$$

Como se indicó anteriormente σ es la conductividad variable del medio (en el tiempo) y en el espacio libre $\sigma = 0$. La ley de Ohm para una resistencia (o una conductancia G), establece que la caída de voltaje v_R a través de una resistencia R es igual al producto de la resistencia R y la corriente i_R fluyendo a través de él ($V_R = R \cdot I_R$ o $I_R = V_R / R = G \cdot V_R$). La ley de Ohm de la teoría de circuitos es un caso especial de la relación constitutiva dada por ecuación 2.9. La relación de Campo: $\bar{J}_c = \sigma \bar{E}$ describe cómo la densidad de corriente en un material conductor es directamente proporcional a la conductividad eléctrica del material y al campo eléctrico aplicado.

$$\text{Relación de Circuito: } i_R = \frac{1}{R} v_R = G v_R, \quad (2.10)$$

Esta fórmula establece que la corriente a través de un resistor (i_R) es igual al producto de la conductancia (G) y el voltaje a través del resistor (v_R). La conductancia es el inverso de la resistencia.

2.1.4. Materiales

2.1.4.1. Sustratos y dieléctricos

Los dieléctricos (aislantes) son materiales cuyas cargas dominantes en átomos y moléculas están unidas cargas negativas y positivas que se mantienen en su lugar por

fuerzas atómicas y moleculares, y no son libres para viajar. Por lo tanto, los dieléctricos ideales no contienen cargas libres (como en los conductores), y sus átomos y moléculas son macroscópicamente neutros, en la figura 2.3a se observa un átomo común sin presencia de algún campo (con centroide que representa la carga positiva). Cuando un material se somete a un campo eléctrico estático \vec{E} , los centroides de las cargas positivas y negativas son desplazados entre sí formando un dipolo eléctrico lineal de igual carga Q (en coulombs) cuyos centroides se desplazan vectorialmente la distancia L_i , ver figura 2.3b y 2.3c [7].

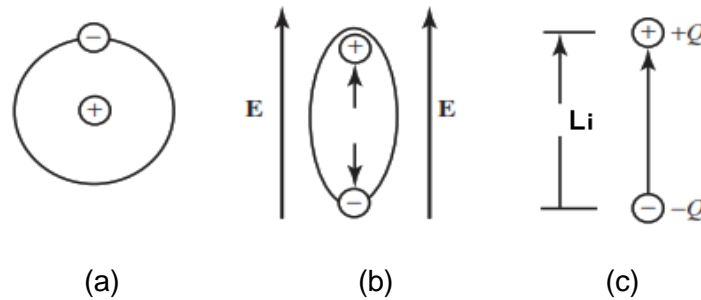


Figura 2.3 (a) Ausencia de campo aplicado. (b) Bajo un campo aplicado. (c) Dipolo entre dos cargas opuestas de igual magnitud Q . (Fuente: Referencia [7])

La presencia de todos los dipolos eléctricos se explica introduciendo un vector de polarización. La polarización que se menciona, es provocada por el alineamiento de los dipolos del material, la cual es función directa de la frecuencia de los campos cuando éstos son aplicados y comienzan a alternar en polaridad.

2.1.4.2. La permitividad relativa

La permitividad relativa (o constante dieléctrica), es la relación de la permitividad del dieléctrico respecto al del espacio libre, es decir, se toma su valor absoluto dividido por la permitividad del vacío convirtiéndose en una cantidad adimensional, y se expresa como ϵ_r .

$$\epsilon_r = \left| \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \right| = \epsilon' - j\epsilon'', \quad (2.11)$$

La parte real ϵ'_r en la práctica representa la densidad de energía de microondas que se encuentra en el interior del material, mientras que la parte imaginaria ϵ''_r representa la pérdida o absorción del material, conforme la onda electromagnética se desplaza por el material, la fricción por el movimiento de la polarización hace que la potencia de la onda se disipe en forma de calor. Así, la constante dieléctrica de un material es un parámetro que

indica (en comparación con el espacio libre) la capacidad relativa de almacenamiento de carga (energía), a más grande su valor, mayor es su capacidad para almacenar carga.

Tabla 2.1 Constantes dieléctricas y tangentes de pérdida de materiales dieléctricos típicos. (Fuente: Referencia [7])

Material	ϵ'_r	$\tan \delta$	Material	ϵ'_r	$\tan \delta$
Air	1.0006		Pyrex glass	4	6×10^{-4}
Alcohol (ethyl)	25	0.1	Quartz (fused)	3.8	7.5×10^{-4}
Aluminum oxide	8.8	6×10^{-4}	Rubber	2.5–3	2×10^{-3}
Bakelite	4.74	22×10^{-3}	Silica (fused)	3.8	7.5×10^{-4}
Carbon dioxide	1.001		Silicon	11.8	
Germanium	16		Snow	3.3	0.5
Glass	4–7	1×10^{-3}	Sodium chloride	5.9	1×10^{-4}
Ice	4.2	0.1	Soil (dry)	2.8	7×10^{-2}
Mica	5.4	6×10^{-4}	Styrofoam	1.03	1×10^{-4}
Nylon	3.5	2×10^{-2}	Teflon	2.1	3×10^{-4}
Paper	3	8×10^{-3}	Titanium dioxide	100	15×10^{-4}
Plexiglas	3.45	4×10^{-2}	Water (distilled)	80	4×10^{-2}
Polystyrene	2.56	5×10^{-5}	Water (sea)	81	4.64
Porcelain	6	14×10^{-3}	Wood (dry)	1.5–4	1×10^{-2}
Pyrex glass	4	6×10^{-4}			

Los valores típicos de la tangente de pérdida para algunos materiales son enumerados en la tabla 2.1, también están los valores de constantes dieléctricas de algunos materiales prominentes [7]. El material también puede ser clasificado como buenos dieléctricos o buenos conductores, donde la relación de la conductividad con la tangente de pérdida está dada en la ecuación 2.6.

2.1.5. Línea de transmisión *microstrip*

Una línea *microstrip* consta de un solo plano de tierra y una tira abierta de conducción separados por un sustrato dieléctrico. En la figura 2.4 se exhibe la geometría de este tipo de línea, t viene a ser el espesor del *microstrip* y su ancho es denotado por W , el espesor del sustrato es h .

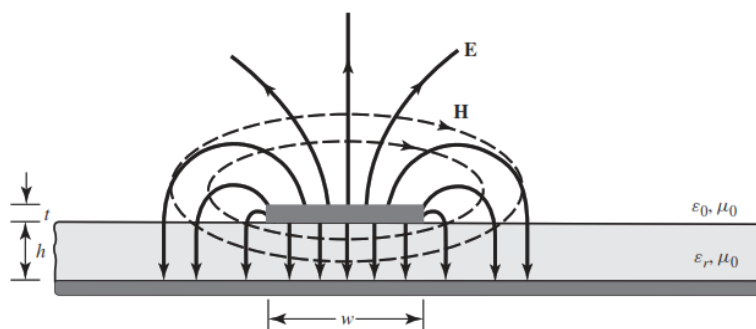


Figura 2.4 Parámetros de una línea *microstrip*. (Fuente: Referencia [7])

Debido a que la parte superior de la microcinta suele estar expuesta, algunas de las líneas de campo marginales estarán en el aire mientras que otros residirán dentro del sustrato. Por lo tanto, en general, la microcinta puede pensarse como una línea compuesta por un dieléctrico homogéneo cuyo dieléctrico total constante es mayor que la del aire, pero menor que la del sustrato. La constante dieléctrica global es generalmente conocida como la constante dieléctrica efectiva. A bajas frecuencias, los parámetros característicos de la *microstrip* se pueden encontrar utilizando las siguientes expresiones [7]:

$$\frac{W}{h} \leq 1$$

$$z_c(0) = z_c(f = 0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(0)}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right], \quad (2.12a)$$

$$\epsilon_{\text{reff}}(0) = \epsilon_{\text{reff}}(f = 0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} + 0.04 \left[1 - \frac{W}{h} \right]^2 \right\}, \quad (2.12b)$$

$$\frac{W}{h} > 1$$

$$z_c(0) = z_c(f = 0) = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right]}, \quad (2.13a)$$

$$\epsilon_{\text{reff}}(0) = \epsilon_{\text{reff}}(f = 0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \quad (2.13b)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left[\frac{\epsilon_r}{2} \right]^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right] \quad (2.14a)$$

$$u = \frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.14b)$$

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.14c)$$

ϵ_{reff} y w representan la constante dieléctrica efectiva y el ancho de la línea, respectivamente. La longitud de onda en el sustrato dieléctrico (λ_d) para la frecuencia de trabajo deseada puede ser simplemente derivado de la longitud de onda en el espacio libre (λ_0) usando la ecuación 2.14c [33].

2.1.5.1. Carta de Smith

La Carta de Smith permite visualizar de manera intuitiva las propiedades de las impedancias y las reflexiones en un plano complejo. Una línea de transmisión de longitud L , caracterizada por γ y Z_0 , conectada a una carga Z_L . Al mirar dentro de la línea, el

generador ve la línea con la carga como una impedancia de entrada Z_{in} , teniendo la intención la de determinar la impedancia de entrada y la relación de onda estacionaria (SWR) podemos relacionar mediante las ecuaciones [48].

$$Z_{in} = Z_0 \left[\frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \right] \text{ (con pérdidas)} \quad (2.15a)$$

$$Z_{in} = Z_0 \left[\frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \right] \text{ (sin pérdidas)} \quad (2.15b)$$

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.15c)$$

$$z = r + jx \quad (2.16)$$

Cuando se trata de impedancias en la carta de Smith, generalmente se usan cantidades normalizadas, que se denotará con la letra minúscula z , en este caso, la constante de normalización suele ser la característica de la impedancia de la línea de transmisión. Por lo tanto, $z = \frac{Z_L}{Z_0}$ representa la versión normalizada de la impedancia Z_L , se representa con valor complejo (ecuación 2.16).

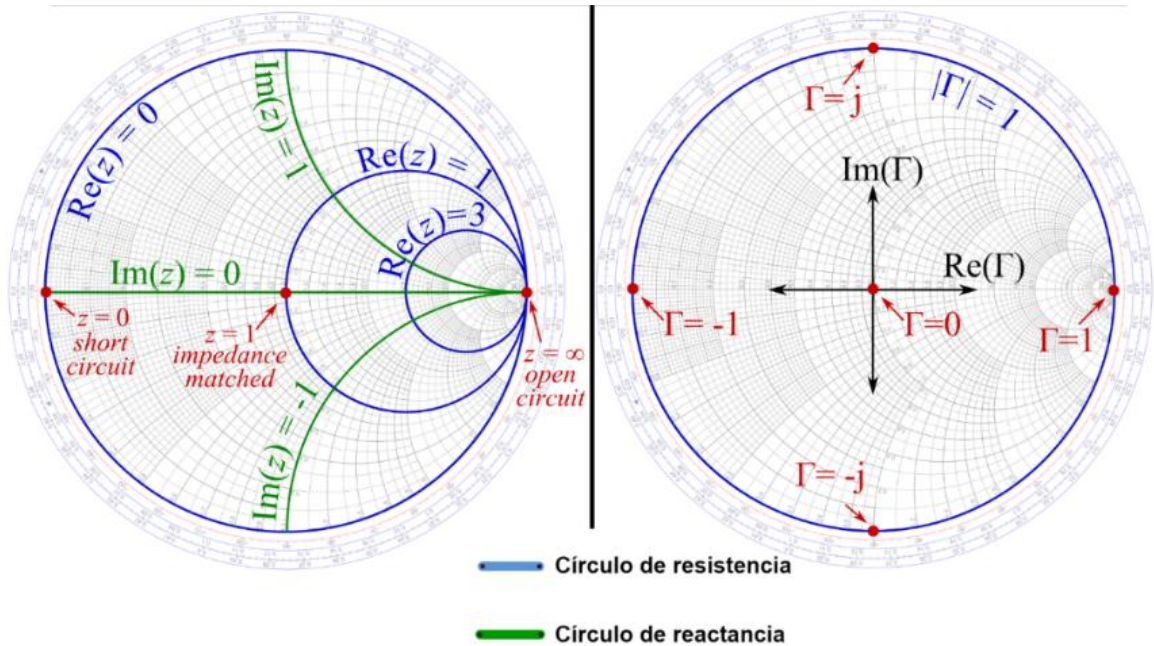


Figura 2.5 Ubicación de la impedancia normalizada y coeficiente de reflexión en la Carta de Smith.

La parte real de la impedancia es la resistencia y la parte imaginaria es la reactancia. En la figura 2.5, los círculos representan la ubicación correspondiente al valor de la parte resistiva (azul) y el valor de la reactancia (verde) de la impedancia normalizada de la línea.

El gráfico de la izquierda representa el círculo de resistencia y el círculo de reactancia. Las líneas verdes y azules indican los valores de resistencia y reactancia, respectivamente. Etiquetas como $z = 0$ cortocircuito, $z = 1$ coincidencia de impedancia y $z = \infty$ circuito abierto se encuentran en el gráfico. Las líneas radiales están etiquetadas con valores como $\text{Re}(z) = 0$, $\text{Im}(z) = 0$. El gráfico de la derecha corresponde a la reactancia y está relacionada con valores $\text{Re}(\Gamma)$ e $\text{Im}(\Gamma)$. Se detalla puntos importantes como las etiquetas para $|\Gamma| = 1$, $|\Gamma| = 0$ y $|\Gamma| = \infty$. En una línea de transmisión la amplitud de la onda de voltaje reflejada normalizada a la amplitud de la onda incidente, la onda de tensión se define como el coeficiente de reflexión de la tensión. Si una línea sin pérdidas de impedancia característica Z_0 termina con una impedancia de carga Z_L , el coeficiente de reflexión en la carga se puede escribir a partir de 2.17a como la ecuación de 2.17b [44].

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (2.17a)$$

$$\Gamma = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} = |\Gamma|e^{j\theta}, \quad (2.17b)$$

Con base en estas propiedades importantes, la carta de Smith se puede usar para determinar, entre otras cosas: $\Gamma = |\Gamma| \angle \theta_\Gamma$, SWR , Z_{in} o Y_{in} y Las ubicaciones de V_{max} y V_{min} conociendo Z_0 , Z_L , λ , y la longitud de la línea.

2.1.5.2. Equivalente circuital

Una línea tiene una representación de circuito que combina inductancias, capacitancias, conductancias y resistencias, cuyos valores dependen de la geometría de la línea y propiedades del material. La variación periódica del campo \vec{E} Transfiere energía del campo electromagnético a las vibraciones mecánicas. R se debe a la pérdida óhmica en el metal, L describe la capacidad de almacenar energía magnética y es principalmente una función de la geometría [53].

Independientemente de la estructura real, un segmento de línea de transmisión uniforme (es decir, una línea con sección constante a lo largo de su longitud) con segmento longitudinal diferencial (Δz) como se muestra en la figura 2.6a, puede analizarse satisfactoriamente sobre la base de voltajes y corrientes que puede representarse mediante un circuito como se ve en la figura 2.6b, donde, R y L depende directamente de la línea de conducción, C y G de las propiedades del dieléctrico:

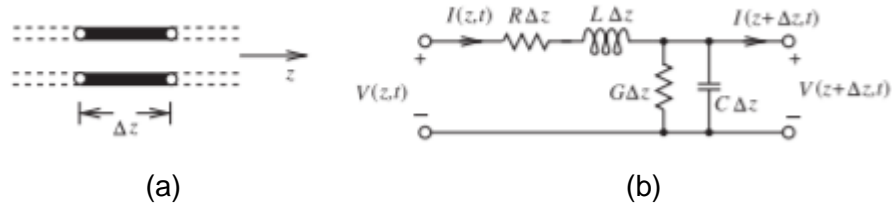


Figura 2.6 Segmento de línea de transmisión: (a) de longitud Δz ; y (b) modelo de elementos agrupados. (Fuente: Referencia [53])

Una longitud finita de línea de transmisión puede verse como una cascada de secciones de la forma que se muestra en la figura 2.5b, en dicho circuito, se puede aplicar la ley de voltaje de Kirchhoff planteado como [44]:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0, \quad (2.18a)$$

y la ley de corriente de Kirchhoff conduce a la ecuación:

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0, \quad (2.18b)$$

Dividiendo las dos ecuaciones anteriores por Δz y tomando el límite cuando Δz tiende a cero resulta las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}, \quad (2.19a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}, \quad (2.19b)$$

Estas son la forma de las ecuaciones de la línea de transmisión en el dominio del tiempo, también conocidas como ecuaciones de telégrafo. Para el estado estacionario (sinusoidal), con fasores basados en el coseno, 2.19a y 2.19b pueden simplificarse como:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z), \quad (2.20a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z), \quad (2.20b)$$

Estas dos últimas ecuaciones se pueden resolver simultáneamente para dar ecuaciones de onda para voltaje y corriente:

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0, \quad (2.21a)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0, \quad (2.21b)$$

donde:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (2.22)$$

es la constante de propagación (compleja), que es una función de la frecuencia de onda. Las soluciones a una onda que se propaga (ecuación 2.18) se pueden reescribir como:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.23a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.23b)$$

El término $e^{-\gamma z}$ representa la propagación de la onda en la dirección +z, y la dirección $e^{\gamma z}$ representa la propagación de la onda en la dirección -z. Aplicando 2.23b al voltaje de 2.23a da la corriente en la línea:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}), \quad (2.24a)$$

Realizando la comparación con la ecuación 2.21 muestra que una impedancia característica, Z_0 , se puede definir como: $Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$. La relación con el voltaje y corriente en la línea es:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-}, \quad (2.25)$$

también se puede reescribir como:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z}, \quad (2.26)$$

Convirtiendo al dominio del tiempo, el voltaje se puede expresar en forma de onda:

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z}, \quad (2.27)$$

donde ϕ^\pm es el ángulo de fase de la tensión compleja V_0^\pm . La longitud de onda sobre la línea es: $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$ y la velocidad de fase $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f$.

2.1.5.3. Condiciones de contorno

Las ecuaciones de Maxwell en forma integral proporcionan la mayor formulación conveniente para la derivación de las condiciones de contorno. Considerando una interfaz plana entre dos medios, las ecuaciones de Maxwell en forma integral se pueden usar para deducir condiciones que involucran los campos normal y tangencial en esta interfaz [44].

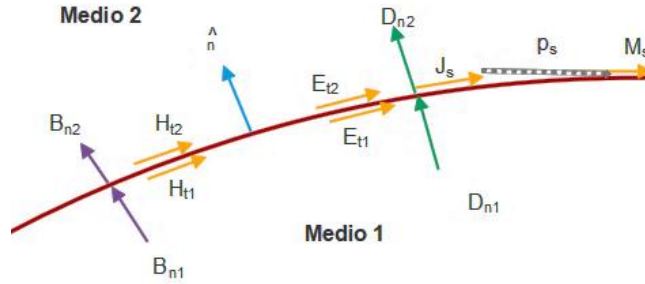


Figura 2.7 Campos, corrientes y superficial entre dos medios.

En la figura 2.7, se representan dos medios, medio 1 y medio 2. Las variables incluyen componentes de campos magnéticos (B_n), intensidad de campos magnéticos (H_t) y, campos eléctricos transversales (E_t), desplazamiento eléctrico normal (D_n), densidad de corriente superficial (J_s), densidad de carga superficial (σ_s), y una flecha que indica la dirección normal a la interfaz entre los medios. En medios de conductividad finita inicialmente, consideremos una interfaz entre dos medios, como se muestra en la figura 2.7, a lo largo de la cual no hay cargas ni fuentes [44]. Estas condiciones se detallan en la figura 2.8 y se van a cumplir siempre que ninguno de los dos medios sea un conductor perfecto o que las fuentes reales no estén colocadas allí. En un punto dado a lo largo de la interfaz, elijamos una caja rectangular cuyo límite se denota por C_0 y su área por S_0 . El sistema de coordenadas x, y, z se elige para representar la geometría local del rectángulo aplicando la ecuación de Maxwell con $\bar{M}_i = 0$, en el rectángulo a lo largo de C_0 y en S_0 , tenemos [7]:

$$\oint_{C_0} \bar{E} \cdot d\mathbf{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_0} \bar{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.28)$$

De la figura 2.8, a medida que la altura Δy del rectángulo se acorta progresivamente, el área S_0 también se vuelve cada vez más pequeño, de modo que las contribuciones de la integral de superficie en la ecuación 2.28 son insignificantes. En adición, las

contribuciones de la integral de línea a lo largo de Δy también son mínimas, de modo que en el límite ($\Delta y \rightarrow 0$), la ecuación 2.28 se reduce a:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{E}}_1 \cdot \hat{\mathbf{a}}_x \Delta x - \bar{\mathbf{E}}_2 \cdot \hat{\mathbf{a}}_x \Delta x &= 0 \\ \bar{E}_{t1} - \bar{E}_{t2} &= 0 \Rightarrow \bar{E}_{t1} = \bar{E}_{t2} \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\hat{\mathbf{n}} \times (\bar{\mathbf{E}}_2 - \bar{\mathbf{E}}_1) = 0 \quad \sigma_1, \sigma_2 \text{ son finitas} \quad (2.30)$$

En la ecuación 2.29, t_1 y t_2 señalan, respectivamente, las componentes tangenciales del campo eléctrico en medios 1 y 2 a lo largo de la interfaz. Tanto en la ecuación 2.29 como en 2.30 establecen que las componentes tangenciales del campo eléctrico a través de una interfaz entre dos medios, sin densidades de corriente magnética impresa a lo largo del límite de la interfase, son continuas [7].

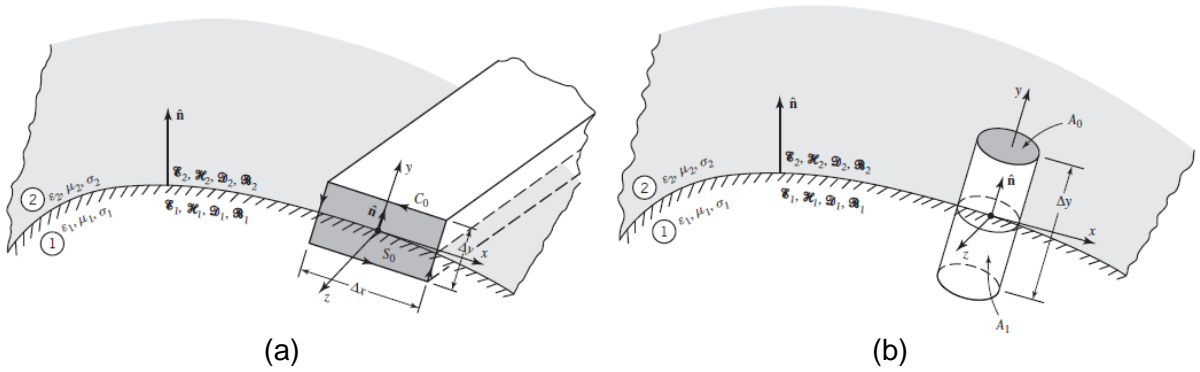


Figura 2.8 Geometría para condiciones de contorno de componentes tangenciales y normales. (a) Tangencial. (b) Normales. (Fuente: Referencia [7])

Los medios 1 y 2 son caracterizados, respectivamente, por los parámetros constitutivos $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ y $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$, ver figura 2.8. Usando un procedimiento similar en el mismo rectángulo, pero para campo magnético, asumiendo $\bar{\mathbf{J}}_i = 0$, podemos escribir eso como:

$$\bar{H}_{t1} - \bar{H}_{t2} = 0 \Rightarrow \bar{H}_{t1} = \bar{H}_{t2} \quad (2.31a)$$

$$\hat{\mathbf{n}} \times (\bar{\mathbf{H}}_2 - \bar{\mathbf{H}}_1) = 0 \quad \sigma_1, \sigma_2 \text{ son finitas} \quad (2.31b)$$

que establecen que las componentes tangenciales del campo magnético a través de una interfaz entre los dos medios, ninguno de los cuales es un conductor perfecto, son continuos. Esta relación también se cumple si ambos medios poseen conductividad finita. Las ecuaciones 2.30 y 2.31b deben modificarse si de los dos medios existe un conductor perfecto o si hay densidades de corriente impresas (fuente) a lo largo la interfaz.

Para derivar estas relaciones, consideremos la geometría de la figura 2.8b donde se elige un contorno cilíndrico en un punto dado a lo largo de la interfaz. Si no hay cargas a lo largo de la interfaz, que es el caso cuando no hay ninguna fuente o cualquiera de los dos medios no es un conductor perfecto, se tendría [7]:

$$\oint_{A_0, A_1} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = 0 \quad (2.32)$$

A medida que la altura Δy del cilindro se acorta progresivamente, el área circunferencial total A_1 también se vuelve cada vez más pequeño, de modo que las contribuciones a la integral de superficie de la ecuación 2.32 por A_1 son despreciables. Así se puede escribir, el límite como $\Delta y \rightarrow 0$, la contribución de la densidad de flujo eléctrico tangencial a través de las paredes laterales es cero, entonces reduciendo se llega a [7]:

$$\begin{aligned} \bar{D}_2 \cdot \hat{a}_y A_0 - \bar{D}_1 \cdot \hat{a}_y A_0 &= 0 \\ \bar{D}_{n2} - \bar{D}_{n1} &= 0 \Rightarrow \bar{D}_{n2} = \bar{D}_{n1} \end{aligned} \quad (2.33a)$$

Simplificando

$$\hat{n} \cdot (\bar{D}_2 - \bar{D}_1) = 0 \quad \sigma_1, \sigma_2 \text{ son finitas} \quad (2.33b)$$

Si consideramos ρ_s (densidad de carga superficial) en la interfaz. En forma vectorial, podemos escribir:

$$\hat{n} \cdot (\bar{D}_2 - \bar{D}_1) = \rho_s, \quad (2.34a)$$

$$\hat{n} \cdot \bar{B}_2 = \hat{n} \cdot \bar{B}_1, \quad (2.34b)$$

En la ecuación 2.33, n_1 y n_2 representan, respectivamente, las componentes normales de la densidad de flujo eléctrico en los medios 1 y 2 a lo largo de la interfaz. Tanto en la ecuación 2.33a como en 2.33b establecen que los componentes normales de la densidad de flujo eléctrico a través de una interfaz entre dos medios, ambos imperfectos conductores eléctricos y donde no hay fuentes, son continuos [7]. Esta relación también se cumple si uno o ambos medios poseen conductividad finita. En términos de las intensidades de campo eléctrico, las ecuaciones 2.33b y 2.34b se pueden escribir como:

$$\hat{n} \cdot (\epsilon_2 \bar{E}_2 - \epsilon_1 \bar{E}_1) = 0 \quad \sigma_1, \sigma_2 \text{ son finitas} \quad (2.35)$$

que establecen que las componentes normales de la intensidad del campo eléctrico a través de una interfaz son discontinuas. Usando un procedimiento similar en el mismo cilindro, pero para densidad de flujo magnético sin cargas a lo largo del interfaz, podemos escribir que:

$$\bar{B}_{n2} - \bar{B}_{n1} = 0 \Rightarrow \bar{B}_{n2} = \bar{B}_{n1} \quad (2.36a)$$

$$\hat{n} \cdot (\bar{B}_2 - \bar{B}_1) = 0 \quad (2.36b)$$

En términos de las intensidades del campo magnético, las ecuaciones 2.36a y 2.36b se pueden escribir como:

$$\hat{n} \cdot (u_2 \bar{H}_2 - u_1 \bar{H}_1) = 0, \quad (2.37)$$

que establecen que las componentes normales de la intensidad del campo magnético a través de una interfaz son discontinuas. Las variaciones de los vectores de campo a través de dichos límites (interfaces) están relacionados con las distribuciones discontinuas de cargas y corrientes por lo que normalmente se conoce como las condiciones de contorno [7].

2.2. Microfluídica

Un fluido puede definirse como una sustancia, que contiene partículas que se desplazan y cambian fácilmente su posición relativa sin una separación de su masa y que ceden fácilmente a la presión. Sin embargo, puede ser más técnicamente establecer, en comparación con los sólidos, como una sustancia que se deforma continuamente [26].

La microfluídica es la ciencia que estudia el comportamiento del flujo de fluidos a través y alrededor de estructuras a microescala. A esta escala, los flujos se comportan de manera diferente, las fuerzas de inercia se vuelven más pequeñas en comparación con los efectos de superficie. Los efectos de la fricción, las fuerzas electrostáticas y las fuerzas viscosas aumentan con la disminución del tamaño del dispositivo microfluídico [32]. Entonces, los fluidos se pueden caracterizar por las propiedades del fluido y estos pueden resumirse con las propiedades constitutivas (aquellas que dependan de la naturaleza de las partículas), por ejemplo, la viscosidad, densidad, conductividad eléctrica, etc. Existen también propiedades que pueden depender de la interacción del fluido y el canal por el que fluye, como la tensión superficial o el coeficiente de acomodación superficial [38]. En tal sentido, la microfluídica representa los sistemas que procesan o manipulan cantidades pequeñas de fluidos, usando canales con dimensiones milimétricas (figura 2.9a).

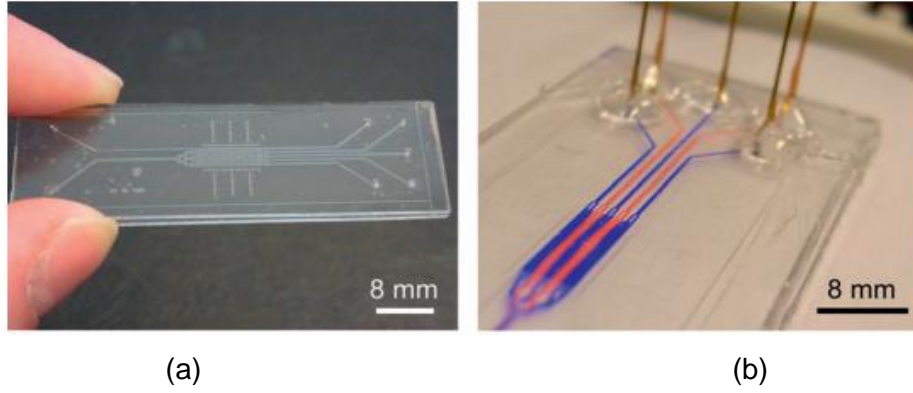


Figura 2.9 (a) Dispositivo microfluídico que presenta una red de microcanales en los que se pueden manipular los fluidos. (b) Flujo laminar de tintas roja y azul dentro de un dispositivo microfluídico. (Fuente: Referencia [57])

Se dice que un flujo de fluido es laminar cuando las fuerzas viscosas dominan la inercia. Cuando este es el caso, las turbulencias no pueden desarrollarse y las líneas de flujo de fluido son, al menos localmente, paralelas (figura 2.9b). Uno puede imaginárselo considerando que el flujo es localmente laminado, lo que significa que la mezcla generalmente ocurre por difusión molecular (transferencia o desplazamiento de moléculas) y las pequeñas distancias dentro de los canales de microfluidos permiten una mezcla completa en segundos o minutos, así se impulsan aspectos para un proceso de análisis, desde el muestreo hasta la detección. En tal sentido, la máxima sensibilidad que puede tener un sensor es limitada por la concentración de análisis en una muestra. La relación entre el volumen de muestra V y la concentración de analito A_i viene dada por [38]:

$$V = \frac{1}{\eta_s N_A A_i}, \quad (2.38)$$

donde η_s es la eficiencia del sensor ($0 < \eta_s < 1$), N_A es el número de Avogadro y A_i es la concentración de analito i . La ecuación 2.38 demuestra que el volumen de la muestra o el tamaño del dispositivo de microfluidos está determinado por la concentración del analito deseado [38], este concepto se ilustra en la figura 2.10. Los ensayos de química clínica humana comunes requieren concentraciones de analito entre 10^{14} y 10^{21} copias por mililitro. El rango de concentración para un inmunoensayo típico es de 10^8 a 10^{18} copias por mililitro. Los ensayos con sonda de ácido desoxirribonucleico (ADN) para moléculas genómicas, bacterias infecciosas o partículas de virus requieren un rango de concentración de 10^2 a 10^7 copias por mililitro. La química clínica con una concentración de analito

relativamente alta permite reducir el volumen de la muestra hasta el rango de femtolitros o $1 \mu\text{m}^3$ [38].

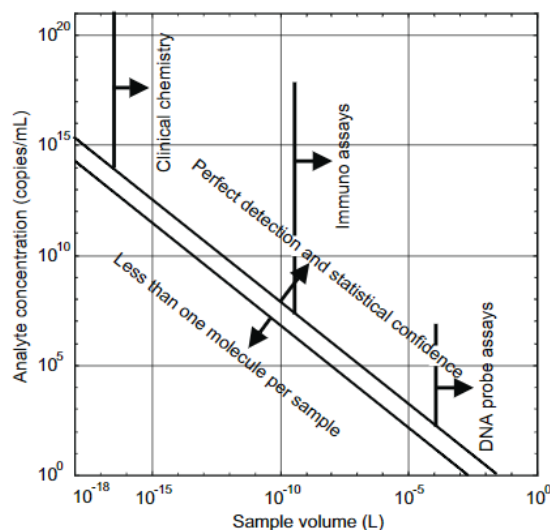


Figura 2.10 La relación de concentración de analito/volumen de muestra requerida para ensayos de química clínica, inmunoensayos y ensayos de sonda de ADN.

(Fuente: Referencia [38])

Los inmunoensayos con sus concentraciones de analito más bajas requieren volúmenes de muestra del orden de nanolitros. Una esencial característica para el desarrollo de dispositivos microfluídicos viene dado por la convergencia de tecnologías, en la química, la física, la biología, la ciencia de los materiales, la dinámica de fluidos y la microelectrónica. Respecto a los materiales; para la fabricación se mencionan los materiales más relevantes hasta el momento: Polymethylmetacrylate (PMMA), Poliestireno (PS), Policarbonato (PC), Polydimethylsiloxano (PDMS). Los microcanales desarrollados para la presente investigación son los basados en polímeros (PDMS) que son descrito a continuación, teniendo en cuenta el gran papel que juegan hoy en el dominio de la microfluídica.

2.2.1. Materiales

2.2.1.1. PDMS

Los polímeros son los materiales típicos utilizados para la fabricación de microdispositivos microfluídicos, por su bajo costo, transparencia óptica y flexibilidad (comparado con el vidrio y silicio). El polímero *polidimetilsiloxano* (PDMS) resulta ser el elastómero (que muestran un comportamiento elástico) más prometedor, es ópticamente transparente, puede funcionar como un aislante térmico y eléctrico y presenta un comportamiento hiperelástico, que es la capacidad de un material para sufrir grandes

deformaciones antes de romperse [9]. El *PDMS* resulta entonces tener excelentes propiedades ópticas, eléctricas y mecánicas, lo que lo hace muy adecuado para varias aplicaciones de ingeniería.

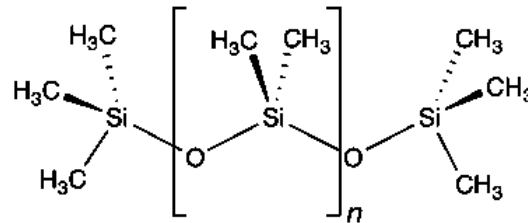


Figura 2.11 Estructura molecular del PDMS. (Fuente: Referencia [9])

El PDMS es un compuesto a base de silicona no conductor, la fórmula química para el PDMS se detalla en la figura 2.11, donde “n” es el número de unidades repetidas del monómero (molécula de pequeña masa molecular que está unida a otros monómeros, formando macromoléculas llamadas polímeros). La estructura química de *PDMS* consiste en una cadena lineal de átomos de silicio y oxígenos alternantes (siloxanos) unidos a grupos laterales de metilo la unidad de repetición (la estructura repetitiva más simple) se representa en la figura 2.12 y se puede reescribir como $[\text{SiO}(\text{CH}_3)_2]$.

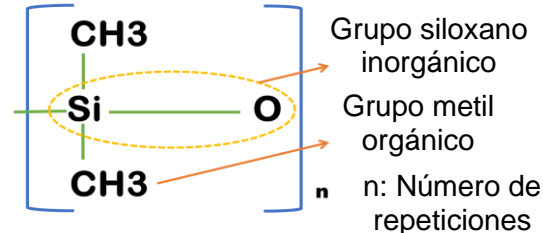


Figura 2.12 La estructura del poli(dimetilsiloxano) combina grupos orgánicos e inorgánicos. (Fuente: Referencia [9])

La fabricación de dispositivos de microfluidos se realiza utilizando una variedad de métodos, la litografía es uno de los más utilizados, incluida la fotolitografía y la litografía blanda. Un esquema de la técnica litográfica para los microcanales PDMS se ilustra en la figura 2.13, se emplea moldes fotorresistentes *SU-8*.

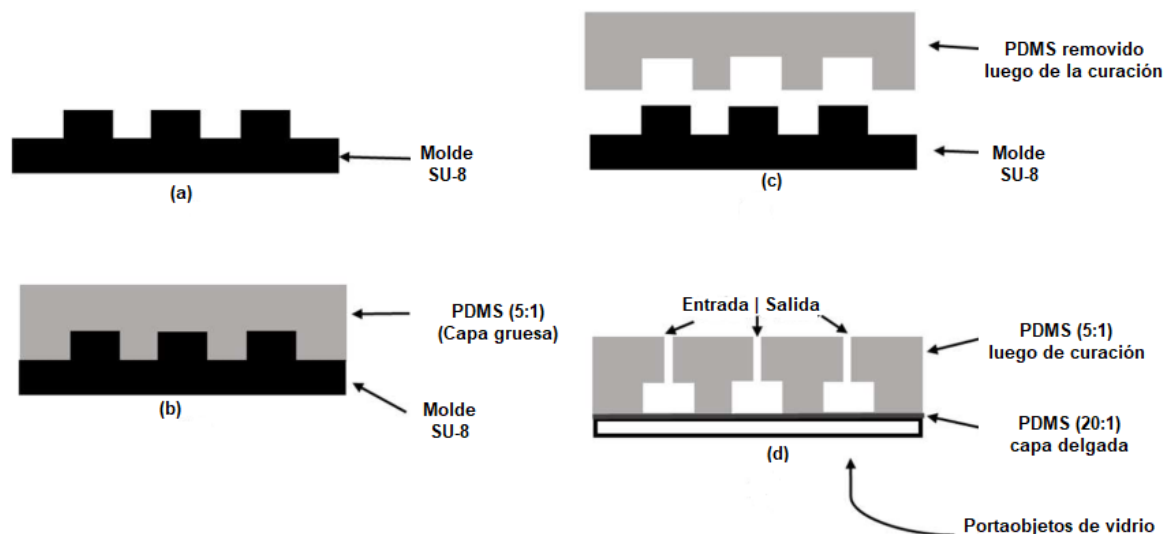


Figura 2.13 Procedimiento de fabricación de microcanales (a) Sección transversal de un molde; (b) La mezcla se vierte sobre el molde *SU-8* (capa gruesa) y se coloca en un horno; (c) se elimina la capa gruesa de PDMS desde el molde *SU-8* y se crean puertos de acceso (entradas/salidas); (d) la capa PDMS que contiene la estructura del canal se une al portaobjetos de vidrio cubierto con una fina capa de PDMS y se coloca en un horno para sellar aún más el canal. (Fuente: Referencia [26])

El molde fotorresistente (*SU-8*) está con relieve positivo, sobre ello se vierte la mezcla de oligómero (molécula formada por varias unidades estructurales similares enlazadas en cantidad moderada) con el agente de curado (aditivo que se utiliza para curar algún tipo de sustancia), preparado en una proporción de 5:1 (en la mayoría de literaturas lo hacen de 10:1), la agitación habrá generado burbujas, es muy recomendable poner la mezcla en una cámara de vacío para extraerlas, luego es colocado en un horno para ser curado durante 10-20 minutos aproximadamente a una temperatura de 80°C a 100°C. Después del curado, se elimina la capa gruesa de *PDMS*, dicha capa contiene la estructura del canal el cual se une al portaobjeto (superficie) de vidrio.

2.2.2. Fabricación

Comprender las ventajas y desventajas de las técnicas de fabricación existentes nos orienta a elegir la fabricación que satisfaga los requisitos considerando las limitaciones respecto a costos. La tabla 2.2 presenta las técnicas de fabricación existentes actualmente empleados para fabricar dispositivos microfluídicos.

Tabla 2.2 Técnicas de fabricación de moldes microfluídicos. (Fuente: Adaptado de [47])

Técnica de Fabricación	Geometría	Tamaño Mínimo	Altura Máxima
Ablación láser de moldes de acero	toda la geometría, incluida la 3D (sin muescas)	1 μm	1 mm
Grabado en húmedo	solo 2D	3 μm	500 μm
Grabado en seco	toda la geometría, incluida la 3D (algunas muescas)	100 nm	10 μm
Grabado profundo con iones reactivos	toda la geometría, incluida la 3D (sin muescas)	40-100 nm	500 μm
Litografía con haz de electrones	solo 2D	1-100 nm	5 μm
Powder blasting	solo 2D	< 50 μm	> 1 mm
Microcorte	toda la geometría, incluido el 3D (sin muescas)	0.1 -25 μm	40 μm
Litografía de rayos X	solo 2D	0.1 – 3 μm	0.1–1 mm
Impresión 3D	toda la geometría, incluido el 3D	75 μm	50 μm

Las técnicas ordinarias de fabricación producen objetos de un tamaño entre 1 mm y algunos decímetros. Poco a poco se fue ingresando en el dominio del trabajo mecanizado, cuya precisión es del orden de decenas de micras, más aún, ahora existen máquinas que permiten la producción de objetos metálicos con una precisión de decenas de nanómetros.

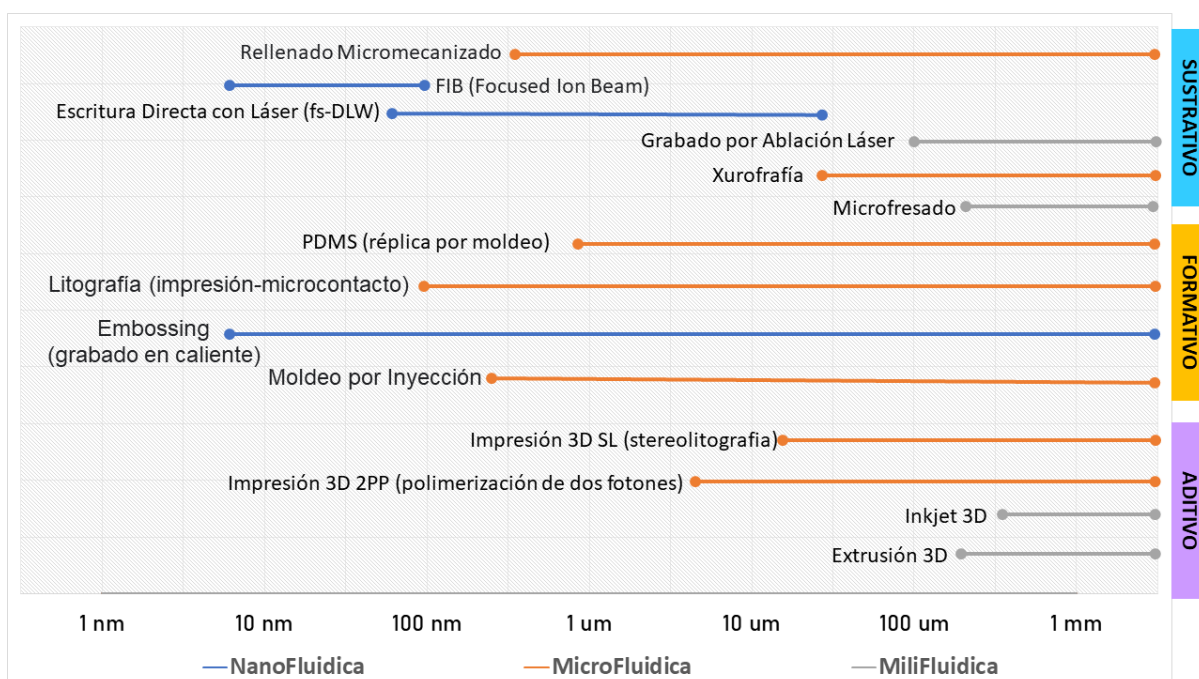


Figura 2.14 Rango de tamaño de fabricación alcanzable (aproximado) mediante las diversas técnicas de fabricación.

Estas máquinas representan un gran logro tecnológico, sin embargo, debe considerarse que no es muy útil teniendo en cuenta que también tienen un precio extremadamente alto. Por lo tanto, es necesario apreciar estas máquinas como grandes proezas tecnológicas, como un gran logro de los métodos tradicionales, pero desafortunadamente con un uso muy limitado en la práctica. El dominio de la microfabricación implica escalas como una fracción de micrómetro y el milímetro [56]. Las técnicas de fabricación de dispositivos se pueden agrupar en tres procesos: sustractivo, formativo y aditivo (figura 2.14). La fabricación formativa consiste en un proceso en el que el material se convierte en la forma deseada definida por un molde. La fabricación sustractiva se basa en la eliminación controlada del material no deseado mediante corte o fresado para conseguir las formas deseadas. La fabricación sustractiva y la fabricación formativa requieren múltiples pasos de fabricación, como el moldeado y la unión.

Un avance reciente en fabricación aditiva, podemos mencionar especialmente la impresión 3D, han ofrecido rutas alternativas para fabricar dispositivos de microfluidos de manera automatizada. El diseño asistido por computadora (CAD) es utilizado en la impresión 3D, donde la impresora construye el objeto capa por capa.

2.2.2.1. Fotolitografía

La fabricación del dispositivo maestro microfluídico, generalmente es realizado mediante fotolitografía, como se ilustra en la figura 2.15. Este proceso comienza a partir de un sustrato plano y limpio, generalmente una oblea de silicio pulida, recubierto con una fina capa fotorresistente, normalmente *SU-8* [51]. A continuación, se describe en cuatro pasos el proceso.

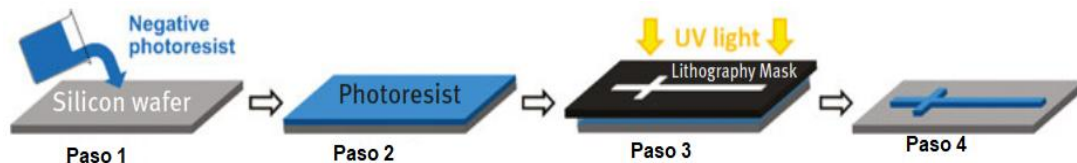


Figura 2.15 Fabricación de una estructura de microcanal por fotolitografía. (Fuente: Referencia [51])

En el paso 1, una pequeña porción fotorresistente negativa de la serie *SU-8* se vierte sobre un sustrato liso y plano, por ejemplo, una oblea de silicio y luego, en el paso 2, se procesa en un espesor de capa definido mediante recubrimiento por rotación. En el paso 3, el sustrato revestido es expuesto a la luz ultravioleta a través de una fotomáscara proyectada en un programa de diseño asistido por computadora. En el paso 4, la estructura

del microcanal se elabora mediante un endurecimiento térmico posterior, seguido de la eliminación de las áreas no endurecidas en un baño de revelado, generalmente basado en acetato de éter. Dichas máscaras generalmente son placas que a menudo se fabrican utilizando estos rayos de electrones con una precisión del orden de una fracción de micrómetro. Básicamente, el flujo luminoso inicia reacciones físico-químicas, que modifican la solubilidad en determinados disolventes [56].

Como resultado, se obtiene el relieve positivo del diseño de microcanales de la fotomáscara que luego puede estar sujeto a replicación negativa en un elastómero como PDMS detallado en la sección de materiales.

2.2.2.2. Método de fabricación de impresión 3D

Aziz A. et. al, [5] necesitó de un software (CAD), que se utilizó para el diseño del canal microfluídico. A continuación, los moldes son utilizados para una réplica en PDMS que se obtienen por impresión 3D con filamento de ácido poliláctico (PLA) o resina. Antes de imprimir, es necesario ajustar la configuración de la impresora para obtener la mejor salida. Para obtener la superficie más lisa del molde microfluídico, la altura de la capa de la impresora 3D. El PDMS se mezcla con un agente de curado en una proporción de 10:1. La mezcla debe ser vertido en el molde microfluídico y colocado dentro del eliminador de burbujas. Con base en los resultados, el valor mínimo del porcentaje de densidad de relleno debe ser 40% a más. La altura de la capa es el espacio entre la superficie de la línea y la boquilla de la impresora 3D. Cuanto menor sea el valor, más suave será la superficie del molde microfluídico como se muestra en la figura 2.16a y figura 2.16b. El molde de microfluidos en la figura 2.16c es más suave en comparación con la figura 2.16d [5].



(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.16 (a) Molde microfluídico con altura de capa 0,06 mm. (b) Molde microfluídico con altura de capa 0,1 mm. (c) PDMS (Altura de capa de 0,06 mm) (d) PDMS (Altura de capa de 0,1 mm). (Fuente: Referencia [5])

La función del agente de curado es romper el enlace de polímero dentro del PDMS y transformar el PDMS de un estado líquido a un estado sólido. La mezcla del PDMS luego se vierte sobre el molde microfluídico. Una superficie más suave del microfluídico, el molde producirá un mejor chip microfluídico, cuanto más suave mejor.

2.2.3. Análisis de microfluidos

Luego de revisar las técnicas de fabricación, considerando las dificultades de integrar un sistema miniaturizado, debido a las limitaciones (costos) traídas por el proceso de fabricación. Ahora, se presenta las ecuaciones que gobiernan los flujos de fluidos y nos enfocamos en la física y particularidades de los microflujos. Es de interés la categoría de microflujos continuo monofásico, también denominado de fase única.

La necesidad de análisis más rápidos, sensibles y precisos, sumado los avances en microelectrónica impulsaron el desarrollo de dispositivos analíticos miniaturizados microfluídicos en general. Mayor sensibilidad, rendimiento y mejor resolución dan a la microfluídica una ventaja sobre otras técnicas analíticas a escala de laboratorio, mientras que el potencial de reducción en el tamaño del sistema completo permitió el desarrollo de chips microfluídicos analíticos desplegables en el campo de la detección. El sistema de análisis total, se amplió al acuñar la frase *lab-on-a-chip*. Esto abarca no sólo sistemas analíticos, sino que también se refiere a la concatenación y reducción del tamaño de los procesos comunes de laboratorio en un solo dispositivo [26].

Partiendo de un volumen infinitesimal como análisis, el volumen está en reposo, para acelerar el flujo, se necesita aplicar una fuerza, siendo la gravedad un ejemplo de ello. Equilibrando las fuerzas contribuyentes para dicho desplazamiento y partiendo de la ecuación de movimiento de Newton para el elemento de masa:

$$\Delta m a = F = F_p + F_g + F_\xi = \rho \Delta V \frac{dv}{dt} \quad (2.39)$$

Las fuerzas involucradas en la ecuación 2.39 se detallará mejor en la siguiente sección, dichas fuerzas pueden tener diferente magnitud y dirección en cada situación experimental dada; dependiendo de eso, el flujo puede estar dominado por solo uno de

estos contribuyentes, mientras que los otros pueden ser insignificantes. Por ejemplo, si la fuerza de fricción F_ξ es pequeño en comparación con los demás, el fluido se denomina líquido ideal; un ejemplo típico es el flujo de aire relativo al ala de un avión. Por el contrario, si F_ξ supera a las otras fuerzas, el fluido se denomina fluido viscoso; ejemplos típicos son miel o jarabe [51].

La ecuación de Navier-Stokes simplemente equilibra las contribuciones de las fuerzas para el desplazamiento de un volumen en un determinado tiempo. Veremos tales contribuciones a continuación.

2.2.3.1. Ecuación de Navier-Stokes

Las ecuaciones de Navier-Stokes son ecuaciones diferenciales parciales aplicado a un fluido Newtoniano incompresible. Un fluido Newtoniano tiene la característica de tener una viscosidad que puede considerarse constante, y es incompresible si la densidad permanece aproximadamente constante a lo largo de todo el flujo. Los líquidos habituales como el agua pertenecen a la categoría *newtoniana*. Desde una mirada más general, los fluidos están determinados por las variables de campo, que son las propiedades físicas de los fluidos que normalmente se requieren para describir adecuadamente su comportamiento. Estas variables son cantidades escalares o vectoriales. Las variables de interés son [8]: presión (p), densidad (ρ), viscosidad (η) y velocidad (v).

En el caso de un fluido viscoso, se debe considerar las fuerzas de fricción. Consideremos primero el origen de tales fuerzas, en una perspectiva macroscópica, el transporte de fluido en la dirección x se puede modelar e idealizar en forma inducida por arrastre de caudal. En la figura 2.17a, la capa de fluido está atrapada entre dos placas horizontales. La placa inferior está fija, mientras que la placa superior se mueve horizontalmente (en la dirección x) a una velocidad constante $v_x = \partial x / \partial t$ en el límite de movimiento lento de la placa superior, todas las moléculas o partículas de fluido se mueven paralelas a ella, y su velocidad de movimiento varía linealmente desde cero en la parte inferior hasta v_x en la parte superior. En base a eso, se puede ver que la muestra de fluido está compuesta por una pila de capas, donde cada capa se mueve más lentamente que la que está justo encima. Esto se debe a que existe fricción entre las capas vecinas. Basado en el mismo principio, el flujo de un fluido dentro de un microcanal, que es la situación de mayor relevancia en el contexto de esta investigación, tiene un perfil de velocidad parabólica, como se muestra en la figura 2.17b, la diferencia del flujo es inducido por arrastre, este último tipo de flujo suele ser ejercido por presión [51].

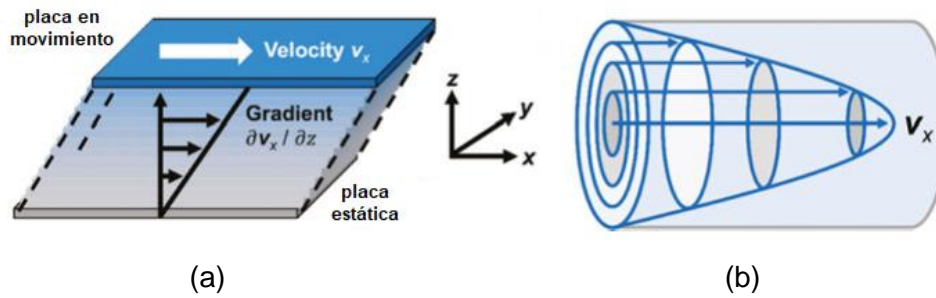


Figura 2.17 (a) El fluido no ideal (con viscosidad) se ve como una pila de capas, cada una moviéndose con diferente velocidad, que van de cero en la capa inferior a v_x en la capa superior. (b) Basado en el mismo principio, la velocidad de un fluido bombeado a través de un microcanal como una geometría cilíndrica, exhibe un perfil radial parabólico.

(Fuente: Referencia [51])

El gradiente de velocidad de flujo que resulta de esto tiene su origen físico debido a la fricción entre las capas. Habiendo presentado y aclarado el papel de la viscosidad y la fuerza de presión, ahora podemos evaluar las tres fuerzas contribuyentes de la ecuación 2.40:

Fuerzas basadas en la presión: $dF_p = -\nabla p \, dV$

Fuerzas gravitatorias: $dF_g = \rho \, g \, dV$

Fuerzas de fricción: $dF_\xi = \eta \, \Delta v \, dV$

junto con $\frac{dv}{dt} = \frac{\partial v}{\partial t} + (\nabla v)v$ obtenemos la ecuación de Navier-Stokes:

$$\rho \left(\frac{\partial}{\partial t} + (\nabla v) \right) v = \rho g - \nabla p + \eta \Delta v \quad (2.40)$$

Para que se aplique la ecuación 2.40, como se mencionó, se asume continuidad e incompresibilidad del fluido, y que el fluido es newtoniano. Para casi todas las aplicaciones de microfluidos y muy probablemente todas las tecnologías de detección, son bastante seguras las características antes mencionadas. La ecuación de Navier-Stokes también se puede utilizar para derivar otros medios para caracterizar el flujo de fluidos. Uno de ellos es el número de Reynolds (Re), una clave de números adimensionales utilizada para definir el grado de laminaridad o turbulencia del flujo de fluido (figura 2.18). El número de Reynolds también puede ser derivado al considerarlo como la relación entre las fuerzas de inercia y viscosas efectivas [26].

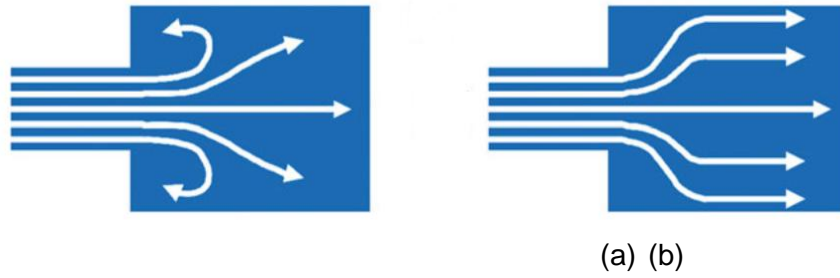


Figura 2.18 Líneas de corriente (a) flujo turbulento (b) flujo laminar con líneas de corriente paralelo a la pared del microcanal. (Fuente: Referencia [51])

Las fuerzas de inercia resultan de la interacción entre la densidad, velocidad y el diámetro del canal a través del cual fluye el fluido.

2.2.3.1. Número de Reynolds y flujo laminar

El número de Reynolds es una de las cantidades adimensionales más importantes en microfluídica. Correlaciona las fuerzas de inercia a las fuerzas viscosas. El número de Reynolds fue descrito por primera vez por Reynolds en 1883. Suele escribirse bajo la forma:

$$Re = \frac{\text{fuerzas inerciales}}{\text{fuerzas viscosas}} = \frac{\rho v D}{\eta} \quad (2.41)$$

donde:

ρ : densidad del fluido (por ejemplo, agua = 0.0997 g/cm³)

V : velocidad de flujo dirección "x" (m/s)

D : tamaño característico sobre el cual se evaluará la interacción inercial vs viscosidad, en microfluídica, este suele ser el diámetro del canal (m)

η : viscosidad dinámica (kg/m.s o N.s/m²)

Además, comparando los términos dependientes del tiempo, el tiempo requerido para alcanzar la condición de estado estacionario se puede estimar como:

$$t = \frac{\rho l^2}{\eta} \quad (2.42)$$

De acuerdo con la ecuación 2.42, la escala de longitud en la ecuación del número de Reynolds se relaciona con el diámetro hidráulico del microcanal, en un canal con una sección transversal circular, el diámetro hidráulico es el diámetro del canal. Sin embargo, la ecuación para el diámetro hidráulico (ecuación 2.43) permite que el número Reynolds a

calcular para secciones transversales de microcanales más complejas, se forma introduciendo el área de la sección transversal, A , y el perímetro, P_w .

$$l = \frac{4A}{P_w}, \quad (2.43)$$

En microfluídica, el número de Reynolds es generalmente pequeño, correspondiente a un régimen de flujo laminar. Las velocidades típicas de los fluidos son del orden de 1 mm/s como máximo en canales de dimensiones transversales de 1 mm, el número de Reynolds es, como máximo, del orden de 1, por lo tanto, el carácter del flujo es muy laminar, lo que significa que las líneas de corriente son localmente paralelas.

2.3. Técnicas de caracterización

Se puede considerar tres procesos básicos para englobar la mayoría de los métodos de caracterización utilizando ondas y/o señales. La primera, la espectroscopia, se describe generalmente considerando la radiación como una partícula e implica proceso de absorción y emisión. El segundo, dispersión y/o difracción, se describe considerando la radiación como una onda, y monitoreando su intensidad en diferentes direcciones. Imágenes, es la tercera forma de caracterizar los materiales, se deriva en gran medida de las dos primeras mediante el registro la señal en una forma espacialmente resuelta. Las imágenes pueden estar formadas por varios contrastes, mecanismos derivados de las variaciones de masa, composición química, difracción, y fase.

2.3.1. Caracterización de fluidos usando líneas de transmisión

Las técnicas tradicionales necesitan mediciones muy rigurosas y están limitadas en la prueba de líquidos con volúmenes pequeños. Además, no son fáciles de integrar con otros dispositivos. Las técnicas de microfluidos por microondas, por el contrario, proporcionan propiedades que incluyen miniaturización, es no invasiva, simple operación y medición instantánea. A esto respecto, los sensores de microfluidos se han convertido en uno de los sensores de microondas más prometedoras y de rápido desarrollo para la caracterización de líquidos. La permitividad compleja se puede obtener con sensores microfluídicos por la impedancia de entrada de una línea de transmisión conectado con la muestra bajo prueba, o la potencia transmitida a la muestra. El método, combinando guías de ondas o líneas de transmisión planas, permite la extracción de la permitividad compleja con la impedancia característica independiente de la frecuencia y constante de propagación en un amplio rango de frecuencias [14].

Un sensor básico puede constar de un resonador LC en paralelo sobre la línea de transmisión (por ejemplo, un *microstrip*). La geometría de la sección de acoplamiento entre la línea de transmisión y el resonador alrededor del área del espacio de acoplamiento capacitivo, puede brindar una mayor sensibilidad con respecto a la convencional línea de transmisión.

2.3.1.1. Principio de caracterización

El principio de funcionamiento de los biosensores que utilizan la técnica de microondas sobre líneas de transmisión se basa en el fenómeno de perturbación dieléctrica. Cuando el material dieléctrico se introduce en las ondas electromagnéticas, las ondas electromagnéticas penetrarán en la muestra, lo que resultará que el material se polarice.

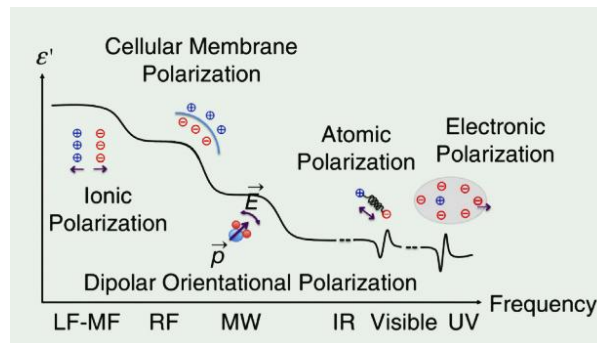


Figura 2.19 Relación entre la constante dieléctrica relativa y la frecuencia con respecto al mecanismo de polarización. LF-MF: baja frecuencia y frecuencia media; IR: infrarrojo; MW: microondas. (Fuente: Referencia [14])

Dai et al. [14] describen cuatro diferentes fenómenos de polarización como se muestra en figura 2.19. Entonces, un sensor de microfluidos útil, caracteriza la permitividad compleja de muestras líquidas y una mayoría de los sensores están implementados en líneas de transmisión microstrip siendo los elementos de carga, resonadores de anillos dividido. Eléctricamente, pequeños resonadores acoplados a líneas de transmisión se han utilizado en una amplia variedad de aplicaciones de radiofrecuencia (*RF*) y microondas, incluidos los sensores. En sensores de microondas basados en elementos resonantes, el principio de detección habitual se basa en la variación de la frecuencia de resonancia, magnitud, fase o factor de calidad producido por la variable a medir. Los sensores están sujetos a sensibilidades cruzadas, particularmente aquellos derivados de las condiciones ambientales cambiantes (temperatura, humedad, etc.) Por lo tanto, los factores ambientales son causas potenciales en las variables de salida no relacionadas con variaciones en la medición [49]. La frecuencia de resonancia del resonador cargado está

relacionado de forma no lineal con la permitividad relativa de su entorno. Esto se debe a que el resonador se modela como un LC circuito equivalente, donde la frecuencia de resonancia no está relacionada linealmente con la capacitancia que es a su vez proporcional a la permitividad efectiva del medio alrededor del resonador [49].

$$\epsilon_r = \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{f_r}{f_{r0}} \right)^n, \quad (2.44)$$

donde a_n es el coeficiente del n-término.

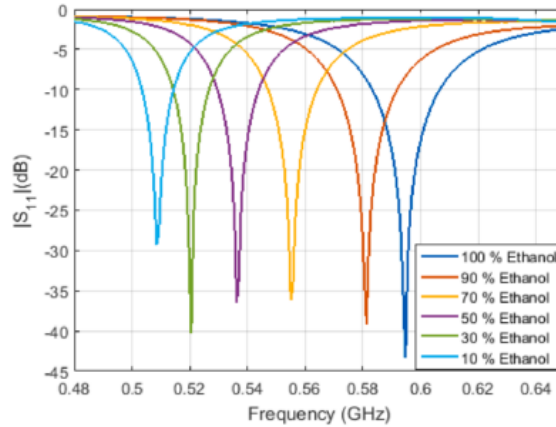


Figura 2.20 Respuesta medida de la línea para varias concentraciones de etanol.
(Fuente: Referencia [49])

Se ilustra la respuesta de la línea de transmisión para cada porcentaje de etanol (figura 2.20). El cambio en la frecuencia de resonancia pasa por variar la concentración de etanol (volumen). Si bien el factor de calidad no cambia significativamente, el mínimo valor (la caída que se muestra en la resonancia) varía en 16 dB (entre concentraciones de etanol). El cambio general en la frecuencia de resonancia para etanol puro y etanol al 10% es de 86,25 MHz. Mientras que el cambio mínimo en frecuencia se observa entre 10% de etanol y 30% de etanol que asciende a 12 MHz, el máximo cambio es entre 70% y 90% de etanol a 26.25 MHz. Además, para comparar el rendimiento de la línea de transmisión de acuerdo con los parámetros reportados en la literatura, la sensibilidad media de las medidas se calculó a través de la siguiente expresión:

$$\text{Sensibilidad} = \frac{f_{r0} - f_1}{f_{r0}} \times \frac{100}{\Delta\epsilon_r} \%, \quad (2.45)$$

Cuando la muestra de permitividad se carga en el área de detección, la frecuencia de resonancia cambiará a una frecuencia más baja. Los parámetros desconocidos del

material son determinados resolviendo el problema inverso del análisis de dispersión (basado en el software CST). Este método se lleva a cabo realizando mediciones y simulaciones para investigar la precisión de la permitividad compleja. Mat Hussain et al., [31], los parámetros desconocidos de la muestra lo caracterizan colocándolos dentro de la cavidad donde la frecuencia resonante y el factor Q se extraen de los parámetros de dispersión medida. Se ensambla una configuración experimental para medir el coeficiente de transmisión, S_{21} , como se muestra en la figura 2.21a. Mat Hussain [31] utiliza guías de ondas que soportan frecuencias entre 4 y 6 GHz. Luego, el resonador se conecta a un VNA mediante un cable coaxial y una guía de ondas. Antes de la medición, el VNA primero se calibra utilizando un puerto completo de carga abierta corta de dos puertos.

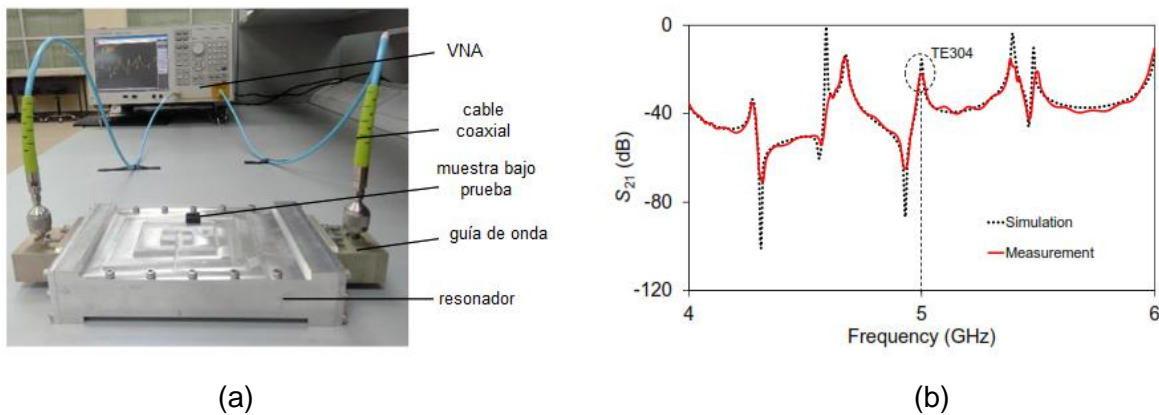


Figura 2.21 (a) Configuración de medición (b) Comparación entre simulación y medición.
(Fuente: Referencia [31])

En este estudio, se usa agua destilada ultrapura como muestra con una temperatura ambiente establecida en 22 °C. Para cada muestra, se registraron 201 puntos de frecuencia alrededor de la frecuencia resonante para determinar la frecuencia resonante precisa. A partir del valor medido, el valor de la permitividad compleja es estimado utilizando una técnica inversa. La figura 2.21b muestra las características medidas de S_{21} , el resultado de la simulación también se presenta en la figura como comparación, así se realiza la caracterización de la muestra a esta frecuencia.

2.3.1.2. Parámetros S

La frecuencia de resonancia se puede obtener con la medición de parámetros S, permitiendo extraer la permitividad compleja del biomaterial. La frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión (S_{11}) y el coeficiente de transmisión (S_{21}) se puede cambiar de manera sensible con pasos de unión biomolecular y/o concentraciones de la biomolécula objetivo. Los parámetros S de un sistema de VNA de dos puertos se pueden expresar como [14]:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.46a)$$

Suponiendo que el dispositivo bajo prueba es recíproco y simétrico, la fase y la magnitud de los S parámetros pueden estar dadas por:

$$S_{11}(=S_{22})=|S_{11}|e^{j\theta_{11}}, |S_{11}|=20 \log \left(\frac{V_1^-}{V_1^+} \right), \theta_{11}=\theta_1^--\theta_1^+ \quad (2.46b)$$

$$S_{21}(=S_{12})=|S_{21}|e^{j\theta_{21}}, |S_{21}|=20 \log \left(\frac{V_2^-}{V_2^+} \right), \theta_{21}=\theta_2^--\theta_2^+ \quad (2.46c)$$

dónde $\frac{V_1^-}{V_1^+}$, $\frac{V_2^-}{V_2^+}$, θ_{11} y θ_{21} , son la relación de la onda de voltaje reflejado a la onda de voltaje incidente del puerto 1, la relación de onda de voltaje transmitida a la onda de voltaje incidente del puerto 2 y las diferencias de fase correspondientes, respectivamente.

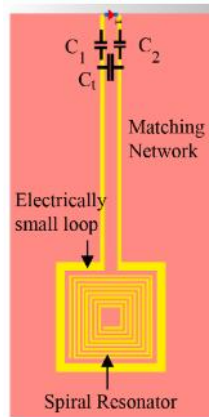
Tabla 2.3 Parámetros de diseño de una línea de transmisión resonante.

(Fuente: Referencia [49])

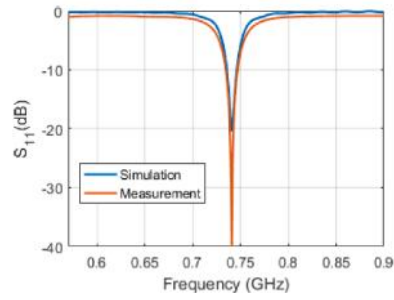
Parameter	Value
Number of turns	8
Length of spiral resonator	6 mm
Tuning Capacitor (C_t)	2-3 pF
Capacitors (C_1 and C_2)	2 pF
Relative permittivity of FR-4	4.4
Loss tangent of FR-4	0.008
FR-4 thickness	1.6 mm

La medición de dichos parámetros necesita procedimientos complicados de calibración. Como consecuencia, los métodos no resonantes no son tan precisos como los resonantes. Algunos ejemplos de sensores de banda ancha se basan en microstrip o guías de ondas coplanares [14].

Saif ur Rahman et al., [49] elaboraron un resonador en espiral cuadrada de 8 vueltas excitado usando un bucle cuadrado impreso en sustrato FR4. Está sintonizado a una cierta frecuencia de resonancia y emparejada a 50 Ω usando tres capacitores, como se muestra en la figura 2.22a. Los valores de cada parámetro considerado para el diseño de la línea se incluyen en la tabla 2.3. El condensador correspondiente (C_t) es variable y su capacitancia oscila entre 2 y 3 pF. los dos restantes condensadores (C_1 y C_2) se fijan a 2 pF cada uno. La respuesta de la línea de transmisión radiando en el espacio libre (aire) obtenido a través de la simulación se muestra en la figura 2.22b. Se puede ver que la línea medida resuena a 741 MHz, así como la respuesta de la simulación, ver figura 2.22b [49].



(a)



(b)

Figura 2.22 (a) Modelo de circuito de la línea. (b) Respuesta simulada y medida de la línea mientras irradia en el espacio (aire). (Fuente: Referencia [49])

En el espacio libre, la línea resuena a 741 MHz. Los resultados para el espacio libre se obtuvieron después de ajustar el capacitor de adaptación variable para minimizar el coeficiente de reflexión. Específicamente, el modelo propuesto relaciona la permitividad de la muestra bajo prueba con la relación de la frecuencia de resonancia de la línea cargada (liquido).

CAPITULO III

DESARROLLO DEL MÉTODO PROPUESTO

La caracterización dieléctrica precisa de líquidos es fundamental para una amplia gama de aplicaciones. Como tal, se demostró su rendimiento a través de mediciones y evaluaciones comparativas con un instrumento de medición comercial.

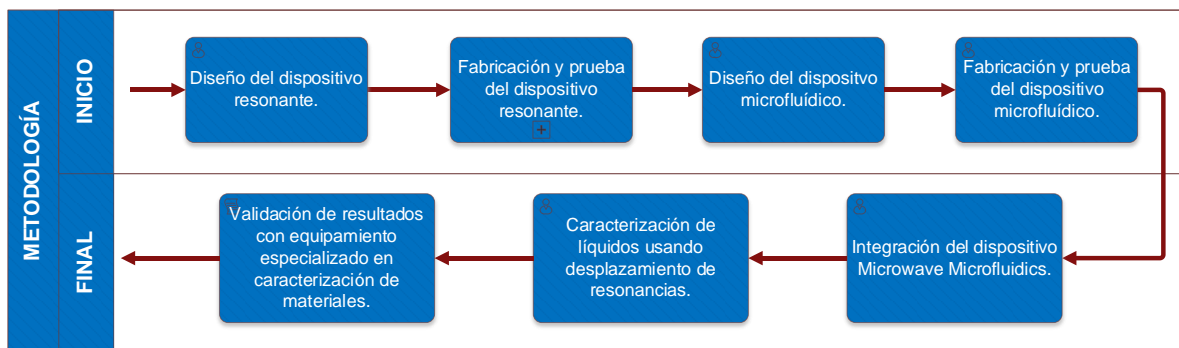


Figura 3.1 Proceso metodológico general.

Se muestra que el resonador sobre línea de transmisión proporciona valores de permitividad precisos para la caracterización de soluciones e incluso concentraciones variables [49]. La figura 3.1 resume el proceso general de la metodología la cual integra los procesos que se desarrollará a continuación.

3.1. Diseño de línea de transmisión

El dispositivo resonante es una estructura que interactúa con las microondas de manera específica. Para su fabricación, se empleó el mecanizado CNC (Control Numérico Computarizado). Se emplea modelado numérico de líneas de transmisión y se calcula el circuito de parámetros distribuidos, entonces, se puede estimar la perturbación de la permitividad relativa, el cual es fuertemente dependiente de la frecuencia a la que se producen las variaciones del campo eléctrico al que esté sometido el sistema microfluídico.

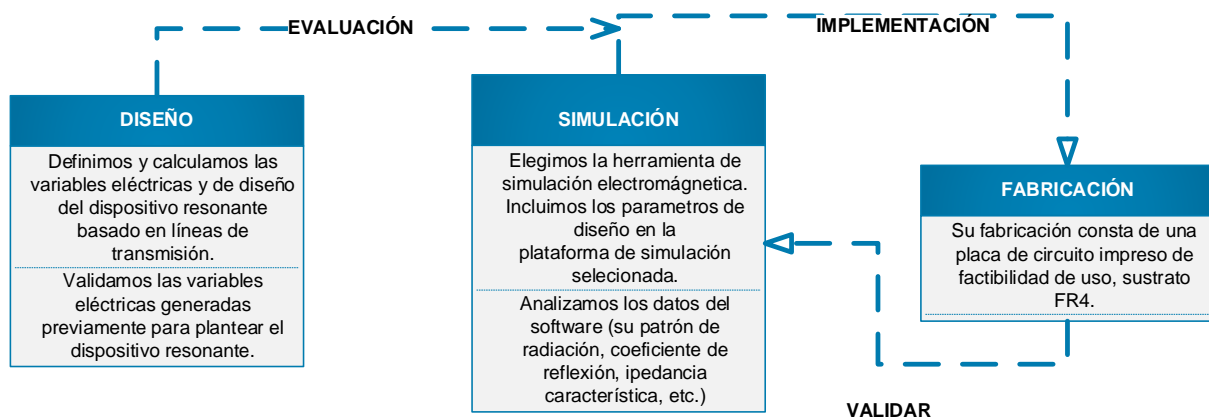


Figura 3.2 Proceso de implementación del dispositivo resonante de microondas basado en líneas de transmisión.

La figura 3.2 es un esquema para la obtención del resonador mediante línea de transmisión; va desde el diseño, simulación y fabricación del dispositivo. La muestra a colocarse sobre el resonador puede ser un material de alta o baja pérdida y afectará la frecuencia de resonancia. Cuando la muestra bajo prueba se carga en la zona de resonancia, la frecuencia resonante cambiará a una frecuencia más baja [31]. La impedancia característica deseada de la línea de transmisión (generalmente 50 ohmios para aplicaciones de microondas) es un parámetro esencial que influirá en el ancho de la pista considerando la separación entre la pista y el plano de tierra. El ancho de la pista y la separación entre la pista y la capa de tierra afectarán la impedancia característica. La frecuencia a la que operará el circuito también influirá en los parámetros de diseño, ya que determinará la longitud física de la línea de transmisión necesaria para lograr un rendimiento adecuado. La estructura física consta de la placa de circuito impreso, exploración de factibilidad de uso sustrato de FR4, con plano de tierra sobre una de las caras. La estructura en la capa superior constará de la línea de transmisión y la geometría del resonador sobre la otra cara, para ello se define el ancho de la línea partiendo de una impedancia característica.

Las líneas *microstrip* consisten en un metal sobre un sustrato puesto a tierra. El *patch* metálico puede tomar muchas configuraciones, las geometrías rectangulares y circulares son los más populares debido a la facilidad de análisis y fabricación, y sus atractivas características de radiación, especialmente baja radiación de polarización cruzada. Las geometrías *microstrip* son simples y económicas de fabricar utilizando control numérico computarizado, es muy versátil en términos de frecuencia resonante, polarización, patrón e impedancia.

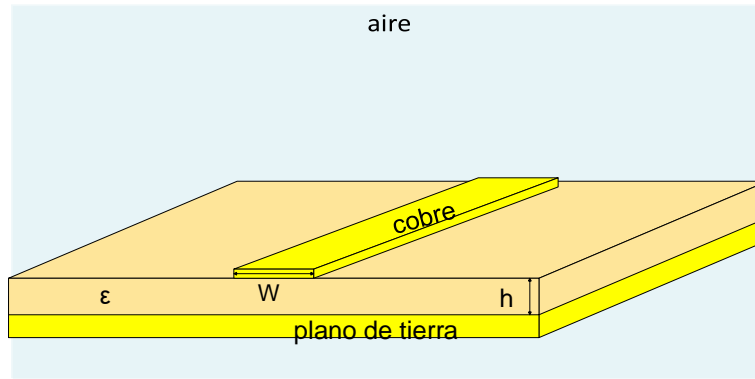


Figura 3.3 Parámetros de la línea de transmisión en *microstrip*.

En la figura 3.3 el conductor tiene un ancho W , y se encuentra a una altura h del dieléctrico, que tiene una constante dieléctrica ϵ . El *microstrip* se usa para transmitir señales de alta frecuencia con baja pérdida y baja radiación. Conocido h y ϵ_r (permitividad relativa) es posible calcular la geometría de la línea, como el ancho de la línea de transmisión a una frecuencia requerida. Para una línea de *microstrip*, las líneas de campo eléctrico se encuentran en dos medios distintos; dieléctrico y aire. Considerémoslo como un medio no homogéneo de dos dieléctricos; la mayoría de las líneas de campo eléctrico residen en el sustrato y partes de algunas líneas existen en aire. Como $W/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas de campo eléctrico se concentran principalmente en el sustrato. Dado que algunas de las ondas viajan en el sustrato y otras en el aire, se introduce una constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} para tener en cuenta la formación de franjas y la propagación de la onda en la línea. La constante dieléctrica efectiva se define como el dieléctrico constante del material uniforme de manera que la línea de campo tiene idénticas características, particularmente la constante de propagación, contendrá un desfase y su atenuación total será la suma de la atenuación del sustrato y la del conductor.

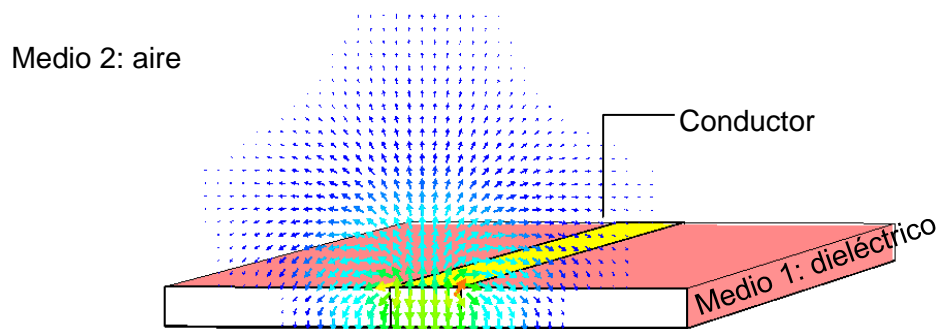


Figura 3.4 Representación de flechas de la distribución de campo eléctrico de una línea de transmisión (simulación en CST).

El patrón de las líneas de campo eléctrico indica que se extienden desde el conductor y se mueven perpendicularmente hacia el plano de tierra, lo que sugiere un efecto capacitivo entre el microstrip y el plano de tierra. Esto es característico de la distribución del campo eléctrico en líneas de microstrip, donde el campo eléctrico es predominantemente vertical (normal al plano del sustrato). Para una línea en medios de aire y sustrato (figura 3.4), la constante dieléctrica efectiva tiene valores en el rango de $1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$. Para la mayoría de las aplicaciones donde la constante dieléctrica del sustrato es mucho mayor que la unidad ($\epsilon_r \gg 1$), el valor de ϵ_{reff} estará más cerca del valor de la constante dieléctrica real ϵ_r del sustrato. La constante dieléctrica efectiva es también una función de la frecuencia. A medida que aumenta la frecuencia de operación, la mayoría de las líneas de campo eléctrico se concentran en el sustrato.

3.1.1. Selección y cálculo de parámetros de diseño

Dentro de la selección, se consideró una impedancia característica de $Z_0 = 50 \text{ ohm}$ para la línea de transmisión, la permitividad del sustrato $\epsilon_r = 4.4$, y su espesor de $h=1.5 \text{ mm}$ del FR4 (un material compuesto de tejido de vidrio epoxi), considerando sus propiedades dieléctricas, pérdidas, costo y facilidad de manufactura. El ancho W , serán determinadas para una frecuencia alrededor de $f = 3 \text{ GHz}$. El anexo A es el algoritmo implementado en *Python* que ejecuta el cálculo de W , posteriormente se procede con el cálculo de la permitividad relativa efectiva (ϵ_{reff}). Se emplea fórmulas de diseño aproximadas y se calculará una aproximación teórica para la línea de transmisión *microstrip* utilizando expresiones analíticas [44]. El cálculo del ancho del *microstrip* está dado por la ecuación 2.10b para $W/h < 2$ y la constante dieléctrica efectiva está dado por la ecuación 2.9b (capítulo anterior).

$$A = \frac{Z_0}{60} \left[\frac{\epsilon_r}{2} \right]^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

$$A = \frac{50}{60} \left[\frac{4.4}{2} \right]^{1/2} + \frac{4.4 - 1}{4.4 + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{4.4} \right]$$

$$A = 0.67$$

donde

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^{0.67}}{e^{2(0.67)} - 2}$$

$$W/h = 1.95$$

Calculamos el ancho de la línea de microstrip necesario para lograr la impedancia característica deseada, utilizando las ecuaciones apropiadas para el diseño de microstrip sobre FR4. Entonces, W estaría alrededor de 2.7 mm. La constante dieléctrica efectiva se puede interpretar como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza de manera equivalente las regiones de aire y la del sustrato, por lo que, el campo eléctrico viaja sobre dos medios.

$$\begin{aligned}\epsilon_{\text{reff}} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \left(\frac{12}{W/h} \right) \right]^{-1/2} \\ \epsilon_{\text{reff}} &= \frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{2} \left[1 + \left(\frac{12}{1.95} \right) \right]^{-1/2} \\ \epsilon_{\text{reff}} &= 3.3\end{aligned}$$

Para una línea de microstrip, la impedancia característica se calcula dependiendo de si el ancho de la línea (W) es mayor o menor que la altura del dieléctrico (h). Conforme a la ecuación 2.9a, para $W/h > 1$:

$$\begin{aligned}Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \\ Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{3.3}} \left[\frac{2.7}{1.5} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{2.7}{1.5} + 1.444 \right) \right]^{-1} \\ Z_0 &= 52.17\Omega \\ v_p &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = \frac{3 (10^8)}{\sqrt{3.3}} = 1.65 (10^8) \text{ m/s}\end{aligned}$$

El anexo B representa un código *Python*, implementado con el propósito específico de llevar a cabo el cálculo de la permitividad relativa efectiva y la impedancia característica. La elección de *Python* se basa en su versatilidad, accesibilidad y amplio respaldo en la comunidad científica. La funcionalidad del código no solo radica en su capacidad para realizar cálculos precisos, sino también en su adaptabilidad, permitiendo su aplicación en diversos contextos, facilitando la replicabilidad y ploteos de graficas para análisis, en especial, por su librería *Scikit-rf* para los resultados obtenidos en el estudio de microondas. Parámetros como la profundidad de penetración de las ondas electromagnéticas, atenuación, fase y la longitud de onda en el sustrato empleado se precisan en la tabla 3.1. Para calcular estos valores se considera datos (de fabricación) del sustrato FR4 a una frecuencia de 2.9 GHz para un primer resonador (de dos puertos).

Tabla 3.1 Profundidad de piel, constante de propagación y longitud de onda en el FR4.

Variable	Expresión	Valor
Skin Depth (δ)	$\sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$	2.96mm
Constante de atenuación (α)	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}-1\right]\right\}^{1/2}$	0.036 dB/m
Constante de fase (β)	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}+1\right]\right\}^{1/2}$	22.707 rad/m
Longitud de onda en el dieléctrico (λ_d)	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$	0.0493m

donde:

$$\omega=2\pi f$$

$\mu\approx\mu_0=4\pi\times10^{-7}$ H/m (permeabilidad del vacío, dado que FR4 es no magnético)

σ es muy bajo para FR4, suponemos $\sigma\approx10^{-7}$ S/m

ϵ es la permitividad eléctrica del material. Para FR4, ϵ_r (la constante dieléctrica relativa) es típicamente alrededor de 4.4. La permitividad del vacío, ϵ_0 , es 8.854×10^{-12} F/m.

λ_0 es la longitud de onda en el vacío, puede ser calculada a partir de la velocidad de la luz c y la frecuencia f .

La profundidad de la piel (denotada como δ) es un concepto importante en la propagación de ondas electromagnéticas. Se refiere a la distancia a la cual la magnitud del campo eléctrico o magnético se reduce en un factor de 0.368. En otras palabras, delta representa la distancia a la que se pierde aproximadamente el 86.5 % de la potencia en la onda.

3.1.1.1. Cálculo del equivalente circuital

El cálculo de los parámetros distribuidos se fundamenta en las propiedades físicas y eléctricas del material de la línea microstrip, como la geometría de la línea, la permitividad relativa efectiva, y la frecuencia de operación. La permitividad relativa efectiva, por ejemplo, fue determinada considerando tanto la naturaleza del sustrato dieléctrico como el efecto del campo electromagnético que se extiende más allá del sustrato al aire circundante. Utilizando ecuaciones derivadas de los principios electromagnéticos fundamentales y ajustes empíricos, se puede modelar el comportamiento de la línea microstrip con una precisión considerable. Estas ecuaciones son representativas y requiere utilizar datos de

entrada: f = Frecuencia de operación (en GHz para el cálculo, pero se convierte a Hz para las fórmulas), ε_r = Permitividad relativa del sustrato (adimensional), $\varepsilon_{\text{reff}}$ = Permitividad relativa efectiva, t = Espesor del conductor (en metros), W = Ancho del conductor (en metros), h = Altura del sustrato (en metros), $\tan(\delta)$ = Factor de pérdida dieléctrica y R_s = Resistencia superficial del conductor (en Ohms). Como se definió en el apartado anterior, μ es la permeabilidad del medio, para el cobre se usa la permeabilidad del vacío μ_0 ($4\pi 10^{-7}$ H/m) y σ es la conductividad del cobre ($5.8 \cdot 10^7 \Omega/m$).

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{2\pi(3)(10^9)(4\pi 10^{-7})}{2(5.8)(10^7)}}$$

$$R_s = 0.014 \Omega$$

Entonces los valores estimados (aproximados) para los parámetros distribuidos de la línea de transmisión están dados por:

$$R = \frac{R_s}{W} = \frac{0.014}{0.0027} = 5.19 \Omega/m$$

$$L = \frac{Z_0}{v_p} = \frac{52.89}{1.65(10^8)} = 320.55 \text{ nH/m}$$

$$C = \frac{1}{Z_0 v_p} = \frac{1}{1.65(10^8)(52.89)} = 114.59 \text{ pF/m}$$

$$G = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{reff}} \tan \delta = 2\pi(3)(10^9)8.85(10^{-12})(3.3)(0.02) = 11.01 \text{ mS/m}$$

En el diseño de CSRR, los modelos de circuitos equivalentes son utilizados para analizar y predecir el comportamiento de los resonadores, permitiendo entender cómo interactúan las señales electromagnéticas con la estructura del CSRR. Estos modelos son una representación matemática simplificada del dispositivo real, lo que facilita el análisis y la optimización del diseño. Los parámetros distribuidos de la línea de transmisión se calcularon con el algoritmo Python descrito en el anexo C.

El anillo dividido complementario tiene una inductancia total L , que depende de la geometría y del material que lo compone. Entre las dos secciones del anillo (figura 2.5a) hay una capacitancia C , que depende de la distancia entre ellas y de la permitividad del medio que las separa. Esta capacitancia representa la capacidad de almacenar carga eléctrica entre las secciones.

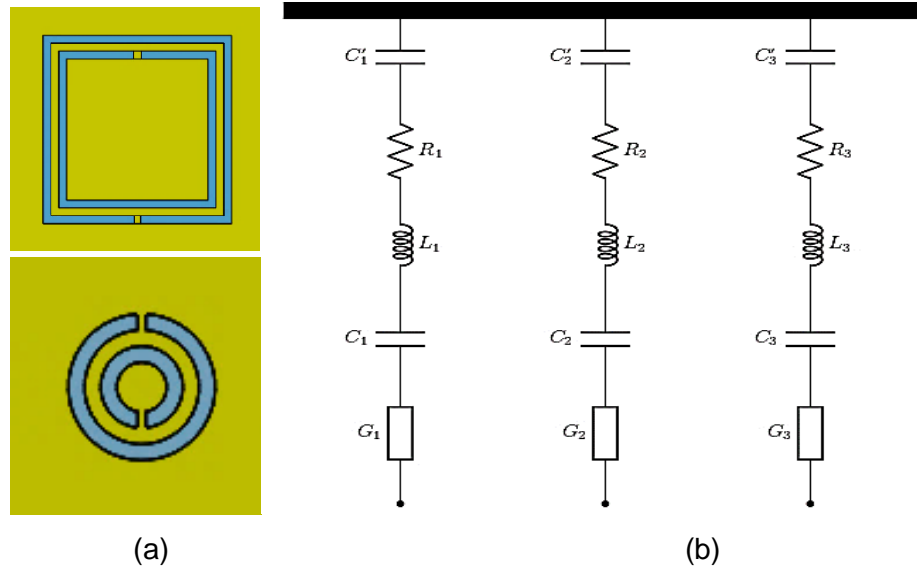


Figura 3.5 (a) Geometría del resonador de anillo dividido complementario (cuadrado y circular) y (b) su modelo de circuito equivalente (las pérdidas óhmicas se tienen en cuenta incluyendo una resistencia en serie en el modelo).

En la figura 3.5b, R representa la resistencia del anillo, que se opone al paso de la corriente y se debe conectar en serie con la inductancia L , ya que la corriente que pasa por el anillo también pasa por la resistencia. G representa la conductancia entre las secciones del anillo, que permite el paso de una corriente de fuga. G se debe conectar en paralelo con el capacitor C , ya que la conductancia está relacionada con la capacitancia y el potencial entre las secciones [6]. Un CSRR en una línea de microstrip logra introducir periódicamente brechas capacitivas en la tira conductora en posiciones periódicas. Estas brechas proporcionan una permeabilidad efectiva con valor negativo a la estructura, lo que resulta en un comportamiento de mano izquierda. Este efecto ha sido demostrado experimentalmente en estructuras fabricadas que exhiben un comportamiento de mano izquierda en microstrip [6]. El comportamiento de mano izquierda en resonadores CSRR se refiere a la propiedad de que estos dispositivos presentan una impedancia negativa y una constante dieléctrica negativa en cierto rango de frecuencias. Esto implica que las ondas electromagnéticas que se propagan por estos resonadores tienen una dirección de fase opuesta a la dirección de propagación, lo que se conoce como inversión de fase. Los resonadores CSRR son estructuras metamateriales que se basan en el uso de anillos resonantes grabados en el plano de tierra de una línea de transmisión microstrip. Estos anillos se acoplan magnéticamente con la línea y producen una resonancia que modifica la respuesta en frecuencia del sistema.

3.1.1.2. Modelado numérico

La simulación y evaluación de los diseños generados son mediante el software de simulación CST Studio Suite. El método del software simulador realiza la resolución de las ecuaciones de maxwell en aplicaciones de radiación tales como simulación del comportamiento del campo electromagnético. En CST, hay disponibles dos solucionadores en dominio temporal de alta frecuencia. Uno se basa en la Técnica de Integración Finita (FIT), simplemente llamado solucionador Transitorio, el segundo se basa en el Método de Línea de Transmisión (TLM) y se conoce como solucionador TLM. Ambos solucionadores trabajan en rejillas hexaédricas, sin embargo, la configuración de malla es ligeramente diferente y se clasifica como tipo de malla Hexaédrica y Hexaédrica TLM, respectivamente. Un solucionador en dominio temporal calcula el desarrollo de campos a lo largo del tiempo en ubicaciones discretas y en muestras de tiempo discretas. Calcula la transmisión de energía entre varios puertos u otras fuentes de excitación y/o espacio abierto de la estructura investigada [58].

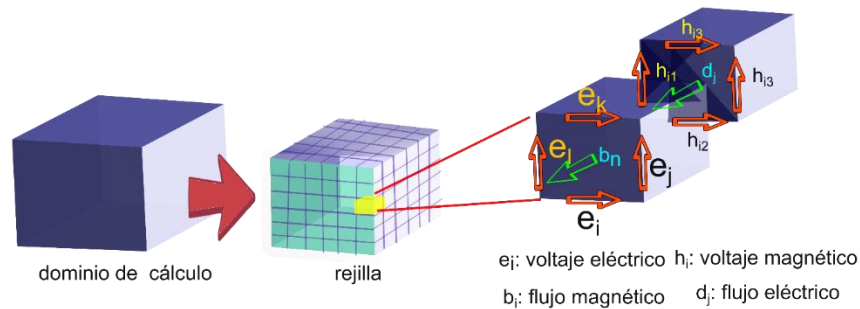


Figura 3.6 Diagrama de flujo magnético y eléctrico en el dominio del tiempo mediante técnica de integración finita.

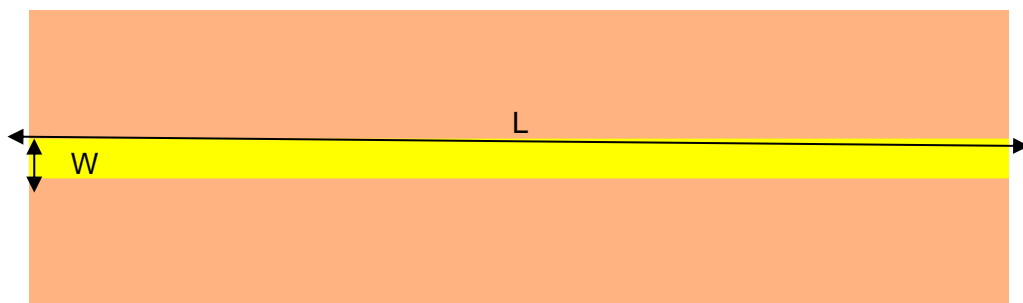
El primer o principal mallado se puede visualizar en CST en la vista de malla; sin embargo, internamente se configura un segundo o doble mallado ortogonal al primero. La discretización espacial de las ecuaciones de Maxwell se realiza finalmente en estos dos sistemas de rejilla ortogonales donde se introducen los grados de libertad como valores integrales. Haciendo referencia a la figura 3.6, los voltajes de rejilla eléctrica “e” y los flujos de facetas magnéticas “b” se asignan en la rejilla primaria. Además, los flujos de facetas dieléctricas “d” así como los voltajes de rejilla magnética “h” se definen en la rejilla dual [58]. En consecuencia, como se ilustra, repitiendo este procedimiento para todas las facetas de celda disponibles, se resume la regla de cálculo en una formulación matricial. Para el caso de nuestra propuesta se obtuvo un total de malla (*meshcell*) de 369.600.

Con base en las ideas expuestas, como parte de la investigación se exploró, a través de simulaciones electromagnéticas, sensores de microondas encontrados en la literatura. Se observó que, al añadir un resonador concéntrico a la línea de transmisión (resonador de anillo dividido), la sensibilidad del sistema ha aumentado. Además, se demostró que el aumento de esta sensibilidad no se debe únicamente al resonador, sino a una combinación de la estructura de las líneas de resonadores concéntricos [37].

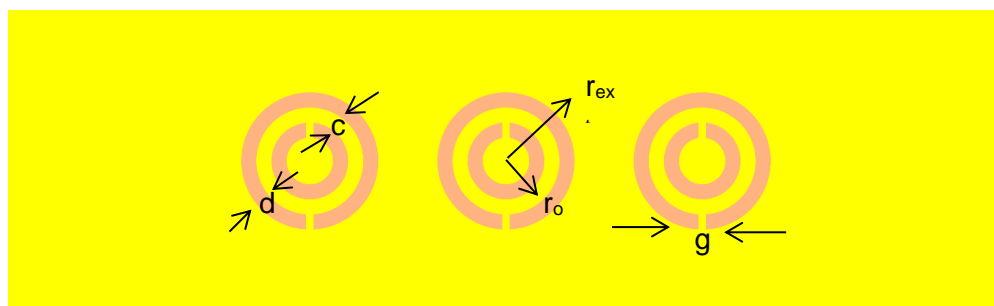
Tabla 3.2 Dimensiones del CSRR de anillo circular.

Variable	Valor (mm)	Descripción
W	2.7	ancho de línea
L	66	longitud de línea
r_{ext}	4.54	radio externo
r_o	2.54	radio interno
d	1	espacio entre anillo
c	1	ancho de anillo
g	0.5	gap

Se menciona que el FR4 tiene una constante dieléctrica de 4.4, espesor $h = 1.5$ mm, para las primeras propuestas del resonador se diseño es en base a un CSRR, sus dimensiones se detallan en la tabla 3.2 y 3.3. En el sensor propuesto, debido a la elección de una permitividad baja para el sustrato, una impedancia característica de 50Ω fue calculada para una línea de 2.7 mm de ancho, indicando un aumento en la sensibilidad del sistema para la misma complejidad de fabricación. La vista frontal y posterior del sensor propuesto se puede ver en la figura 3.7.



(a)



(b)

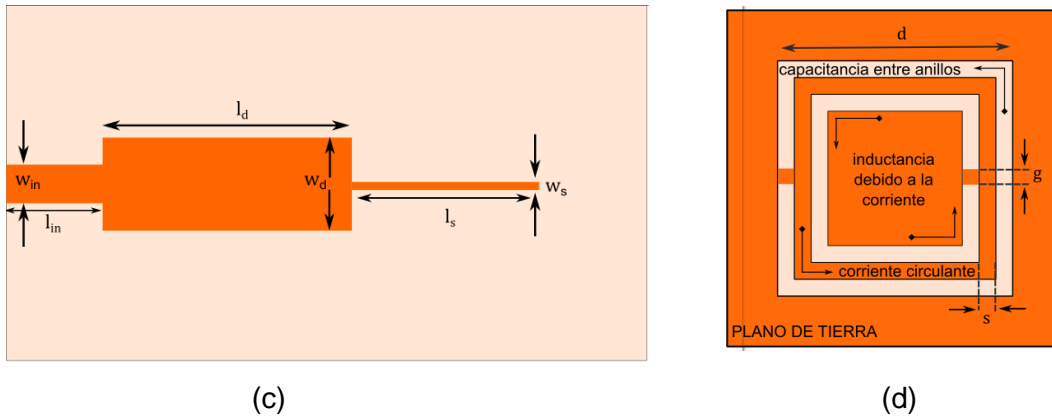


Figura 3.7 Geometría y parámetros de dos resonadores propuestos (a) Parámetros de la línea de transmisión en microstrip del resonador de anillo circular (vista superior). (b) Parámetros del resonador de anillo circular (vista inferior). (c) Parámetros de la línea de transmisión en microstrip del resonador de anillo cuadrado (vista superior). (d) Parámetros del resonador de anillo cuadrado (vista inferior).

La figura 3.7a y 3.7c es la cara superior de los CSRR. En esta cara se ve la línea de transmisión, que es el elemento que conecta el CSRR con la fuente de señal electromagnética. La figura 3.7b y 3.7d es la cara inferior de los CSRR. En esta cara se ve el diseño del resonador, que es el elemento que produce la resonancia a una frecuencia específica. El resonador está formado por anillos concéntricos que tienen unos puentes centrados (gaps). La ranura crea un acoplamiento capacitivo entre los anillos, lo que modifica la frecuencia de resonancia.

Tabla 3.3 Dimensiones del CSRR de anillo cuadrado.

Variable	Valor (mm)
W_{in}	2.7
l_{in}	10.0
w_d	0.08
l_d	26.47
w_s	0.50
l_s	28.52
d	12
g	0.5
s	0.5

Se percibe el CSRR como una estructura de una línea microstrip común desplegada en un dieléctrico sustrato. La figura 3.7b resalta los anillos de la estructura de CSRR con la especificación de los parámetros correspondiente, los anillos truncados son de cobre, conductor no magnético [40].

Tabla 3.4 Valores definidos para el sustrato FR4.

Variable	Valor (mm)	Descripción
h	1.5	espesor de sustrato
t	0.035	espesor de conductor
ϵ_r	4.4	permitividad relativa del sustrato
$\tan\delta$	0.002	tangente de pérdida del sustrato

Los parámetros de la tabla 3.4 son vitales para la simulación y el rendimiento del circuito impreso para su posterior fabricación. El circuito impreso está compuesto por un sustrato FR4 de 1.5 mm de espesor (h), que proporciona la base estructural y eléctrica para los componentes y trazas conductivas. Estas últimas tienen un espesor (t) de 0.035 mm y son las encargadas de conectar los diferentes componentes en el resonador. El sustrato FR4 tiene una permitividad relativa (ϵ_r) de 4.4, que determina la velocidad a la que las señales viajan a través del material, y una tangente de pérdida ($\tan\delta$) de 0.002, que cuantifica las pérdidas dieléctricas asociadas con el material.

A partir de la revisión teórica, a medida que aumenta más el número de celdas/longitud de onda, obtiene resultados más precisos. En este caso, se descuida el tiempo de simulación, el objetivo principal es la precisión de la simulación. Para celdas por longitud de onda; este valor define el límite superior del tamaño de celda con respecto a la longitud de onda. También establece la tasa de muestreo espacial para las señales dentro de su estructura. Esta configuración tiene una fuerte influencia tanto en la calidad de los resultados como en el tiempo de cálculo. Una óptima celda/longitud de onda dan mejores resultados. En este paso, puede concluir que el numero celdas/longitud de onda simulado es suficiente, porque en realidad para una calibración realmente buena en el VNA, dará un mejor resultado. En la realidad, cualquier resonador de microondas práctico tendrá elementos con pérdidas con factores de calidad descargados finitos en asociación con la disipación de potencia en estos elementos. Tal disipación parásita puede conducir frecuentemente a diferencias sustanciales entre la respuesta del resonador realmente realizado y la del ideal diseñado con elementos sin pérdidas. Por lo tanto, es deseable estimar los efectos de la disipación en las características de pérdida de inserción [22].

El campo eléctrico E es una magnitud vectorial que representa la fuerza que ejerce una carga eléctrica sobre otra en el espacio. El campo eléctrico se mide generalmente en voltios por metro (V/m) o también en decibelios (dB) y se representa mediante líneas de campo que indican la dirección y el sentido de la fuerza.

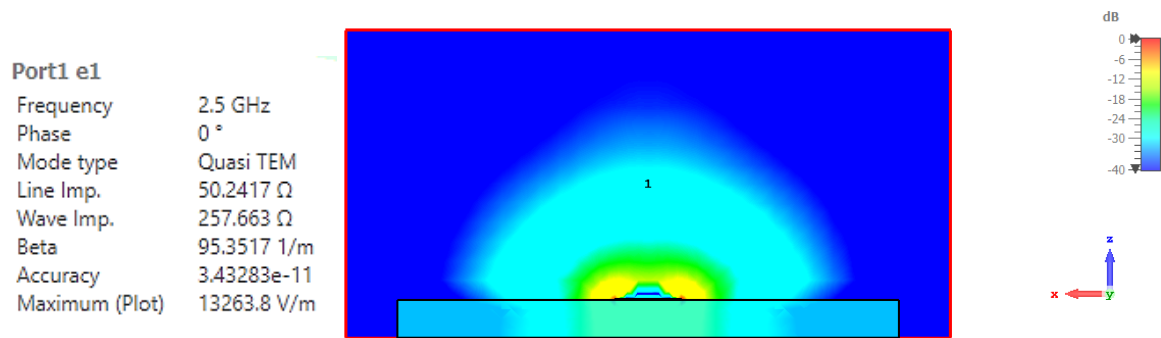


Figura 3.8 Región de alta intensidad del campo eléctrico en el puerto 1 del resonador.

En la figura 3.8 el campo eléctrico E en el puerto 1 del CSRR se muestra mediante una escala de colores que va desde el azul oscuro (baja intensidad) hasta el rojo (alta intensidad). La escala de intensidad está expresada en decibelios (dB), una unidad logarítmica que mide la relación entre dos potencias. El campo eléctrico tiene una distribución radial, con el máximo valor en el centro del puerto y disminuyendo hacia los bordes. Esto significa que hay una mayor concentración de energía eléctrica en el centro del puerto, lo cual es importante para el funcionamiento del CSRR como resonador. Además, se valida que el puerto 1 tiene una impedancia de línea de 50.24 ohmios, lo que implica que hay una buena adaptación entre la fuente y la carga, evitando las reflexiones y las pérdidas de potencia.

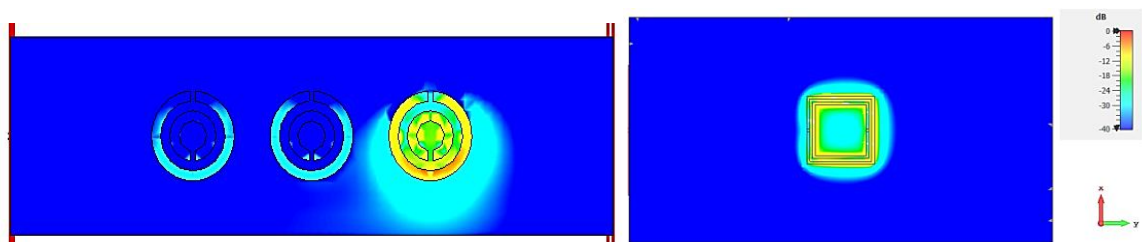
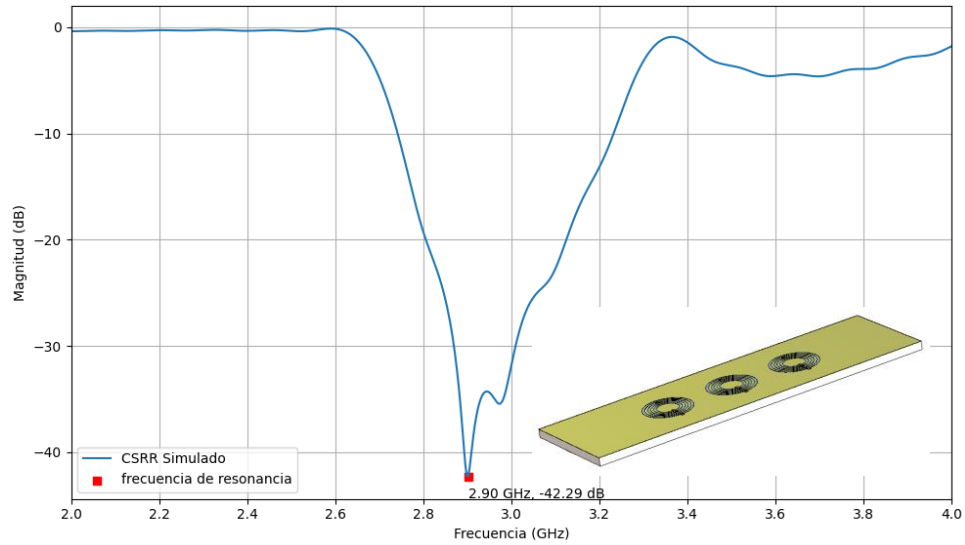
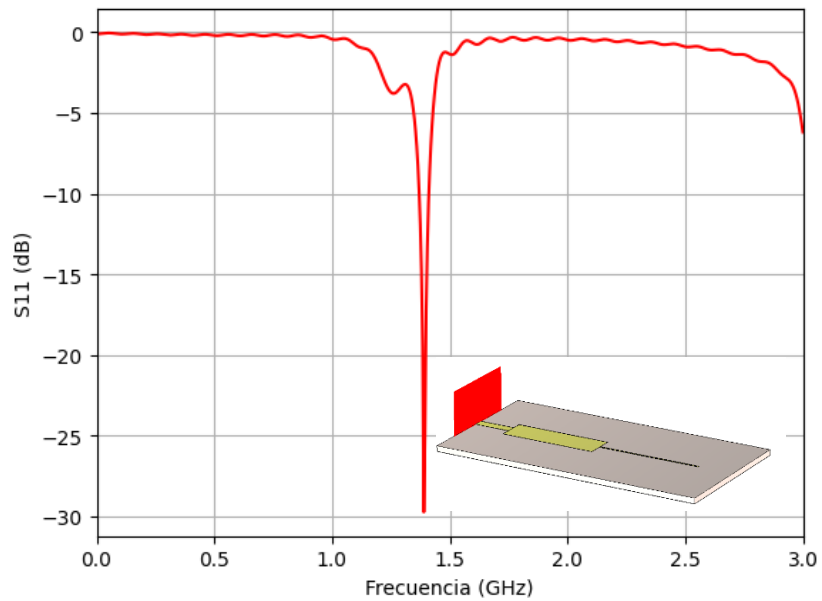


Figura 3.9 Distribución de la potencia radiada para los dos CSRR.

La figura 3.9 muestra la distribución del campo eléctrico en los anillos resonantes, que es una estructura que puede modificar las propiedades electromagnéticas de un medio. Las áreas de mayor intensidad del campo eléctrico son las que tienen un color más cálido, es decir, el amarillo y el verde claro. Estas áreas se concentran en el centro del CSRR y en el borde interno del anillo. Esto se interpreta como que el campo eléctrico se acopla con el CSRR, generando una resonancia que aumenta su magnitud. Las áreas de menor intensidad del campo eléctrico son las que tienen un color más frío, es decir, el azul. Estas áreas se encuentran en el exterior del CSRR y en el espacio entre el anillo y el centro. Esto se interpreta como que el campo eléctrico se atenúa por la presencia del CSRR, que actúa como un filtro que bloquea ciertas frecuencias.



(a)



(b)

Figura 3.10 (a) Parámetro S_{21} del resonador de anillo de dos puertos y (b) respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} del resonador de anillo único puerto.

El parámetro S_{21} y S_{11} de la figura 3.10 representa la magnitud de la transmisión y reflexión de señal entre los puertos 2 y 1. Esto significa que mide la cantidad de señal que se transfiere desde el puerto 1 (entrada) al puerto 2 (salida) para la figura 3.10a. La frecuencia de resonancia se refiere al punto en el que el parámetro S_{11} alcanza su valor mínimo. En este caso, podemos observar que la figura 3.9b un pico prominente cercar de 1.404 GHz con una amplitud cerca de los -30 dB. Este parámetro es la cantidad de señal que se refleja desde el puerto 1 al mismo puerto. Un valor alto de S_{21} indica una buena

transmisión, mientras que un valor bajo indica una reflexión. Esto confirma la frecuencia de resonancia o un punto donde la transmisión es mínima alrededor de los 3 GHz. La caída del pico del CSRR en exactamente 2.9 GHz a -42.29 dB para el parámetro S_{21} significa que hay una fuerte resonancia en esa frecuencia, donde la señal que entra por el puerto 1 se refleja casi por completo, considerando 1001 puntos de muestra con pasos de 3MHz. En la figura 3.9b muestra la respuesta en frecuencia del CSRR de único puerto, donde el S_{11} es la relación entre la señal de entrada y la de salida sobre el mismo puerto (reflexión).

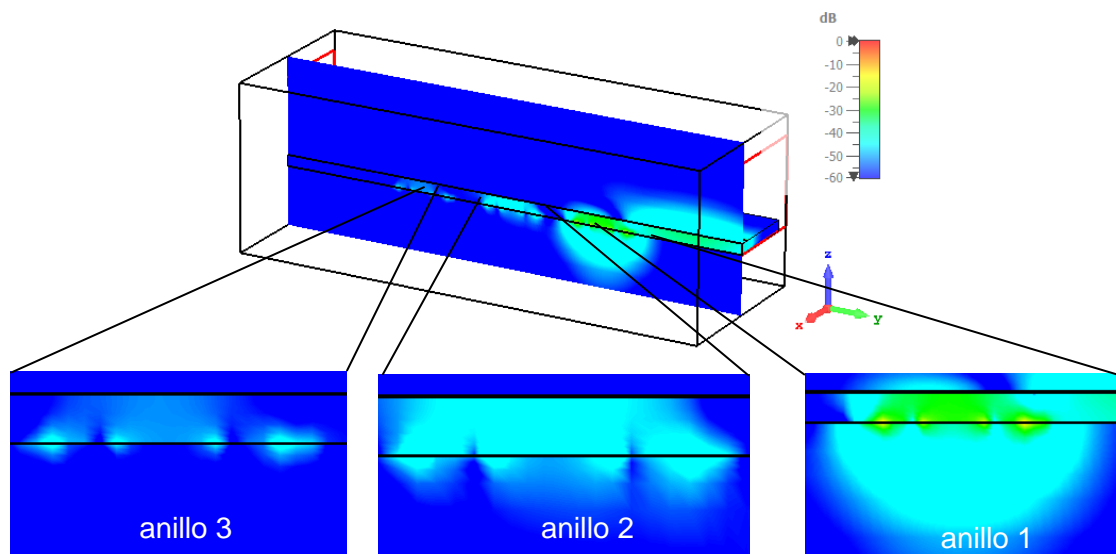


Figura 3.11 Campos en el plano de corte 2D normal a X en el centro del dispositivo.
Distribución del campo eléctrico en los tres anillos complementarios.

La figura 3.11 hace referencia a la visualización de los campos 3D en un plano 2D que corta la estructura. El plano de corte es normal a la dirección X y está posicionado en el centro de la estructura. Los campos se muestran como una escala de colores, indicando la magnitud del campo eléctrico. Para el anillo 3, la intensidad es muy baja, ya que el color es azul oscuro en casi todo el anillo. Solo hay un ligero aumento de intensidad cerca del centro, donde el color es azul claro. La intensidad se ubica entre -50 y -40 dB. Para el anillo 2, la intensidad es baja ya que el color es azul claro en todo el anillo. No hay mucha variación de intensidad en este anillo. La intensidad está estar entre -40 y -30 dB. Para el anillo 1, la intensidad es alta, ya que el color es amarillo y verde se manifiesta en una parte del anillo. Hay una gran diferencia de intensidad entre esta parte y el resto del anillo, donde el color es azul oscuro. La intensidad podría estar entre -10 y -0 dB. Ahora el plano de corte es normal a la dirección "Y" y está posicionado en el centro de cada anillo (tres vistas).

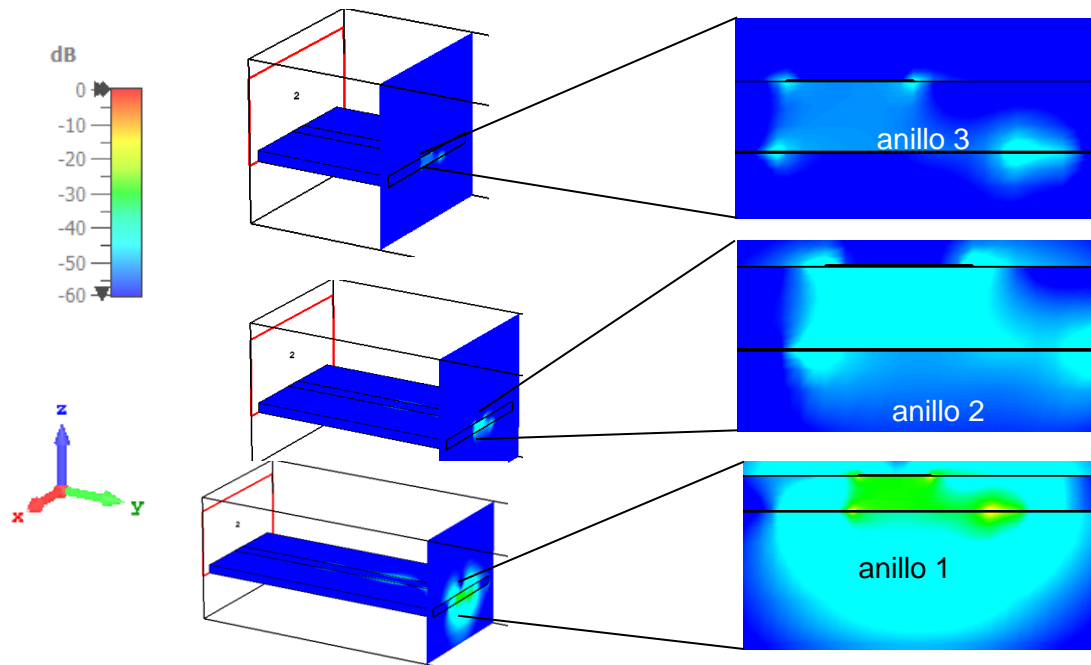


Figura 3.12 Intensidad de campo eléctrico en el plano 2D normal a Y en el centro de cada anillo.

En la figura 3.12 muestra los campos eléctricos en un plano, dentro del modelo nos permite (en el software CST) cortar el modelo 3D con un plano y ver la sección transversal resultante. Si el plano de corte es normal a Y, entonces el plano de corte es paralelo al plano XZ y pasa por el origen. Esto significa que solo vemos la parte del modelo 3D que está en el semiplano positivo de Y. En la gráfica anterior la intensidad de campo eléctrico en cada anillo depende de la distribución de carga y la distancia al centro del anillo. Según la escala, el anillo 1 tiene una intensidad más alta en el centro, donde la carga es más concentrada, y disminuye hacia los bordes. El anillo 2 tiene una intensidad uniformemente baja, lo que indica una carga muy pequeña. El anillo 3 tiene una intensidad ligeramente mayor en los bordes superior e inferior, lo que sugiere una carga asimétrica.

3.1.1.3. Sensitividad y Q factor

Aunque los resonadores son considerados por su desempeño clave en una variedad de aplicaciones de RF/microondas, se han dedicado esfuerzos significativos a los sensores de microondas para la aplicación de caracterización de materiales [4]. Tiene gran importancia de estudiar la caracterización de líquidos usando campos eléctricos de microondas. Analizar la sensibilidad del CSRR como sensor, busca garantizar que el dispositivo sea capaz de detectar con precisión y fiabilidad los cambios en las magnitudes que se están midiendo. Para ello, sobre la estructura del CSRR se montó un bloque PDMS (color gris), un material elástico y transparente que se usa para fabricar dispositivos

microfluídicos. El bloque de PDMS contiene unas cámaras para albergar la muestra. La muestra bajo prueba (en cilindros celestes) puede ser un elemento líquido a la cual se variará su permitividad relativa asignándole una variable (ϵ), dicho montaje se ve en la figura 3.12.

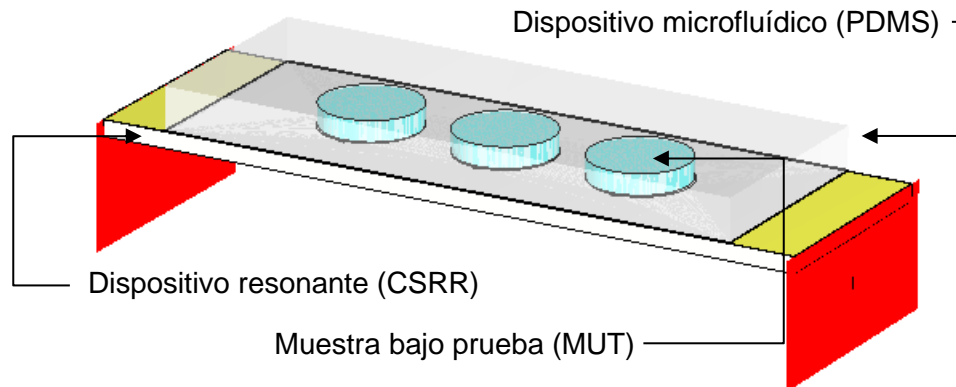


Figura 3.13 CSRR con bloque de muestras para análisis de la variación de la permitividad.

El resultado nos indica el cambio de frecuencia de resonancia del CSRR para distintos valores de la permitividad del MUT sobre los anillos de resonancia. Así, el dispositivo puede identificar y caracterizar diferentes tipos de MUT de forma rápida y precisa.

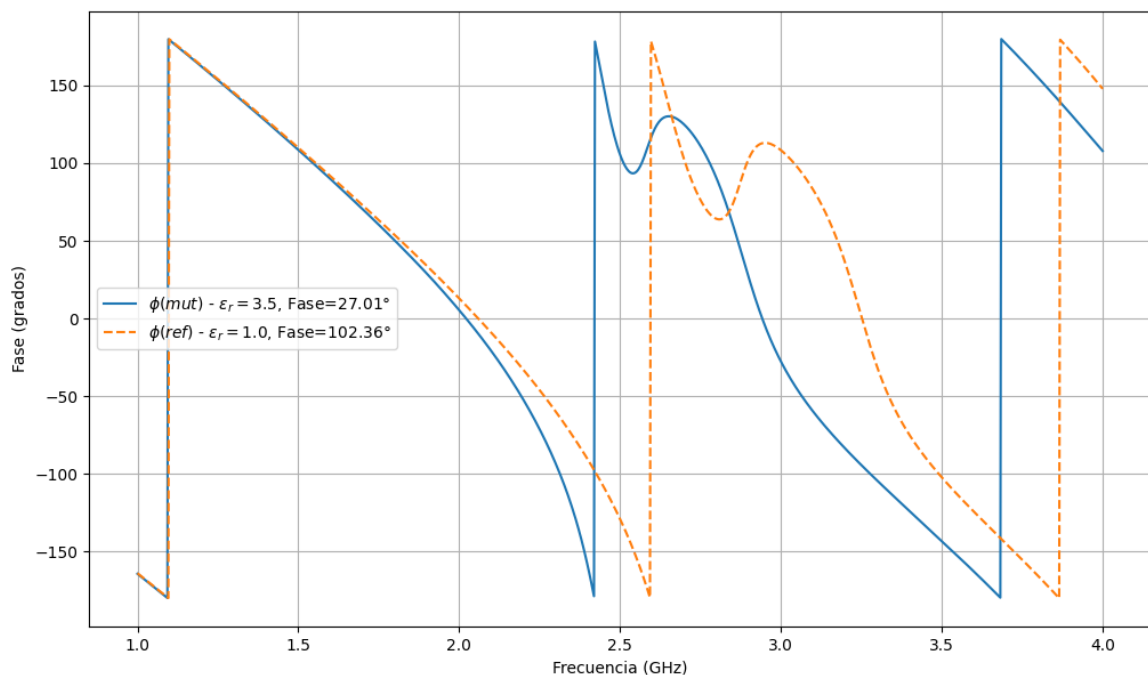


Figura 3.14 Respuesta en fase alrededor de la frecuencia de resonancia para dos tipos MUT sobre el CSRR.

Se puede medir el cambio de fase ($\Delta\phi$) de una señal electromagnética cuando se expone a un material dieléctrico (ϵ). La sensibilidad es una medida de cuánto cambia la fase de la señal por unidad de cambio del dieléctrico. La ecuación de sensibilidad que relaciona la variación de la fase con la variación de la permitividad en un sensor se puede expresar de la siguiente manera [55]:

$$|S| = \frac{\Delta\phi}{\Delta\epsilon} = \frac{\phi_{mut} - \phi_{ref}}{\epsilon_{mut} - \epsilon_{ref}} \quad (3.1)$$

$$|S| = \frac{27.01^\circ - 102.36^\circ}{3.5 - 1} = 30.2$$

Esta ecuación muestra cómo la sensibilidad de un sensor está relacionada con la capacidad del sensor para detectar cambios en la permitividad del medio que está siendo medido. Cuanto mayor sea la sensibilidad, más capaz será el sensor de detectar pequeños cambios en la permitividad del medio, lo que es crucial en muchas aplicaciones de sensores. La ecuación 3.1 es una fórmula para calcular la sensibilidad (S), basada en valores específicas. Estas variables son:

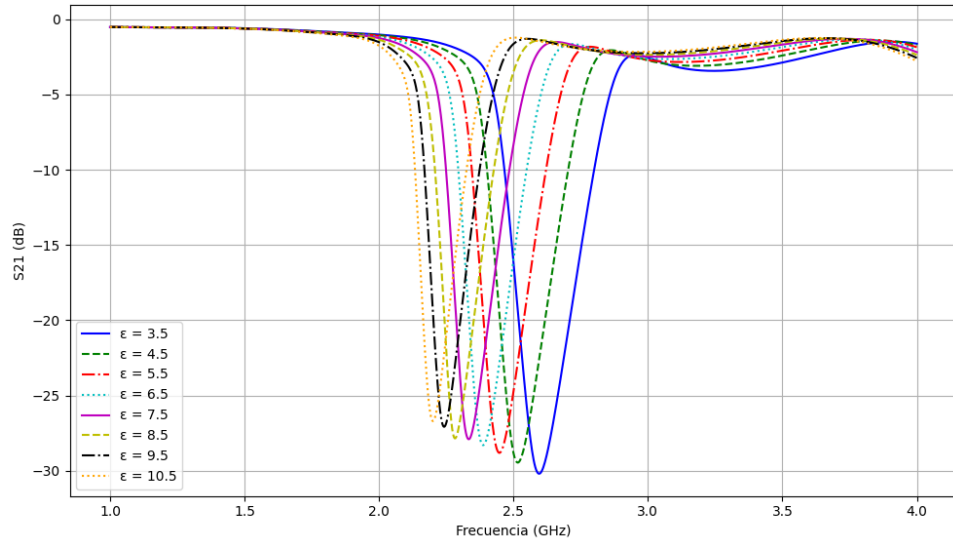
ϕ_{mut} : la fase de la señal cuando el sensor está en contacto con el líquido bajo prueba.

ϕ_{ref} : la fase de la señal cuando el sensor está en el aire (sin líquido).

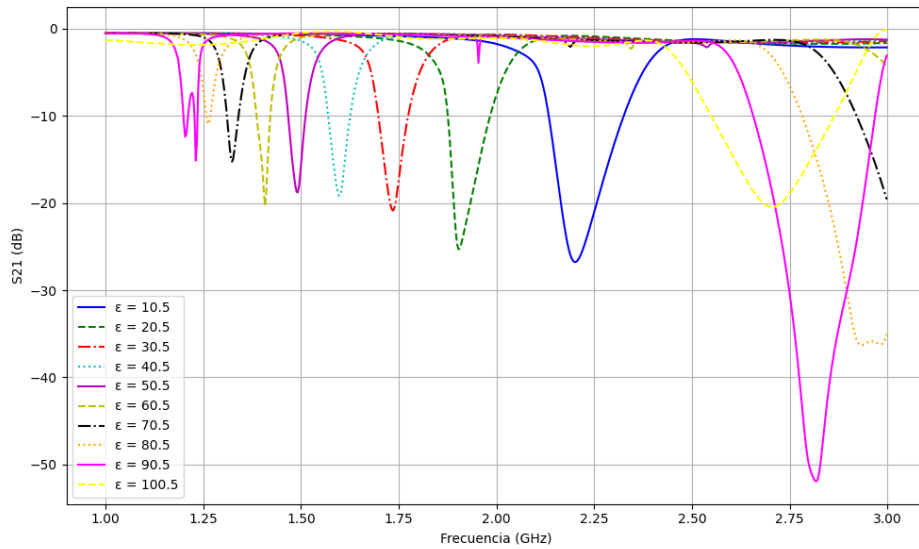
ϵ_{mut} : la constante dieléctrica del líquido.

ϵ_{ref} : la constante dieléctrica del aire (aproximadamente 1).

El sensoramiento por variación de la permitividad se refiere al uso de sensores que miden la permitividad eléctrica de un material o una solución en función de la frecuencia del campo eléctrico aplicado. La permitividad eléctrica es una propiedad que describe cómo un material afecta y se ve afectado por un campo electromagnético. En tal sentido, ingresamos una muestra (una variable) en el simulador y variamos su épsilon (permitividad relativa) de 3.5 a 10.5 para el análisis de la respuesta en frecuencia, como se ve en la figura 3.15a.



(a)



(b)

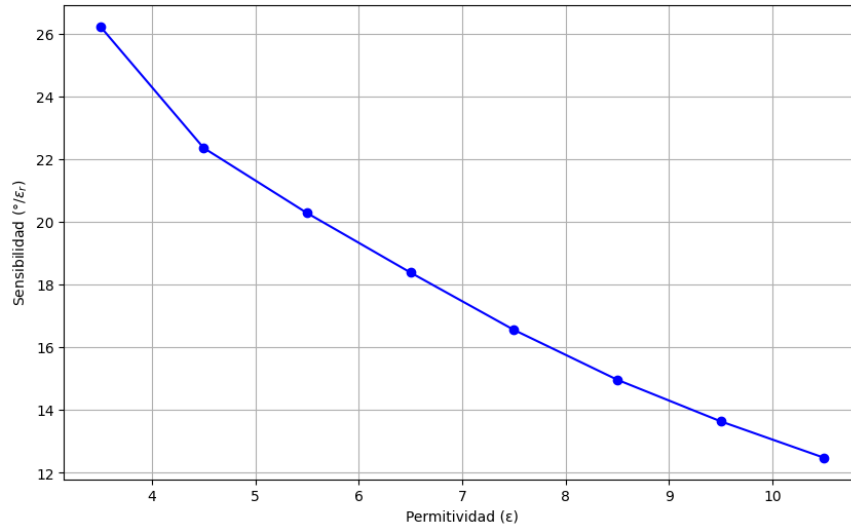
Figura 3.15 Parámetro S_{21} para diferentes muestras. (a) Variación de ϵ en una unidad. (b) Variación de ϵ en 10 unidades.

En la figura 3.15 el parámetro ϵ es una variable ingresada en el dispositivo (simulando muestras distintas), que afecta al campo eléctrico (y su fase). A mayor valor de ϵ , mayor es la reflexión y menor la transmisión de las ondas. Las líneas del gráfico muestran que los parámetros S varían con ϵ de 10.5 a 100.5 (una segunda evaluación), como se muestra en la figura 3.15b; a medida que aumenta la frecuencia, la reflexión (S_{21}) disminuye. Este punto de resonancia depende del valor de ϵ , siendo más alto para los valores más bajos de ϵ y más bajo para los valores más altos de ϵ . La sensibilidad diferencial de los MUT's en función de la frecuencia se calculó (como referencia) con

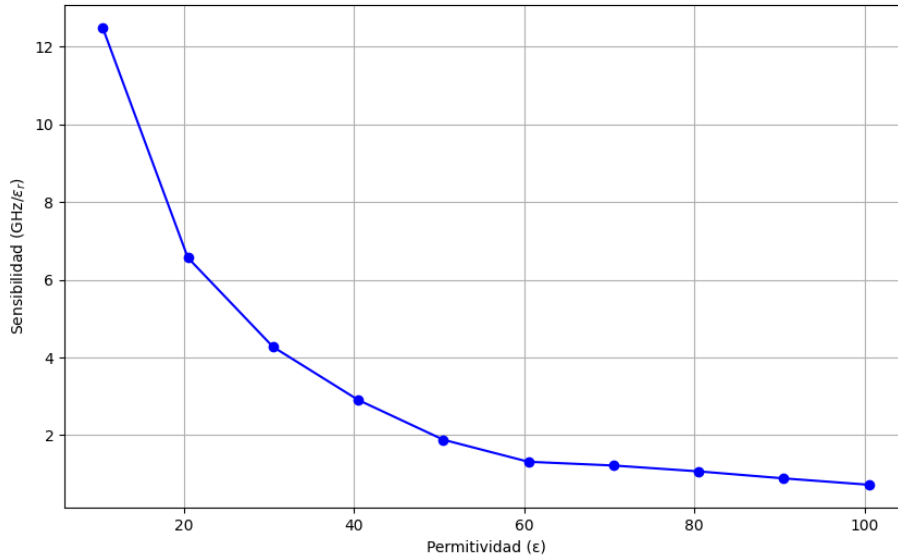
respecto al aire ($\epsilon_r = 1$ y $f_r = 2.9$). La siguiente relación se utiliza para estimar la sensibilidad del sensor [20]:

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon} = \frac{f_{mut} - f_{ref}}{\epsilon_{mut} - \epsilon_{ref}} \quad (3.2)$$

La ecuación 3.2 señala que la sensibilidad es igual al cambio de frecuencia dividido por el cambio de dieléctrico. Esto significa que cuanto mayor sea el cambio de frecuencia y menor sea el cambio de dieléctrico, mayor será la sensibilidad.



(a)



(b)

Figura 3.16 Respuesta del CSRR debido a los cambios de MUT (a) Señal en función de las propiedades del material para valores de 3.5 a 10.5 con variación de una unidad. (b)

Señal en función de las propiedades del material para valores de 10.5 a 100.5 con variación de diez unidades.

En la figura 3.16a hay una curva que comienza alta en valores bajos de ϵ y disminuye a medida que ϵ aumenta (de uno en uno), indicando una relación inversa entre la sensibilidad y la permitividad. En la figura anterior, se puede observar que a medida que la permitividad aumenta, la sensibilidad disminuye de alrededor de 26 a 12 grados por unidad de permitividad. Caso similar se repite en la figura 3.16b con ϵ variando de 10 en 10. Esto confirma que hay una relación inversa entre la sensibilidad y la permitividad: a medida que la permitividad aumenta, la sensibilidad disminuye. El declive de la figura es la sensibilidad del sensor propuesto, que es la relación entre la salida diferencial de la frecuencia (Δf) y la entrada diferencial ($\Delta \epsilon$) de la permitividad. El factor de calidad (Q) del CSRR se puede calcular usando la siguiente ecuación 3.3 [19] [18].

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} = \frac{f_r}{f_2 - f_1} \quad (3.3)$$

Podemos hacer una estimación del factor de calidad para ambos resonadores, la frecuencia de resonancia $f_r = 2.90$ GHz. Magnitud en la frecuencia de resonancia = -42.29 dB. Buscamos los puntos donde la magnitud es $-42.29 + 3$ dB = -39.29 dB en ambos lados de la frecuencia de resonancia: A la izquierda de 2.90 GHz, f_1 parece estar alrededor de 2.88 GHz (aproximadamente). A la derecha de 2.90 GHz, f_2 está alrededor de 2.92 GHz (valor estimado). Ahora, calculamos el factor de calidad $Q = 2.90 \text{ GHz} / 2.92 \text{ GHz} - 2.88 \text{ GHz} = 2.90 / 0.04 = 72.5$. En el segundo prototipo, la frecuencia de resonancia $f_r = 1.404$ GHz. La magnitud en la frecuencia de resonancia: -30 dB (aproximado). Magnitud en -3 dB = -27 dB. Hacemos una estimación más detallada de las frecuencias f_1 y f_2 visualizando la figura nuevamente. A la izquierda de 1.404 GHz, f_1 parece estar alrededor de 1.398 GHz. A la derecha de 1.404 GHz, f_2 parece estar alrededor de 1.41 GHz. Calculamos $Q = f_r / f_2 - f_1 = 1.404 \text{ GHz} / 1.41 \text{ GHz} - 1.398 \text{ GHz} = 1.404 / 0.012 = 117$.

3.2. Diseño del dispositivo microfluídico

El dispositivo microfluídico permite manipular fluidos a escala micro en canales y cavidades. La impresión 3D por estereolitografía es una opción versátil. Un paso crítico en el desarrollo del chip de microfluidos es el definir el tipo de material del molde (teflón, resina, acrílico, etc.) y adquirir el método de fabricación (factibilidad de uso) adecuado. Se consideró la impresión 3D como un método accesible y de fabricación práctica, particularmente para la creación ultrarrápida de prototipos en resina.

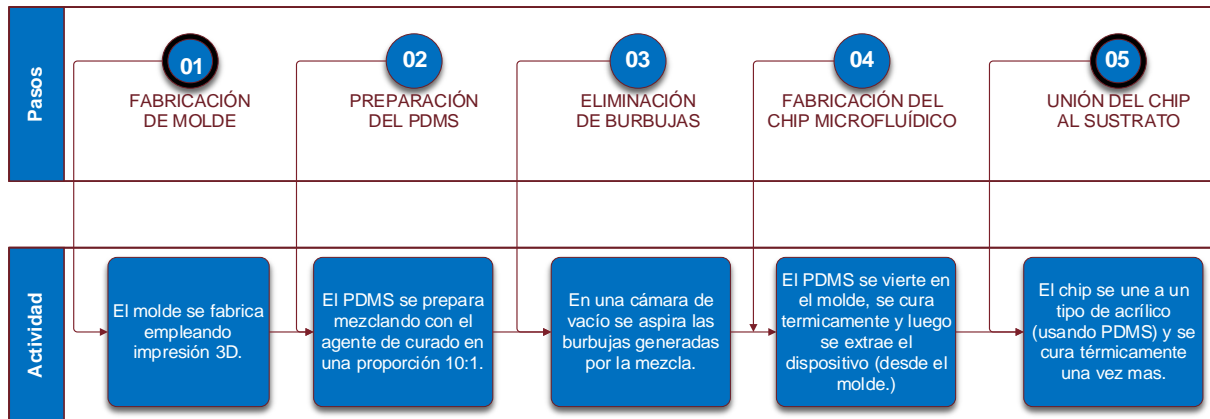


Figura 3.17 Procedimiento para la fabricación del dispositivo microfluídico.

La figura 3.17 presenta el proceso en cinco pasos para la fabricación y preparación del chip microfluídico, que consiste en: 1) fabricar el molde usando impresión 3D, 2) preparar el PDMS mezclándolo con un agente de curado, 3) eliminar las burbujas de la mezcla, 4) verter el PDMS en el molde y curarlo térmicamente para obtener el chip, y 5) unir el chip al sustrato usando cinta de fijación o PDMS y curarlo nuevamente. El esquema muestra los materiales, equipos y condiciones necesarios para cada paso. La impresión 3D es una forma de tecnología de fabricación aditiva en la que un objeto es creado por sucesivas capas de material. Las impresoras 3D son generalmente más rápidas, más asequibles y más fáciles de usar que otras tecnologías de fabricación aditiva, puede permitir el desarrollo de prototipos desde el punto de vista conceptual a través de pruebas funcionales de forma rápida y sencilla con un costo menor que el uso del tipo de procesos de sala limpia [47]. La impresión 3D reemplazó métodos de fabricación convencionales en términos de resolución rápida, disponibilidad de materiales, funcionalización de modificación de superficie y rendimiento de producción. Las técnicas actuales de fabricación aditiva emplean impresión 3D para dispositivos de microfluidos [51].

Mohammed et al., [35] diseñaron un dispositivo el cual se fabricó utilizando la tecnología de impresión 3D de estereolitografía (STL). El proceso de fabricación aditiva permitió una fabricación precisa de las formas y superficies irregulares de forma rápida y sencilla. Luego de revisar la literatura, se propone el proceso paso a paso para la implementación del dispositivo microfluídico.

3.2.1. Modelo y entorno de simulación

En este contexto, el entorno de simulación en COMSOL *Multiphysics* permite una resolución precisa y eficiente de modelos, lo que permite estudiar las propiedades

mecánicas y de flujo microfluídico desde el nivel micro hasta el nano. Este software proporciona un amplio espacio para explorar diversos componentes como microbombas, micromezcladores y electroforesis en gel dentro de un solo modelo, optimizando los parámetros de diseño para el sistema [45]. Además, es un software de simulación que permite modelar una amplia variedad de materiales, incluyendo resina, acrílico y PDMS (polidimetilsiloxano). Puedes definir las propiedades de estos materiales en COMSOL para simular su comportamiento en diferentes situaciones y condiciones [39].

El modelo microfluídico propuesto es un dispositivo diseñado para manipular fluidos a pequeña escala. El diseño paramétrico facilita la introducción de cambios y ajustes en el modelo. El modelo se renderizó en tonos grises para mostrar el aspecto final del dispositivo, tal como se ve en la figura 3.18.

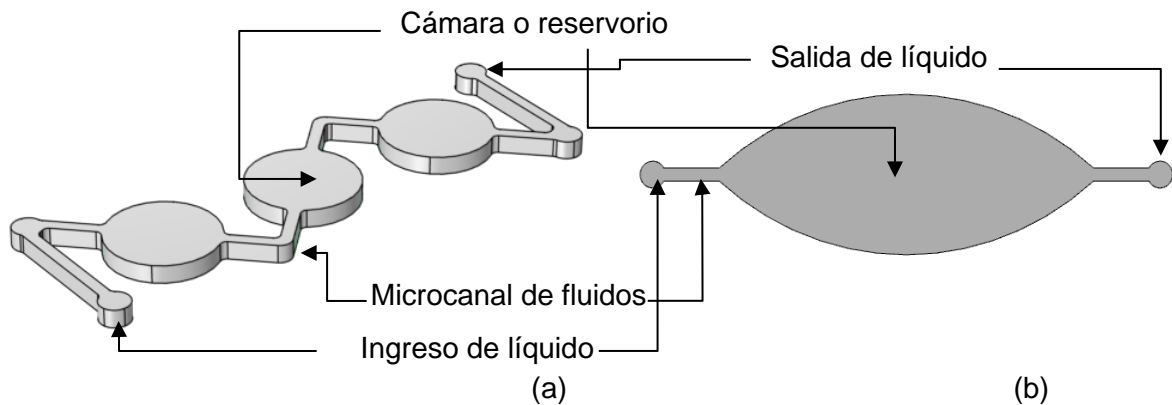


Figura 3.18 Elementos de dos dispositivos microfluídico propuestos. (a) Vista 3D del dispositivo denominado zigzag y (b) vista 2D del dispositivo denominado gota.

Las tres cámaras circulares tienen un radio de 4.54 mm cada una y están separadas por una distancia de 13.00 mm (entre sus centros). Estas cámaras están conectadas por un microcanal que son como unos brazos en diagonal. El microcanal también tiene un radio de 1.25 mm para la entrada y salida del líquido y en las esquinas (codos) para suavizar la curvatura. Además, en la esquina (interna) de los microcanales tienen una forma circular pequeña con un radio de 0.50 mm. Todas las dimensiones están marcadas con líneas grises y etiquetas numéricas, como se ve en la figura 3.19.

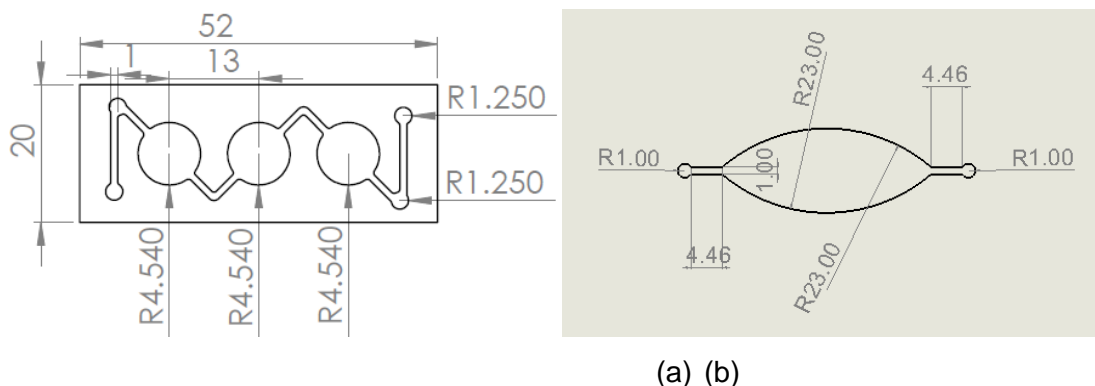


Figura 3.19 Dimensiones de los microcanales y cámaras para muestras, en milímetros.
(a) Medidas para el chip microfluídico zigzag y (b) medidas del chip microfluídico gota.

Se utiliza la versión 6.0 de COMSOL *Multiphysics* para diseñar la estructura del chip con los canales y reservorios junto con dimensiones perfectas. También se simula el flujo microfluídico de única fase mediante la introducción de parámetros de materiales como el agua. El campo de velocidad es una función vectorial que describe la velocidad de un fluido en un punto específico en un instante de tiempo. Este campo de velocidad está constituido por una distribución continua de una magnitud vectorial definida mediante una función continua de las coordenadas espacio-temporales. Cuando se describe el campo de velocidad, lo que se describe es el valor de la velocidad para la partícula que ocupa un determinado sitio en el espacio en un instante dado. Controlar y medir la velocidad de flujo del líquido que circula por el chip microfluído es importante, ya que de ella dependen factores como la dispersión y la detección de las muestras (evaluado en la simulación). Para controlar y medir la velocidad de flujo del líquido en la física real demandará el uso de bombas.

3.2.2. Velocidad y presión de flujo

Un desafío común en la microfluídica, es la generación precisa de flujos en experimentos a escala micro. A nivel microscópico, los fluidos pueden comportarse de manera diferente a como lo hacen a mayor escala, lo que presenta dificultades para controlar y mantener flujos constantes y precisos. Esta problemática es relevante en la investigación, donde la capacidad de generar y controlar flujos es crucial para llevar a cabo experimentos relevantes. El flujo laminar se mueve en láminas paralelas sin entremezclarse, y la resistencia al flujo depende de la viscosidad del fluido. La figura 3.20 es la distribución de la velocidad del fluido a lo largo del microcanal y cámaras. Se constata el perfil laminar de velocidades en el dispositivo, donde la velocidad máxima se encuentra en el centro del microcanal y la velocidad es igual a cero en sus paredes.

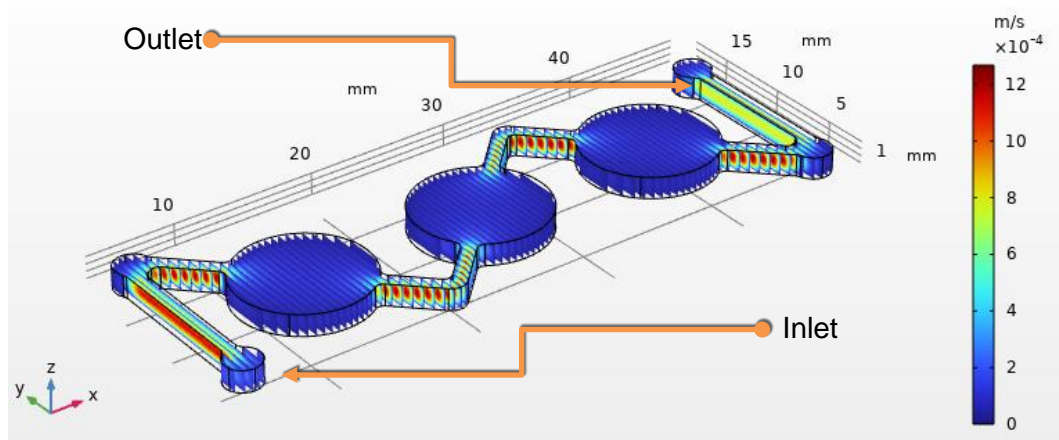


Figura 3.20 Velocidad (m/s) en el microcanal simulado en COMSOL. Los cortes indican la dirección y velocidad del flujo. El color rojo representando las velocidades más altas y el azul las más bajas.

La velocidad del flujo es más baja en las cámaras ya que amplían la sección efectiva del microcanal. Por eso, las cámaras y sus pares (circulares) están coloreados de azul oscuro, que indica una velocidad de alrededor de 1×10^{-4} m/s. La velocidad del flujo es más alta en la zona del microcanal, ya que estas provocan una aceleración del fluido al reducir el diámetro del conducto. Por eso, los microcanales están coloreados de rojo, que indica una velocidad de alrededor de 9×10^{-4} m/s. La velocidad del flujo varía de forma continua a lo largo del dispositivo. Esto significa que la velocidad es máxima en el centro del microcanal y mínima en las paredes del mismo. Por eso, se observa un gradiente de colores desde el azul hasta el rojo en cada sección transversal del sistema.

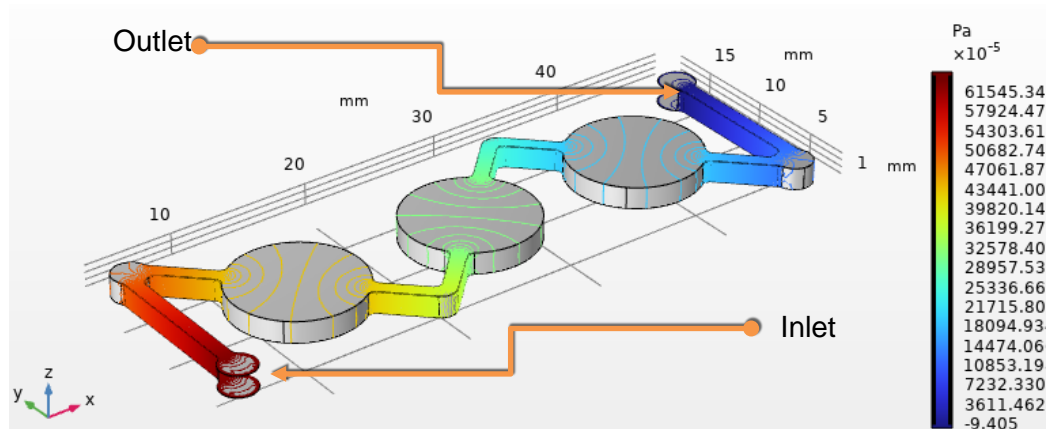


Figura 3.21 Niveles de presión en el dispositivo microfluídico simulado en COMSOL.

La presión más alta se encuentra en la cámara superior izquierda, donde el color es rojo. El valor de la presión es de 61092.73×10^{-5} Pa (Pascal). La presión más baja se encuentra en la cámara inferior derecha, donde el color es azul oscuro. El valor de la

presión es de -9.405×10^{-5} Pa. La presión media se encuentra en las cámaras intermedias, donde el color es verde. El valor de la presión varía entre 0 y 10000×10^{-5} Pa. La presión varía según las líneas amarillas que representan los flujos o trayectorias dentro del dispositivo. La presión aumenta o disminuye según la dirección y la curvatura de las líneas, como se ve en la figura 3.22.

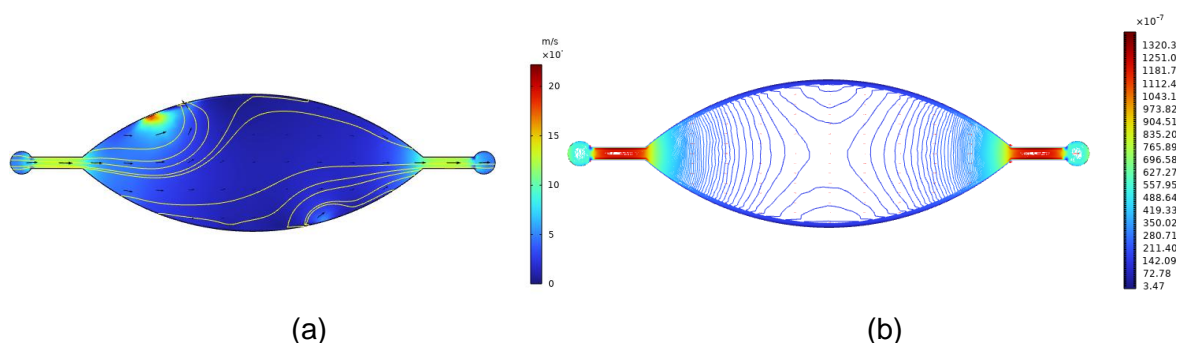


Figura 3.22 Análisis de superficie y curva de nivel en geometría de gota simulado en Comsol (a) Magnitud de velocidad en m/s. (b) Campo de presión en Pascal (Pa).

De la figura 3.22a, la magnitud de la velocidad es una medida del cambio de posición de un cuerpo a lo largo del tiempo. En términos físicos, se puede calcular como el desplazamiento realizado por unidad de tiempo. La figura 3.22b de presión en el contexto de COMSOL Multiphysics representa una distribución de tensiones en un sistema. En el método de elementos finitos, la geometría se divide en pequeños parches llamados elementos finitos que forman una malla. Cada elemento tiene una aproximación de la variación del campo a resolver, definida por funciones de forma. Las tensiones y deformaciones locales son cruciales en mecánica estructural, ya que altas tensiones pueden causar fallas. Al superar las limitaciones en la generación de flujos precisos a escala micro, esta investigación abre nuevas posibilidades para el diseño y la realización de experimentos más precisos y relevantes en el campo de la microfluídica.

3.2.3. Inyección y salida del líquido

La utilización de bombas de inyección puede corregir desviaciones (filtración) en los flujos; se logra optimizar el flujo dependiente del tiempo en canales microfluídicos. Este método ofrece una solución práctica y efectiva para mejorar la precisión de los flujos en experimentos microfluídicos, lo que tiene implicaciones significativas para la investigación [35].

Injectar el líquido en el chip microfluído, que en este caso consiste en el sistema jeringas, chip y la bomba digital de laboratorio. Este es un instrumento de alta precisión que se utiliza para transferir líquidos a bajas tasas de flujo con gran exactitud. Puede usarse

con uno o dos canales y aceptar jeringas de diferentes tamaños. Extraer el líquido del chip microfluídico, que en este caso consiste en uso de jeringas, conectores y recipientes.

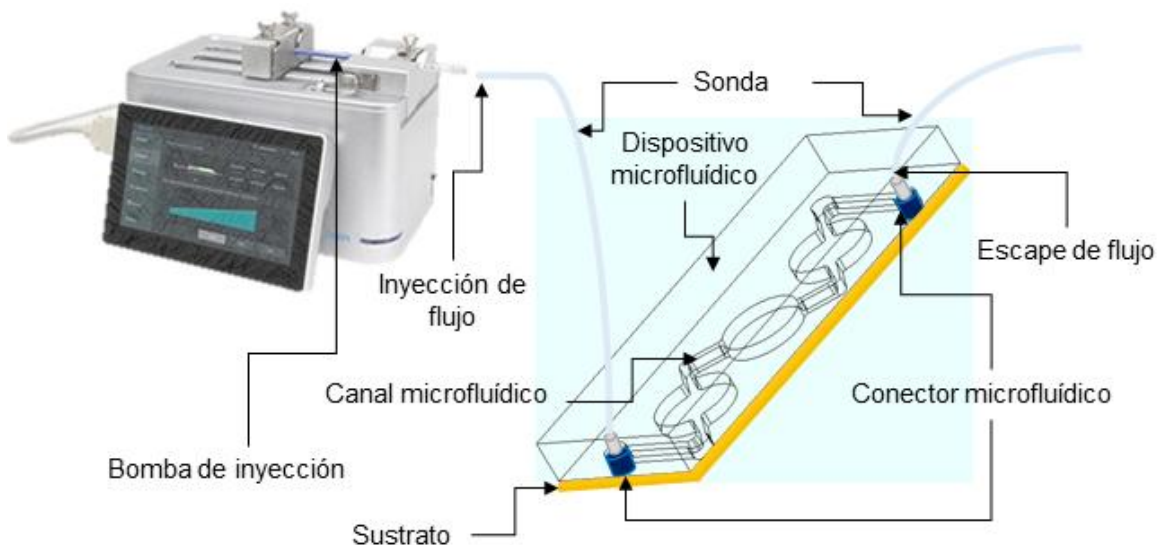


Figura 3.23 Dispositivo microfluídico y bomba de jeringa para inyección de fluido.

Al realizar la inyección y la salida del líquido en un dispositivo microfluídico, es fundamental tener en cuenta una serie de consideraciones prácticas que garantizarán el correcto funcionamiento del sistema (figura 3.23).

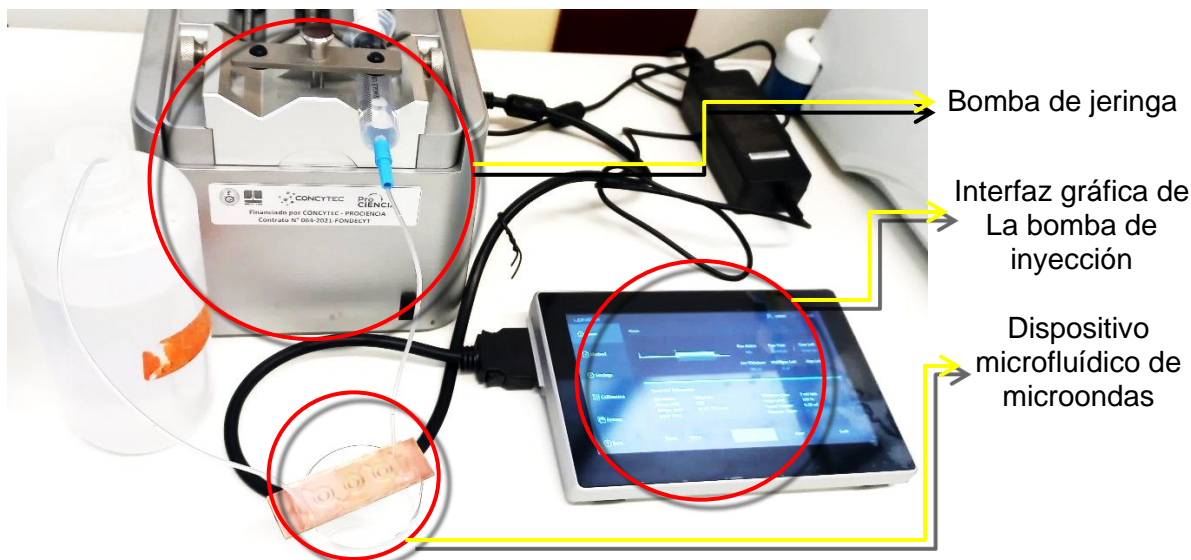


Figura 3.24 Sistema de inyección de líquidos mediante bomba de jeringa digital de laboratorio dLSP500 (LONGER).

La limpieza del dispositivo es crucial para evitar la obstrucción de los canales y garantizar la precisión de las mediciones. Además, el llenado del dispositivo debe realizarse de manera cuidadosa para evitar la formación de burbujas de aire que podrían interferir con

el flujo del líquido. Asimismo, al vaciar el dispositivo, es importante asegurarse de que se elimine por completo el líquido residual para evitar contaminaciones en experimentos posteriores. La figura 3.24 muestra el *setup* de laboratorio para la inyección de líquidos en el dispositivo microfluídico. Esta bomba es utilizada para mover líquidos a través del dispositivo con un flujo y volumen controlados. La jeringa está conectada a la bomba, y a través de la manguera flexible, el líquido es dirigido hacia el dispositivo microfluídico. A la izquierda de la bomba de jeringa, es un contenedor (residual) de líquido. A la derecha de la bomba, la tableta o interfaz digital con pantalla táctil que muestra una interfaz de usuario con controles deslizantes y opciones para ajustar parámetros como velocidad (mL/min), volumen (mL) y el process; infundir (infuse) o retirar (*withdraw*), esta pantalla se utiliza para controlar la operación de la bomba de jeringa.

Es importante destacar que la incorrecta manipulación del líquido en el dispositivo microfluídico no solo afecta la precisión de las mediciones (debido a generar burbujas), por lo tanto, los procedimientos recomendados para la inyección son de 1 a 5 mL/min y salida del líquido de hasta 5 mL/min. El dispositivo es llenado con un volumen de 250 uL y 400 uL. Se recomienda emplear técnicas de limpieza y enjuague para eliminar cualquier residuo que pueda quedar atrapado en el sistema.

CAPITULO IV

ANÁLISIS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS

4.1. Fabricación del dispositivo

4.1.1. Fabricación del dispositivo resonante

El proceso requirió de muchas pruebas de fabricación, tanto por pruebas de geometrías, desde anillos divididos (cuadrado y circulares) y stub, también, por técnicas de fabricación (grabado químico y por transferencia térmica). Para la fabricación final (con mejor resultado) se utilizó control numérico computarizado (CNC).

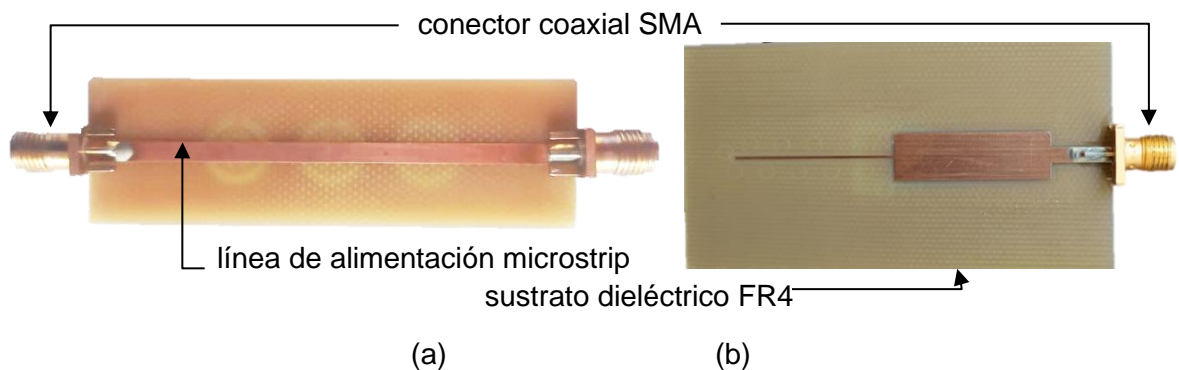


Figura 4.1 CSRR fabricado mediante CNC con conectores coaxiales SMA en los extremos. (a) Resonador de dos puertos. (b) Resonador de un único puerto.

De la figura 4.1a, la dimensión total es de 66mm x 20 mm y la distancia entre los centros de los anillos es de 13 mm; en el caso del resonador de la figura 4.1b sus dimensiones son de 75 mm x 40mm. Para las pruebas y conexión al VNA se utilizó un tipo de conector SMA. En la figura 4.1 se muestra dos resonadores el microstrip de sustrato dieléctrico FR4. Como tal, el resonador es un dispositivo eléctrico que permite la conexión entre dos conectores coaxiales sobre una línea de alimentación. El sustrato dieléctrico es un material compuesto de fibra de vidrio y resina epoxi. La línea de transmisión tiene una anchura 2.70 mm, y se suelda a los conectores SMA.

El error relativo porcentual es una medida de la exactitud de una aproximación numérica con respecto al valor verdadero. Según Chapra S. [10], el error relativo porcentual se define como:

$$E_r = \frac{\text{verdadero} - \text{aproximación}}{\text{verdadero}} \times 100\% \quad (4.1)$$

El error relativo porcentual expresa el error absoluto como un porcentaje del valor verdadero, lo que facilita la comparación de diferentes aproximaciones. Se comparó para cada uno de los parámetros del resonador. La tabla 4.1 y 4.2 calcula y muestra el error relativo (porcentual) de cada parámetro para ambos resonadores.

Tabla 4.1 Error relativo de los parámetros del CSRR de dos puertos.

Parámetros	Valor Verdadero	Valor Medido	Error Relativo %
W	2.7 mm	2.63 mm	2.59 %
L	66 mm	66.53 mm	0.80 %
r _{ext}	4.54 mm	4.48 mm	1.34 %
r _o	2.54	2.40 mm	5.83 %
d	1	0.94 mm	6 %
c	1	1.07 mm	7 %
g	0.5	0.53	6 %

Tabla 4.2 Error relativo de los parámetros del CSRR de un solo puerto.

Parámetros	Valor Verdadero	Valor Medido	Error Relativo %
W _{in}	2.7 mm	2.79 mm	3.33 %
l _{in}	10.0 mm	10.04 mm	0.4 %
w _d	8.08 mm	8.08 mm	0 %
l _d	26.47 mm	26.46 mm	0.038 %
w _s	0.5 mm	0.49 mm	2 %
l _s	28.52 mm	28.67 mm	0.53 %
d	12.0 mm	12.02 mm	0.17 %
g	0.5 mm	0.52 mm	4 %
s	0.5 mm	0.58 mm	16 %

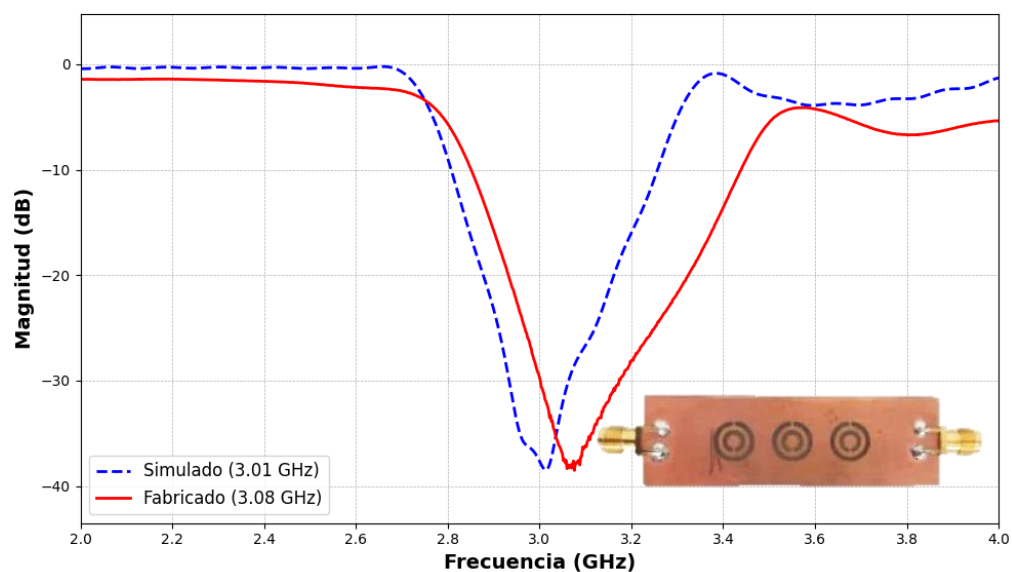
Se observa que el error relativo no supera el 16% de entre todas las variables, lo que indica una buena precisión en las mediciones y las simulaciones. Sin embargo, se aprecia que el error relativo es mayor para las variables de menor magnitud, como el gap, ancho de anillo, y la espacio entre anillos. Esto se debe a que estas variables son más sensibles a las variaciones en el proceso de fabricación (limitante). El analizador de redes es indispensable para el análisis de parámetros de dispersión (*scattering*), sobre todo si se trata de resonadores. El VNA es un analizador de red vectorial que permite mediciones muy versátiles en dispositivos, cables y antenas de radiofrecuencia. En la figura 4.2 se

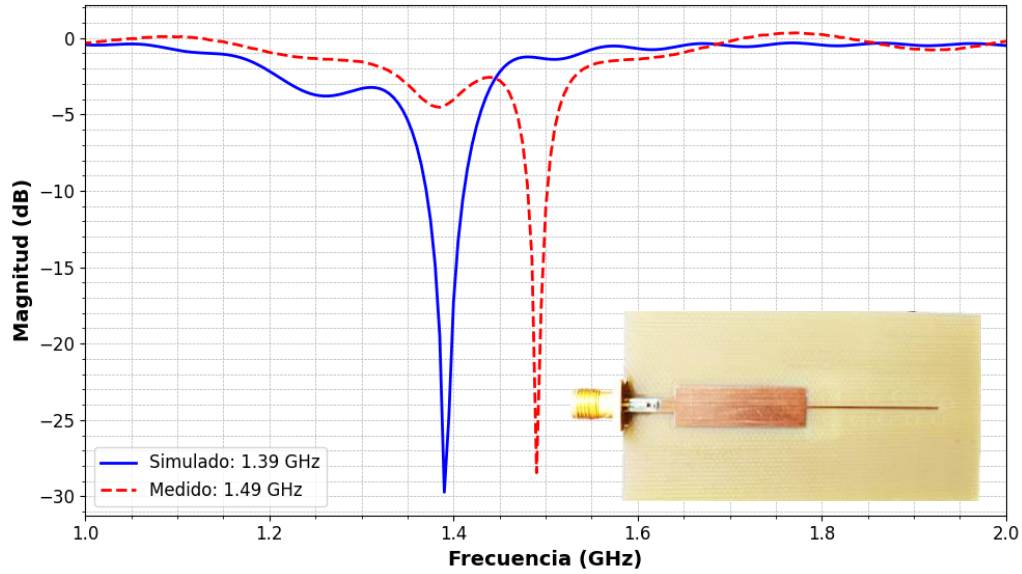
muestra la conexión y prueba del CSRR mediante el VNA, para ello se requiere como paso previo calibrar el VNA para medir los parámetros de dispersión del CSRR en un rango de frecuencias. Esto facilita la medición de las propiedades más importantes de líneas de transmisión.



Figura 4.2 Medición y prueba de los CSRR (de 1 y 2 puertos) mediante el analizador de redes vectoriales (VNA) KEYSIGHT N9952A.

Los dos puertos del analizador ofrecen posibilidades de medición de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} (o S_{12} y S_{22}), es decir, la medición de la reflexión en un puerto (S_{11}) y la transmisión del puerto 1 al puerto 2 (S_{21}). Para una mayor precisión, este proceso de medición debe calibrarse, la calibración se detalla en el Anexo D. Para ello se emplea un juego de calibración; abierto (open), corto (short), carga (load) y a través de la línea (thru). El archivo S2P del VNA KEYSIGHT puede mostrar datos en formato de pares Real/Imaginario, LogMag/Fase o LinMag/Fase. A continuación, se muestra el S_{21} del dispositivo fabricado.





(b)

Figura 4.3 (a) Respuesta en frecuencia (parámetro S_{21}) del resonador de dos puertos y (b) Respuesta en frecuencia (parámetro S_{11}) del resonador de único puerto.

El parámetro S_{21} corresponde a la figura 4.3a expresado en decibelios (dB), indican la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada de la señal. El eje Y representa la magnitud del parámetro S_{21} (en dB), mientras que el eje X muestra la frecuencia en gigahercios (GHz). Se observa que el parámetro S_{21} presenta un valle pronunciado a una frecuencia de 3.08 GHz, con una magnitud de -38.51 dB, bastante cercano a los valores simulados. Esto significa que, a esa frecuencia, la señal se atenúa casi por completo, lo que implica una alta absorción de energía por parte de la estructura resonante. Del mismo modo, se calculó el error relativo para el valor de resonancia.

CSRR DE ÚNICO PUERTO

$$E_{r(1)} = \frac{|3.01-3.08|}{|3.08|} \times 100\%$$

$$E_{r(1)} = \frac{0.07}{3.08} \times 100\%$$

$$E_{r(1)} = 0.0227 \times 100\%$$

$$E_{r(1)} = 2.27\%$$

CSRR DE DOS PUERTOS

$$E_{r(2)} = \frac{|1.39-1.49|}{|1.37|} \times 100\%$$

$$E_{r(2)} = \frac{0.10}{1.49} \times 100\%$$

$$E_{r(2)} = 0.0671 \times 100\%$$

$$E_{r(2)} = 6.71\%$$

El error relativo (E_r) en la medición de la frecuencia (simulado y medido) en GHz para el CSRR indica que la diferencia entre el valor medido y el valor verdadero es aproximadamente del 2.27% y 6.71% en relación al valor verdadero. Esta discrepancia puede atribuirse a errores en la geometría, los cuales surgen debido al método de

fabricación, así como a la adición de conectores y el proceso de soldadura. Es importante notar que, en las simulaciones, el material FR4 se modela como un material sin pérdidas a lo largo de todo el rango de frecuencias. Sin embargo, la caracterización empírica del FR4 utilizado revela que este presenta pérdidas significativas a partir de 1 GHz. Este comportamiento se debe a la naturaleza dieléctrica y la estructura interna del FR4, donde las pérdidas dieléctricas y la disipación de energía aumentan con la frecuencia. Las imperfecciones en la fabricación, como variaciones en el grosor del sustrato y la calidad de los conectores y soldaduras, pueden introducir desviaciones adicionales entre los resultados simulados y medidos. De la figura 4.3 para encontrar Δf , necesitamos identificar las frecuencias en las que la magnitud es 3 dB mayor que la mínima (es decir, $-38.5129 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = -35.5129 \text{ dB}$). En el capítulo anterior se señaló el factor de calidad como $Q = \frac{f_r}{\Delta f}$, donde f_r es la frecuencia de resonancia y Δf es el ancho de banda a 3dB. Estos valores se pueden obtener del gráfico del parámetro S, que mide la transmisión entre los dos puertos. El factor de calidad indica cuán selectivo es el CSRR, es decir, cuánta energía almacena y disipa en cada ciclo. Estos dos puntos donde la magnitud es -35.5129 dB estimamos las frecuencias: Frecuencia más baja (f_1); aproximadamente 3.03 GHz. Frecuencia más alta (f_2); aproximadamente 3.12 GHz. Entonces, $\Delta f = f_2 - f_1 = 3.12 \text{ GHz} - 3.03 \text{ GHz} = 0.09 \text{ GHz}$. Para el segundo CSRR el ancho de banda sería: $\Delta f = f_2 - f_1 = 1.38 \text{ GHz} - 1.36 \text{ GHz} = 0.02 \text{ GHz}$. El cálculo del factor de calidad Q aplicando la ecuación 3.3 obtenemos:

CSRR DOS PUERTOS

$$Q_1 = \frac{3.08}{0.09} = 34.22$$

CSRR DE UNICO PUERTO

$$Q_2 = \frac{1.49}{0.02} = 74.5$$

Un factor de calidad $Q_{(1)}$ y $Q_{(2)}$ de 34.22 y 74.5, respectivamente, en un resonador CSRR indica una eficiencia moderada. En general, valores más altos de Q se consideran deseables, ya que implican una menor pérdida de energía y un ancho de banda más estrecho. Sin embargo, los Q calculados aún sugiere que el resonador es capaz de almacenar energía de manera efectiva y puede ser útil en aplicaciones de microondas.

4.1.2. Fabricación del dispositivo microfluídico

El material para la impresión 3D es un compuesto de resina gris. Se utiliza PDMS para fabricar el canal microfluídico utilizando un molde impreso en 3D [39]. El dispositivo consiste en un sistema de cámaras y microcanales que se interconectan entre sí. Los moldes fueron diseñados para obtener canales de 1 mm de ancho y con una altura de 1 mm. Una vez obtenido el archivo de diseño (exportado en stl) lo ingresamos en el entorno

de impresión del *ChituBox*. El diseño CAD se ubica sobre la plataforma de configuración del software de impresión 3D. Aquí, ajustamos los parámetros adecuados de acuerdo a las pruebas experimentales realizadas y conforme a las características de la impresora. Los ajustes de impresión básico de impresión 3D se concluyen en la tabla 4.3; esto es luego de múltiples ensayos de impresión con distintas configuraciones de prueba, no obstante, se expone el óptimo para la propuesta del software Chitubox. En los procedimientos impresión, los soportes suelen desempeñar más bien un papel de tirantes y actúan sobre todo como puntos de tensión para evitar que la pieza se desprenda por las tensiones generadas durante el proceso de exposición UV. Los soportes en impresión 3D son estructuras que luego se tienen que eliminar, pero que debemos añadir a la pieza para que sea construible.

Tabla 4.3 Configuración de impresión 3D en *CHITUBOX*.

Descripción	Ajuste
altura de capa	0.025 mm
total, de capas inferiores	6
tiempo de exposición	2 seg.
tiempo de exposición inferior	35 seg.
recuento de capas de transición	6
tipo de transición	lineal
tiempo de descanso después de retirarse	4 seg.

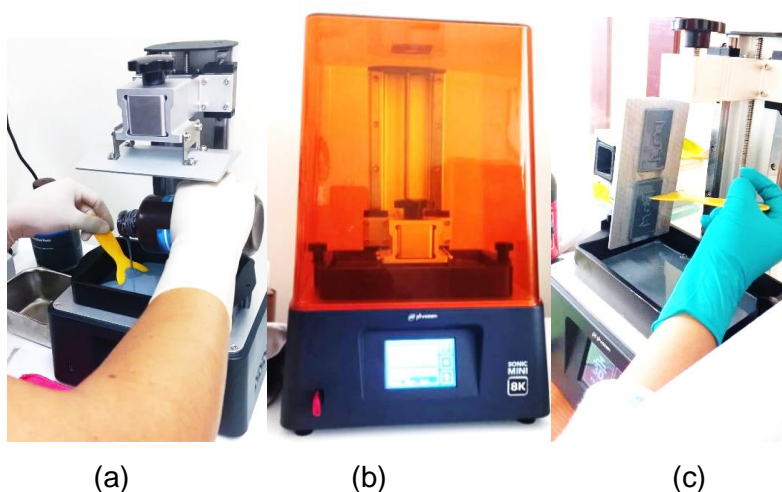


Figura 4.4 (a) Llenado de la cámara de impresión con resina de impresión 3D Aqua 8K. (b) Impresión mediante Phrozen 3D Sonic Mini 8K (en proceso). (c) Retirado del molde desde la plataforma de la impresora 3D (impresión finalizada).

Configurado los parámetros de impresión se procede a llenar la cámara de impresión (figura 4.4a) con la resina. Para ello se contó con la Impresora 3D Phrozen Sonic Mini 8K de muy alta resolución para modelos realistas.

La Sonic Mini 8K garantizan una alta estabilidad y garantizan impresiones en 3D de alta calidad, tiene un volumen de impresión de 165 x 72 x 180 mm y, por lo tanto, ofrece suficiente espacio para hacer nuestro modelo. Su interfaz de usuario es intuitiva y garantiza una navegación sencilla. Simplemente ingresamos vía USB el archivo (.stl) que contiene la configuración hecha en Chitubox, en la pantalla táctil ejecutamos la impresión (figura 4.6b). Finalizado la impresión (figura 4.4c) se procede retirar el resto de resina líquida y con mucho cuidado retiraremos el molde adherido a la plataforma; esto se logra cortando los soportes de impresión mediante una espátula de polipropileno (de amarillo en la figura). Esta herramienta es valiosa para remover en superficies planas, sin rasgar el molde.

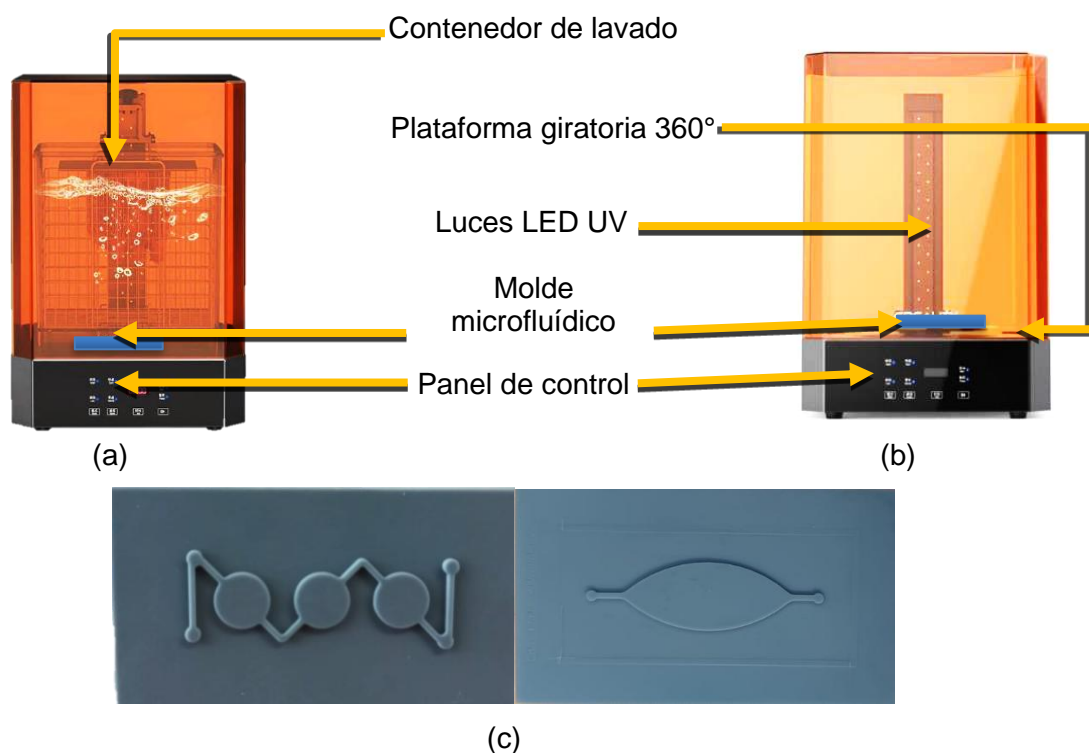


Figura 4.5 (a) Lavado del molde en alcohol isopropílico y (b) curado por luz ultravioleta (UV) post impresión 3D. (c) Resultado final de dos moldes en resina.

Para finalizar este proceso, una vez retirado el molde se pasa por la estación de limpieza *Creality*. Primero, para el lavado en alcohol isopropílico (figura 4.5a), luego es curado mediante luz ultravioleta (UV), ver figura 4.5b. Esto ayuda con la remoción de imperfecciones que pudieran existir en las esquinas y bordes del diseño, obteniendo un

molde optimo mostrado en la figura 4.5c. La primera tiene un diseño que se asemeja a una estructura de brazos (zigzag) con microcanales conectados a unas cámaras circulares. En la segunda, parece una representación de un reservorio ovalado (denominado gota). También se trabajó moldes en acrílico hecho mediante CNC. En la figura 4.6 se muestra los dos tipos de material donde su superficie fueron analizados sobre el microscopio óptico AMSCOPE que se utiliza para caracterizar las superficies de los microcanales.

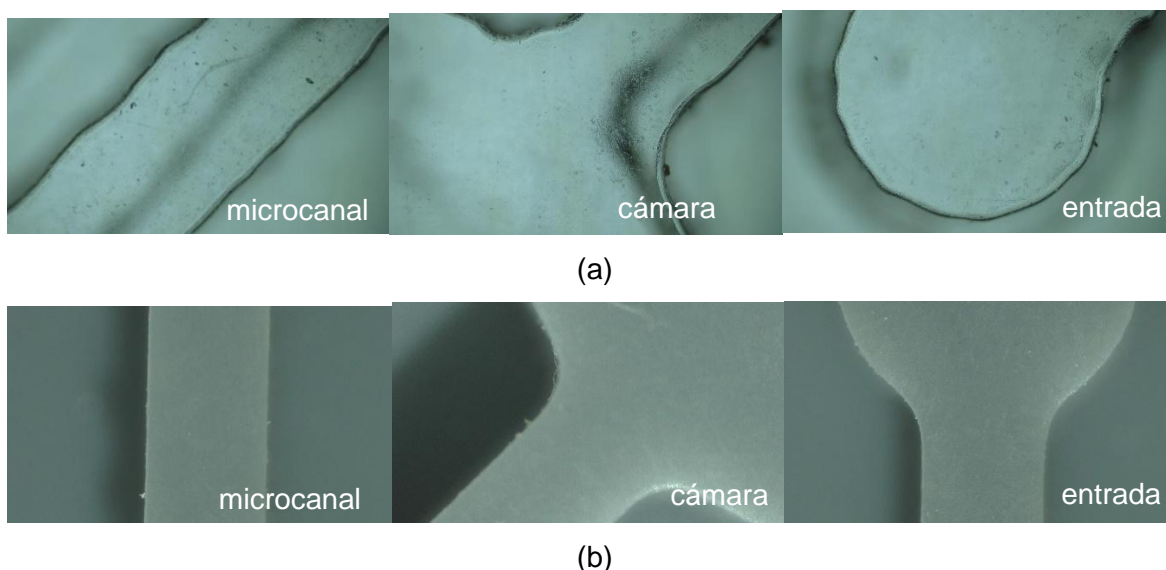


Figura 4.6 Evaluación de rugosidad e imperfecciones en tres zonas del molde con microscopio óptico *AMSCOPE*. (a) Regiones del molde en acrílico con CNC y (b) regiones del molde en resina por impresión 3D.

La mayor o menor rugosidad de una superficie depende de su acabado superficial, para ello, se observó en el microscopio los bordes y superficies de tres secciones del molde, se verificó un resultado optimo en la impresión 3D debido a que el CNC deja huella debido al husillo de corte. En la figura 4.6a se verifica un molde con signos de alta rugosidad y acabado superficial irregular. Hay marcas visibles y líneas en la superficie que indican un acabado no pulido. Esto puede afectar negativamente al flujo y la precisión de los fluidos dentro del molde. En la figura 4.6b, el tipo de material presenta una superficie más suave y uniforme con menos imperfecciones visibles. Esto sugiere un acabado más pulido y una mejor calidad del material. Esto puede mejorar el rendimiento y la fiabilidad del dispositivo final microfluídico.

Obtenido el molde, pasamos a realizar el preparado del PDMS, para ello se hizo el ajuste de la balanza electrónica (figura 4.7a) colocando el vaso de precipitado y calibrándolo nuevamente en 00.00 gramos (figura 4.7b), al colocar y retirar el vaso se

obtiene una medición de -33.88 gramos (figura 4.7c) la cual es la diferencia de peso del vaso. Para medir la cantidad (en gramos) de PDMS base y agente de curado, es necesario hacer el cálculo del volumen del dispositivo, sabiendo que la masa se puede adquirir al multiplicar la densidad del PDMS por el volumen, considerando la proporción 10:1 [39], entonces:

volumen	: $V=(52\text{ mm})(20\text{ mm})(4\text{ mm})=3120\text{ mm}^3$ (bulk)
volumen (en milímetro)	: $V=\frac{3120\text{ mm}^3}{10^3}=3,120\text{ mL}$ (o cm^3)
masa (ρV)	: $m=3,120\text{ cm}^3 \left(0,96\frac{\text{g}}{\text{cm}^3}\right)=2,9952\text{ g.}$ (de pdms)
proporción 10:1 (11k)	: $k=\frac{2,9952}{11}=0.2723\text{ g.}$ (de agente de curado)

Por lo tanto 0,2723 gramo es la masa del agente de curado, sumado a la masa del PDMS base obtenemos una masa total de 3,2675 g. El cálculo anterior es para únicamente un solo *bulk* de PDMS, no obstante, se duplicó esa cantidad para realizar más de un dispositivo.

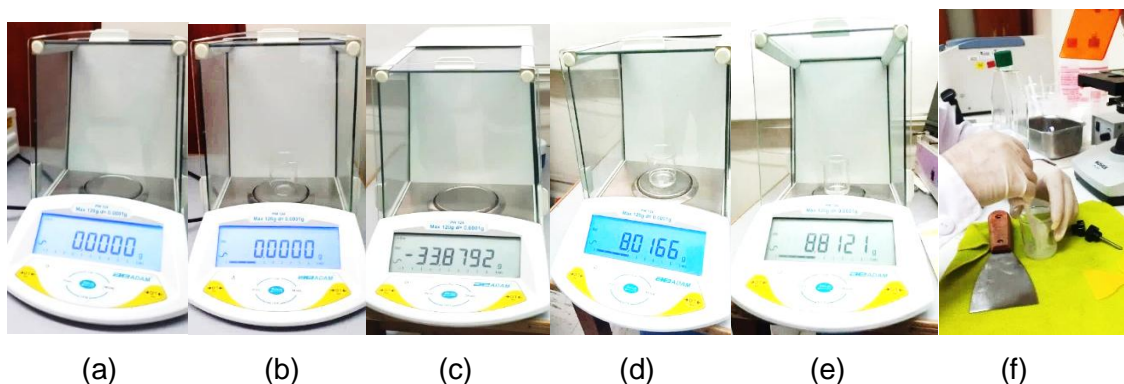


Figura 4.7 (a) Balanza en estado inicial. (b) Balanza con vaso de precipitado (vacío) calibrado a 00.00. (c) Diferencia de peso del vaso al retirarlo. (d) Peso del vaso de precipitado con PDMS (elastómero). (e) Peso del vaso de precipitado con PDMS y el agente de curado. (f) Mezcla del PDMS base (elastómero) y el agente de curado.

Para tres dispositivos se empleó un aproximado de 8g. de elastómero, al multiplicar entonces 1.1 (por la proporción antes mencionada) se obtuvo 8.8 g. tal como se visualiza en la figura 4.7d y 4.7e, la diferencia (0.8 g.) es el peso añadido del agente de curado. Es necesario realizar una mezcla homogénea durante unos 3 minutos, dicho proceso puede ser manual como se muestra en la figura 4.7f. Sobre la proporción 10:1, Sofwan Nuh et. al, [52], determinó la rigidez de PDMS en diferentes proporciones utilizando la máquina de ensayo *Instron*. La figura 4.8a muestra un gráfico entre carga y extensión de cada relación

PDMS. Una carga de la proporción de PDMS a 10:1 exhibió el valor más alto entre las otras proporciones seguido por 10:0.8, 10:0.6, 10:0.4 y 10:0.2 respectivamente.

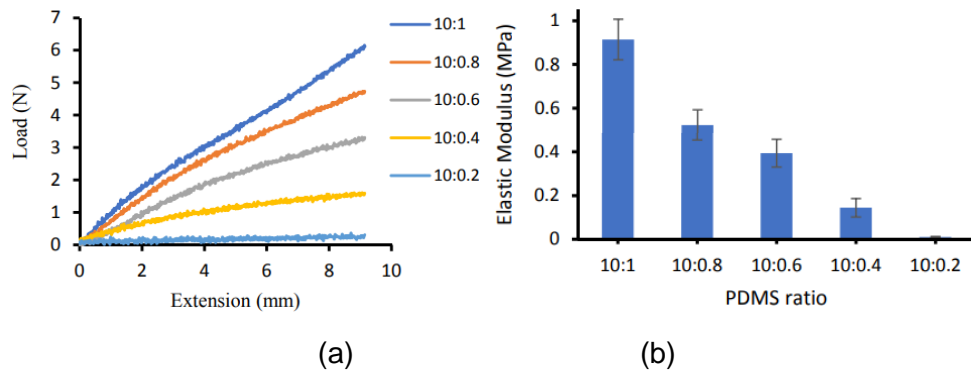


Figura 4.8 (a) La curva de extensión de carga en diferentes proporciones de PDMS.
(b)Efecto de las diferentes proporciones de mezcla de PDMS en el módulo de elasticidad.
(Fuente: Referencia [52])

Los valores obtenidos del módulo elástico en diferentes proporciones de PDMS se muestran en la figura 4.8b. Las barras de error eran obtenidas al repetir el mismo experimento tres veces, se puede ver claramente que el módulo elástico de PDMS disminuye cuando la porción del agente de curado se reduce. La rigidez más alta de PDMS fue 10:1 y siguió por 10:0.8, 10:0.6, 10:0.4 y 10:0.2, respectivamente. Esto indica que a la alta densidad de reticulación (10:1) su propiedad mecánica es la más rígida en comparación con la de las otras proporciones. Una vez preparado la mezcla, vertimos la mezcla sobre los moldes las cuales van ensamblados a unos sujetadores que consta de dos piezas fabricados en PLA, su ensamblado es mediante tornillo y tuercas, se muestra en la figura 4.9a. El filamento predeterminado es usado en la mayoría de las impresoras 3D basadas en extrusión porque se puede imprimir a baja temperatura y no requiere una cámara caliente. También es uno de los filamentos más ecológicos del mercado actual; el PLA es renovable y, lo que es más importante, biodegradable.

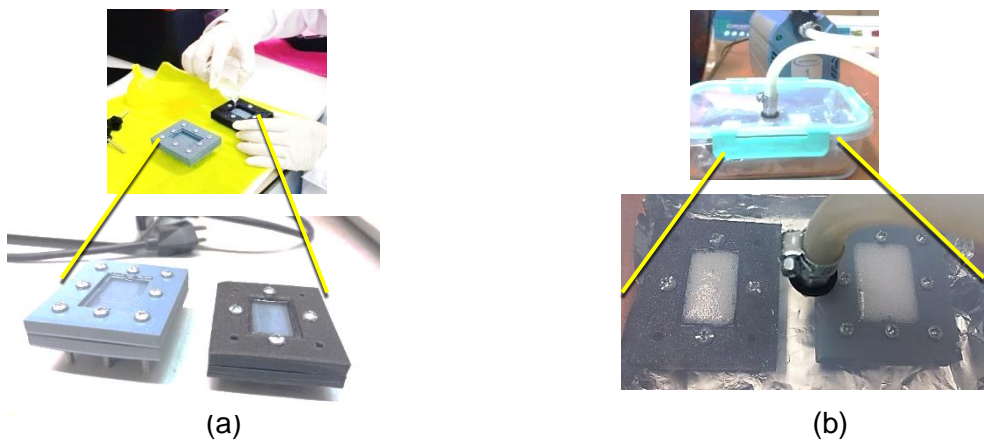


Figura 4.9 (a) Vaciado de PDMS sobre el molde con sujetadores fabricados en PLA (gris y negro) por impresión 3D. (b) Eliminación de burbujas de aire mediante cámara de vacío.

La mezcla genera burbujas que deben ser eliminados; esto se logra en una cámara de vacío. Dejamos reposar la mezcla sobre la cámara de vacío (figura 4.9b) durante 30 minutos para la eliminación de las burbujas [39].

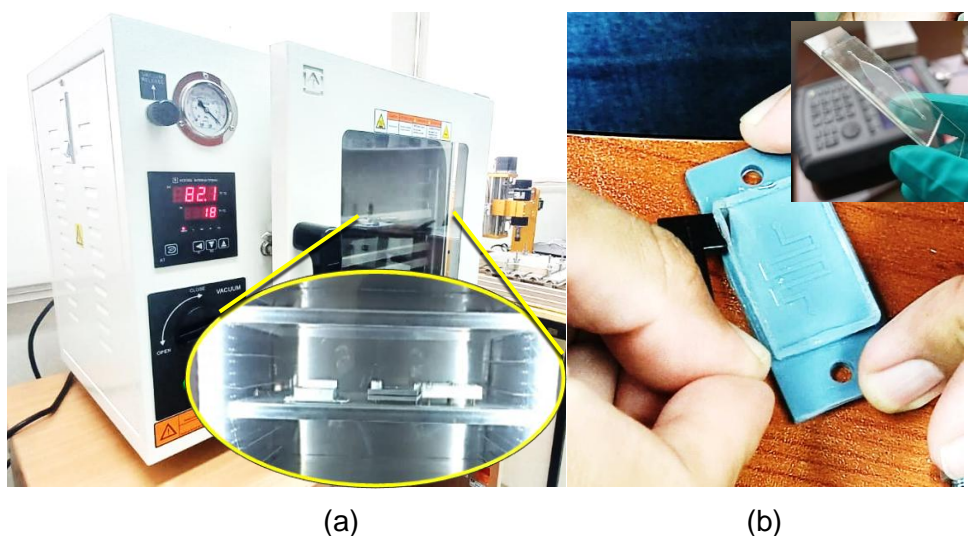


Figura 4.10 (a) Horno en proceso de curado de PDMS, temperatura alrededor de 80° para un tiempo de 1 hora. (b) Extracción y obtención del chip microfluídico (sobre el portaobjetos) desde el molde post curación.

La técnica se llama réplica por molde, en esta técnica consiste en crear una réplica de un patrón de microcanales usando un material flexible y resistente, como el *polidimetilsiloxano*. El negativo es la parte del molde que reproduce la forma inversa del objeto que se quiere copiar. Finalmente, el PDMS pasa por un proceso de cura en el horno a 80°C durante 1 hora, ver figura 4.10a. Se retira del horno y se deja enfriar durante unos minutos para luego extraer el chip desde el molde. Retirar el chip debe hacerse con mucho cuidado para no dañar el dispositivo, es conveniente utilizar bisturís muy finos e ir despegándolo poco a poco para final mente llevarlo al portaobjetos, ver la figura 4.10b. No solo se evaluó los resultados de los moldes, sino también, los bordes y superficies de los *bulk* de PDMS fabricado en molde de acrílico y en resina. El microscopio permite ver la estructura interna del *bulk* de PDMS, así como su transparencia y homogeneidad.



Figura 4.11 Evaluación de la calidad del *bulk* de PDMS fabricado en molde de acrílico mediante microscopio electrónico AMSCOPE.

En la figura 4.11 los bordes del *bulk* de PDMS son irregulares, lo que indica que el material de la que se replicó (acrílico) no fue de forma precisa. Los bordes también presentan algunas grietas o fisuras, lo que puede afectar a la resistencia o la integridad del *bulk*.

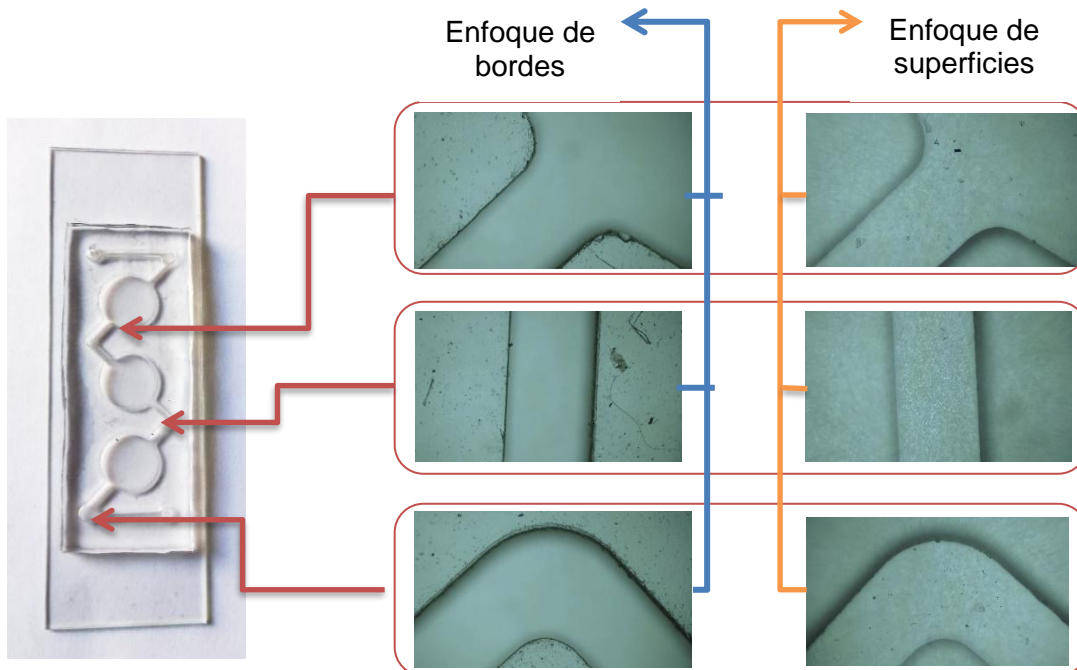


Figura 4.12 Dispositivo microfluídico fabricado mediante replica por molde. Observación de bordes y superficies mediante microscopio electrónico AMSCOPE. Verificamos que no haya defectos o contaminación que puedan afectar los resultados.

Las superficies del *bulk* de PDMS son claras y lisas, pero con algunas marcas o defectos oscuros e irregulares. Estas marcas pueden deberse a la presencia de impurezas o restos del molde de acrílico. Las superficies también muestran contornos no uniformes, lo que sugiere que el *bulk* de PDMS no tiene una forma o un grosor constante (figura 4.12). Se concluye que el *bulk* de PDMS fabricado en un molde de resina tenía una estructura más uniforme y con menos defectos que el fabricado en un molde de acrílico, lo que sugiere que el tipo de molde influye en la calidad del *bulk* de PDMS.

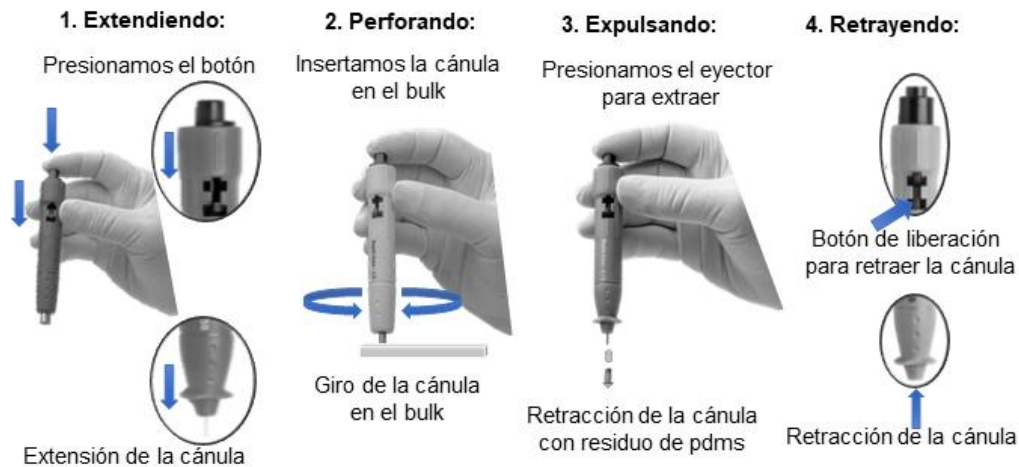


Figura 4.13 Procedimiento para *inlet* y *outlet* en el chip microfluídico (PDMS) utilizando *retractable cutting cannula*.

Para hacer la entrada y salida del chip microfluídico de PDMS utilizamos una cánula de corte retráctil, primero aseguramos de tener el chip limpio y seco. Luego colocamos el chip sobre una superficie estable y ubicamos los puntos (*inlet* y *outlet*) donde se debe hacer los agujeros. Con la cánula de corte retráctil, ejercemos una presión suave y constante mientras giramos para perforar el PDMS. Una vez que hayamos completado el corte, retiramos con cuidado la cánula para evitar dañar el chip, tal como se detalla en la figura 4.16. Posteriormente, limpiamos cualquier residuo y comprobamos que los agujeros estén libres de obstrucciones antes de proceder con el siguiente paso en el proceso.

4.1.3. Integración del dispositivo microfluídico de microondas

El dispositivo microfluídico se diseñó precisamente para que la muestra se ubique en el espacio de mayor intensidad de campo eléctrico. Los espacios de aire pueden causar errores en la evaluación del líquido bajo prueba, por lo que es importante asegurarse que la muestra se ajuste al espacio de resonancia [31].

Cuando se rompe la simetría, como la variación de la permitividad en la región cercana al resonador, la frecuencia de resonancia se vuelve diferente (también su amplitud), de modo que aparecen muesca en el coeficiente del parámetro S. En consecuencia, la diferencia entre las características de cada resonancia indica una variación de MUT (considerando una buena sensibilidad del mismo), lo que permite su caracterización. Fue necesario colocar una lámina (capa) de PDMS entre el chip microfluídico y el resonador para evitar que los líquidos atraviesen (y dañen) el sustrato del sensor. La figura 4.14 hace referencia a un dispositivo conocido como *Spin Coater*, que se

utiliza en la fabricación de películas delgadas. El EZ4 *Spin Coater* es un equipo que aplica una capa uniforme de material líquido sobre sustratos planos, como sustratos de silicio o vidrio.

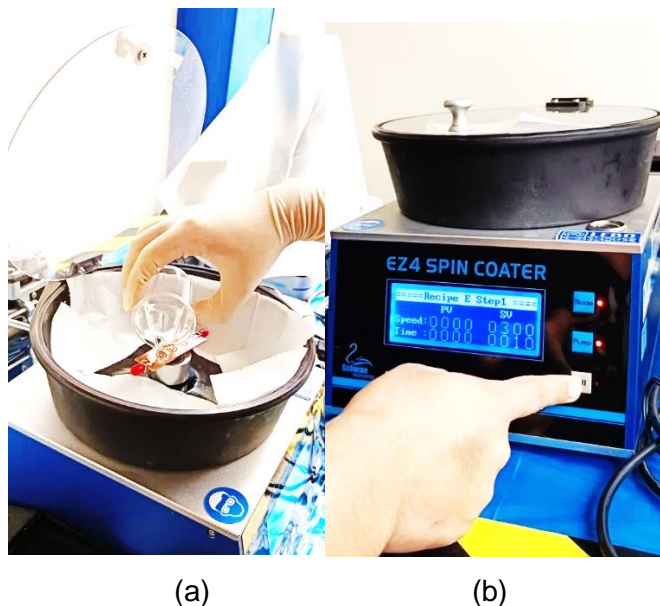


Figura 4.14 (a) Aplicación de capa ultra delgada de PDMS en el CSRR. (b) Programación y ejecución del EZ4 SPIN COATER (recubrimiento giratorio).

Se preparó PDMS en la proporción específica (10:1 de base a endurecedor) para la capa sobre el sustrato; esto es 3 g. de base y 0.3 g. de agente de curado (3.3 gramos de masa total), y se desgasificó para eliminar burbujas de aire. Luego, se vertió sobre el sustrato CSRR, ver figura 4.14a. Se coloca el CSRR sobre el *Spin Coater* (sujetado por succión de aire), se aplica una pequeña cantidad de PDMS sobre el centro del sustrato. Se inicia la rotación del sustrato a una velocidad y tiempo programado, como se ve en la figura 4.14b. La fuerza centrífuga hace que la solución se extienda por toda la superficie del sustrato, formando una capa delgada y homogénea. La velocidad (*Speed*) es el número de revoluciones por minuto (RPM) que gira el plato del spin coater. El valor de “PV” indica la velocidad actual, y el valor de “SV” indica la velocidad deseada o programada. En este proceso, la velocidad programada fue de 700 RPM. El tiempo (*Time*) total es de 15 segundos.

Luego de la distribución uniforme de la capa de sellado, se lleva al horno a una temperatura específica (alrededor de 80°) durante varias horas. Durante este proceso, los enlaces de silicio y oxígeno se forman entre el PDMS y los dos componentes (bulk y sensor), creando un sellado permanente. Además, el calentamiento ayuda a eliminar cualquier burbuja de aire atrapada. El PDMS actúa como una capa de sellado entre el

sensor y el chip microfluídico. El CSRR y el chip microfluídico quedan sellados herméticamente por el PDMS, creando un canal impermeable para el flujo de líquidos. Utilizamos un micrómetro digital para medir el espesor de la capa de PDMS. Antes de comenzar, calibramos el micrómetro a cero para garantizar mediciones precisas. Colocamos cuidadosamente el sustrato con la capa de PDMS entre las mordazas del micrómetro. Esto se hizo en seis áreas distintas del dispositivo, como se ve en la figura 4.15. Ajustamos lentamente el tornillo del micrómetro hasta que las mordazas entren en contacto con las superficies superior e inferior del sustrato recubierto. La lectura en la pantalla digital del micrómetro se detalla en la siguiente figura.

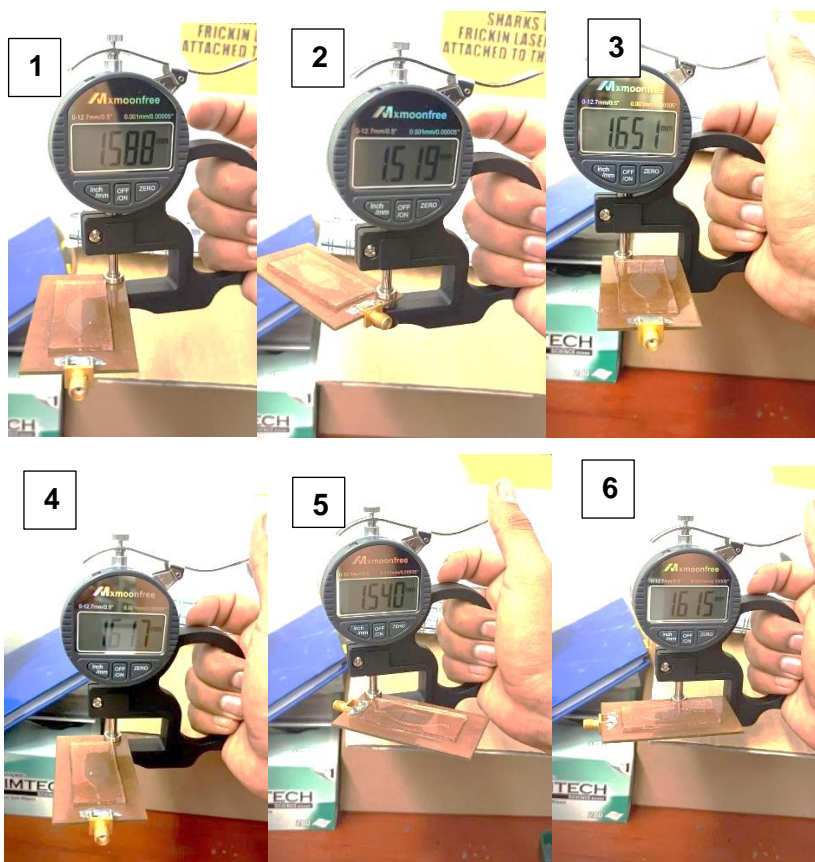


Figura 4.15 Medición del espesor de la capa de PDMS sobre el sensor utilizando micrómetro Digital.

Esta lectura representa el espesor de la capa de PDMS en milímetros. La realización de varias mediciones en diferentes puntos de la muestra garantiza consistencia y precisión. Las lecturas pueden variar ligeramente debido a la uniformidad del PDMS y posibles irregularidades en la superficie. Anotamos las mediciones obtenidas y calcularemos un promedio. El micrómetro digital es un dispositivo de medición de alta precisión que permite medir dimensiones con una resolución de hasta 0.001 mm (1 micrómetro). Su pantalla digital muestra la lectura directamente en milímetros o pulgadas, facilitando la obtención de

mediciones rápidas y precisas. Ahora, calculando el promedio de las seis medidas de espesor de la capa de PDMS:

Lectura 1: 1.588 mm - Lectura 2: 1.519 mm - Lectura 3: 1.651 mm

Lectura 4: 1.617 mm - Lectura 5: 1.540 mm - Lectura 6: 1.615 mm

Para obtener el promedio, sumamos todas las lecturas y luego dividimos por el número total de mediciones: Promedio = $(1.588+1.519+1.525+1.515+1.522+1.520) / 6 = 1.593\text{mm}$. Por lo tanto, el espesor promedio de la capa de PDMS sobre el sustrato FR4 es de aproximadamente 1.593 mm. Se propuso el uso de bloque acrílico (por sujeción) al problema de unión del chip microfluídico al sustrato como se ve en la figura 4.19, de este modo se mejoró los resultados experimentales (de filtración) necesarios para la validación del sensor propuesto.

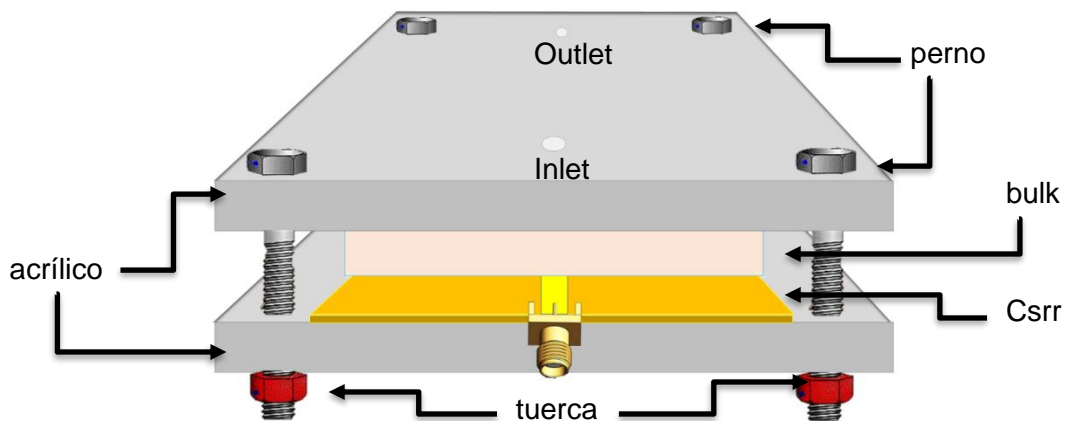


Figura 4.16 Chip microfluídico sobre línea microstrip sujeto con acrílico.

Finalmente, el microstrip y el chip microfluídico se fijaron mediante plataformas de acrílico, tornillos y tuercas. Su integración abarca componentes ensamblados conjuntamente. El acrílico es la capa superior e inferior del dispositivo para sellar el dispositivo y proporcionar una estructura rígida. Los pernos son utilizados para mantener juntas las capas de acrílico y aplicar presión sobre el dispositivo. Las tuercas están enroscadas en los pernos y se utilizan para ajustar la presión y mantener las capas juntas. El *bulk* PDMS está entre las capas de acrílico y sobre el resonador CSRR.

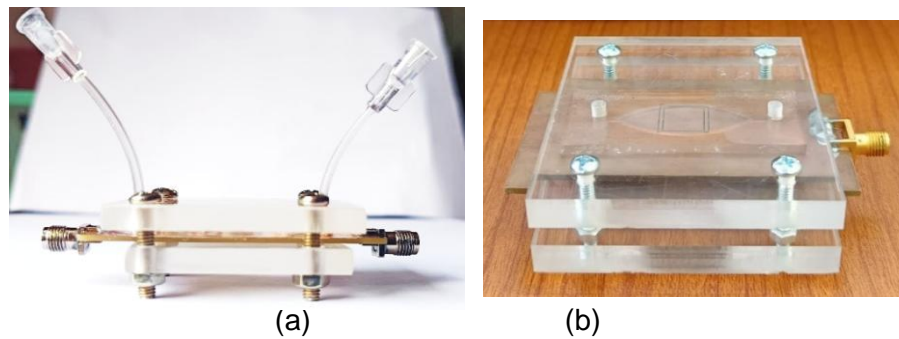


Figura 4.17 Visión técnica del dispositivo microfluídico de microondas. (a) Vista frontal, conectividad y ajuste del dispositivo de dos puertos. (b) Vista en perspectiva del dispositivo de único puerto.

El resonador CSRR es clave para la función de microondas del dispositivo, mientras que el PDMS proporciona un entorno controlado para los fluidos. El resultado del biosensor completamente ensamblado y con todas las conexiones mecánicas realizadas se puede ver en la figura 4.17. El tornillo asegura los componentes y realizan ajustes precisos. La transparencia superior permite la observación de los procesos internos, lo cual es común en dispositivos microfluídicos para monitorear el flujo de líquidos. Los resultados de la caracterización de líquidos mediante línea de transmisión incluyen los pasos del *setup* experimental, medición, procesamiento y análisis de los datos obtenidos la cual se exponen en el siguiente numeral.

4.2. Concentración de D-(+)-Glucosa

Dado que la variación en las propiedades eléctricas utilizada en el esquema de detección de microondas y, considerando que la concentración de glucosa en el rango posible en el cuerpo humano es muy pequeña, la sensibilidad es fundamental para su uso práctico. Por lo tanto, el área efectiva de detección del CSRR se determina considerando la distribución del campo eléctrico. En el estudio actual, que tiene como objetivo demostrar la caracterización en función de la concentración de glucosa en el rango de 100 mg/dL a 500 mg/dL, las condiciones de magnitud y frecuencia son analizadas en la propuesta del biosensor. Además, la precisión del biosensor de glucosa propuesto para concentraciones de glucosa en incrementos de 100 mg/dL se verifica con resultados del estado del arte. Según los resultados de las mediciones, el sensor propuesto es aplicable para monitoreo no invasivo y continuo en entornos prácticos [23].

Se describirá la preparación de muestras que deberá incluirse en el área sensible que cubra el sensor, la cual alterará sus propiedades dieléctricas en respuesta a cambios

en la concentración. Cuando el nivel de glucosa del entorno cambia, la constante dieléctrica del recubrimiento sobre el CSRR cambia, lo que se detecta a través de una modificación en la amplitud (y frecuencia) de resonancia.

4.2.1. Preparación de muestras

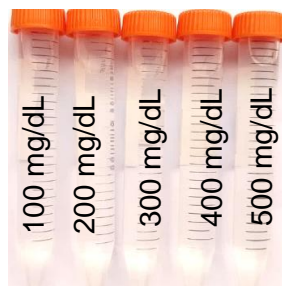
Para las soluciones utilizamos D-(+)-Glucosa ($C_6H_{12}O_6$) de Sigma Aldrich en concentraciones de 100, 200, 300, 400 y 500 mg/dL en agua destilada ultrapura – Invitrogen. Se debe calcular la cantidad exacta de glucosa que se necesita para cada concentración en un volumen específico de solución. Para simplificar, consideremos la preparación en 100 mL (1dL) para cada concentración. Para la preparación de soluciones en distintas concentraciones (de 100 a 500 mg/dL) utilizando D-(+)-Glucosa mediante agua destilada ultrapura libre de DNAsas/RNAsas, se redujo a la cuarta parte la proporción original para economizar los materiales, utilizando solo un volumen de 25 mL de agua. La cantidad de glucosa necesaria para cada concentración se calculó mediante la fórmula:

$$\text{Masa de glucosa(g)} = \text{Concentracion} \left(\frac{\text{mg}}{\text{dL}} \right) \times 0.0025 \quad (4.2)$$

Así, se pesaron las siguientes cantidades de glucosa: 0.025 g para 100 mg/dL, 0.05 g para 200 mg/dL, 0.075 g para 300 mg/dL, 0.1 g para 400 mg/dL y 0.125 g para 500 mg/dL, utilizando una balanza electrónica para aproximarnos a una buena precisión, ver figura 4.18a.



(a)



(b)

Figura 4.18 Proceso para la preparación de las muestras en base a soluciones. (a) Cinco pesos en gramos de D-(+)-Glucosa $C_6H_{12}O_6$. (b) 25 mL de Invitrogen Agua destilada UltraPure sin ADNasa/ARNasa y la obtención final de frascos que contienen una concentración distinta (de glucosa) para un análisis comparativo.

En vasos de precipitados se disolvió cada cantidad de glucosa en un volumen de 25 mL de agua destilada y luego se transfirió la solución a frascos etiquetados con las respectivas concentraciones, como se ve en la figura 4.18b. Se completó así para cada concentración, mezclando bien las soluciones y almacenándolo adecuadamente en refrigeración hasta su uso, asegurando la limpieza de todos los utensilios para evitar contaminaciones cruzadas y garantizando la homogeneidad y precisión de las soluciones. El proceso básico de preparación consiste en pesar la cantidad adecuada de glucosa en una balanza precisa y disolverla completamente en la cantidad especificada de agua destilada ultrapura. Es importante asegurarse que toda la glucosa se disuelva correctamente, agitando la mezcla si es necesario. Estas soluciones pueden ser utilizadas para calibración en experimentos que requieran concentraciones conocidas de glucosa.

Tabla 4.4 Proporciones de Concentraciones de Glucosa.

N°	Concentración	Glucosa (Sigma Aldrich)	Volumen Total (agua ultrapura)
1	100 mg/dL	0.025 gramo	25 mL
2	200 mg/dL	0.05 gramo	25 mL
3	300 mg/dL	0.075 gramo	25 mL
4	400 mg/dL	0.1 gramo	25 mL
5	500 mg/dL	0.125 gramo	25 mL

Para preparar las concentraciones de glucosa según la tabla 4.4 proporcionada, se redujo para cada nivel de concentración a la cuarta parte. Por ejemplo, para una concentración de 100 mg/dL, se tendría que usar 100 mg de glucosa en 100 mL (1dL) de agua. Pero se redujo a una cuarta parte, una concentración 25 mg (0.025 g) y se disuelven en una cantidad de 25 mL de agua ultrapura. Este proceso se repite aumentando la cantidad de glucosa para las siguientes soluciones hasta alcanzar una concentración final de 500 mg/dL, manteniendo constante el volumen total con agua destilada en cada caso. Como se mencionó líneas arriba, fue para un ahorro de material.

La caracterización de líquidos implica medir y comprender cómo la permitividad relativa y la conductividad de una solución varían en función de factores como el nivel de glucosa, la concentración de sales disueltas y la composición química. Estos parámetros eléctricos son fundamentales para comprender cómo un sensor de microondas puede

detectar cambios en la composición de una solución líquida. El sensor funciona en la frecuencia resonante definida (en GHz) y utiliza los cambios en los picos resonantes para caracterizar dieléctricamente diferentes líquidos (concentraciones) [24].

4.2.2. Setup experimental

El *setup* experimental para la medición de concentración de glucosa en el dispositivo microfluídico de microondas incluye la bomba de jeringa para controlar el flujo de las muestras a través del sistema, un analizador de redes vectoriales para medir las propiedades electromagnéticas de las muestras, mangueras para el transporte de fluidos, así como las muestras mismas que se introducirán en el sistema para realizar los experimentos pertinentes. Este conjunto de instrumentos y componentes es fundamental para llevar a cabo la detención en el campo de la microfluídica y la interacción de microondas con fluidos.

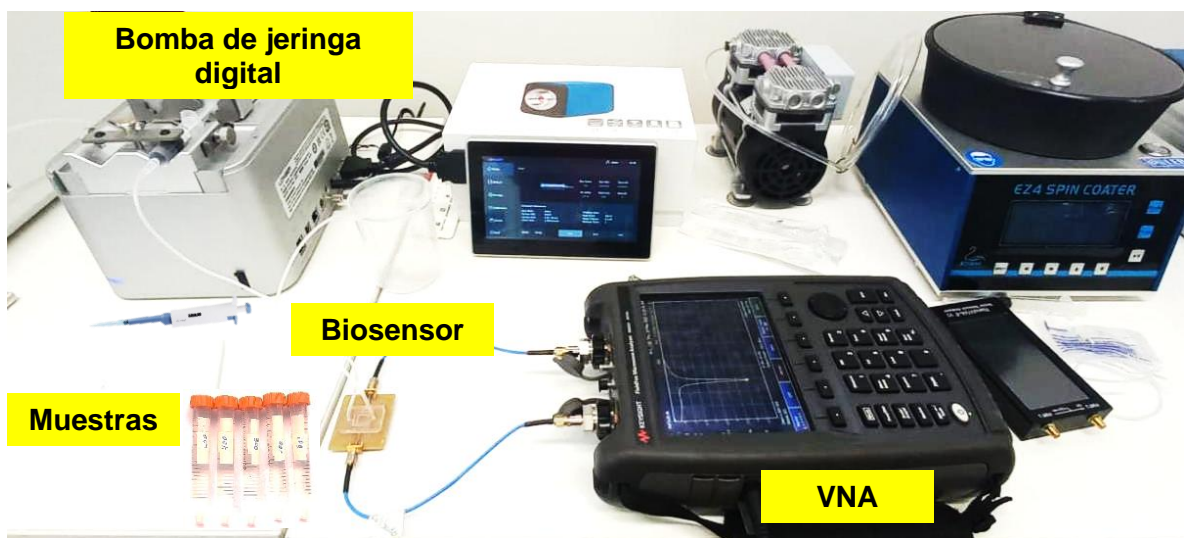


Figura 4.19 *Setup* experimental: El sistema se conecta a un VNA que genera y recibe las señales de microondas y calcula los parámetros S del resonador CSRR, que dependen de la constante dieléctrica del fluido.

El *setup* de la figura 4.19 permite un control preciso sobre el proceso caracterización de líquidos, contribuyendo a la capacidad del sistema para lograr un intercambio de MUT rápido y preciso. La caracterización de los líquidos se realiza utilizando microondas, lo que permite obtener datos precisos y confiables. El *setup* experimental utilizado incluye la excitación del sensor utilizando línea de transmisión microstrip y la medición de las señales de dispersión utilizando un VNA. Además, se cargan muestras repitiendo el proceso muchas veces sobre el sensor para realizar las mediciones y comparar mediciones [40].

Todas las muestras se prueban con un volumen de 250 uL a 400 uL que se carga precisamente dentro del LoC. El Analizador de Red Vectorial de *Keysight* es utilizado para adquirir las medidas de dispersión del sensor en 10001 puntos de frecuencia en el rango de 1 a 3 GHz a una temperatura ambiente de 20°C. La configuración experimental de la conexión del VNA al sensor mediante cables coaxiales se muestra en la figura 4.19. La bomba de jeringa digital de laboratorio dLSP500 es requerido para lograr una velocidad y precisión constante en el chip microfluídico de este modo evitar la generación de burbujas de aire. La bomba de jeringa digital de laboratorio pertenecientes a la serie dLSP 500 de LONGER se controlan a través de una pantalla completamente táctil de 7" con una interfaz gráfica intuitiva para una fantástica experiencia de uso. La sonda de entrada (*inlet*) conectada al chip microfluídico, permite la inyección y succión de líquido. Este diseño permite un control preciso sobre el proceso de manipulación de líquidos, contribuyendo a la capacidad del sistema para lograr un ingreso de muestra rápido y preciso en 10 segundos. Si la permitividad disminuye cuando la concentración aumenta, entonces la amplitud de resonancia aumentará.

El elemento resonante convierte un cambio físico observado (o químico) en una señal medible, generalmente en una señal electrónica cuya magnitud es proporcional a la concentración específico. Finalmente, el analizador de red vectorial se utiliza como procesador de señal y equipo de pantalla. La relación entre la permitividad relativa y el nivel de glucosa se basa en el hecho de que la concentración de sal y el nivel de glucosa de una solución están interrelacionados. Se menciona que, al variar la concentración de una solución, también se afecta la permitividad relativa y la conductividad de la misma. Por ejemplo, al comparar los valores medidos de permitividad relativa y con diferentes niveles de glucosa, se observa que ambos valores cambian considerablemente para las soluciones con diferentes niveles de glucosa.

4.2.3. Parámetros de dispersión

La caracterización viene definida por el principio de operación de desplazamiento de frecuencia y/o amplitud, principio empleado en una gran parte del estado del arte. La aplicación de dos puertos, hace que el resonador acople la energía que fluye de un puerto al otro, de modo que, en resonancia, hay una caída abrupta en el módulo del coeficiente de transmisión (o reflexión para el CSRR de un solo puerto). Los parámetros S relacionan el avance y ondas viajeras reflejadas (o transmitidas) en la línea de transmisión y se puede utilizar para entender el flujo de potencia como una función de la frecuencia. Nuestra hipótesis solo considera evaluar el cambio de amplitud y/o frecuencia debido a un cambio

en la polarizabilidad del material. El método para el cálculo de la permitividad a partir de parámetros S considera que el material es no magnético (es decir, $\mu=1$). Realizamos la medición una y otra vez de los parámetros S variando la muestra. Calculamos y representamos gráficamente la variación en amplitud conteniendo distintas concentraciones de la muestra en el área de detección.

La figura 4.20 muestra los parámetros S_{11} medidos por el sensor. Esta medición es solo una de los muchos sensoramiento que se hizo (para cada concentración). A continuación, se grafica el los resultados de las cinco concentraciones.

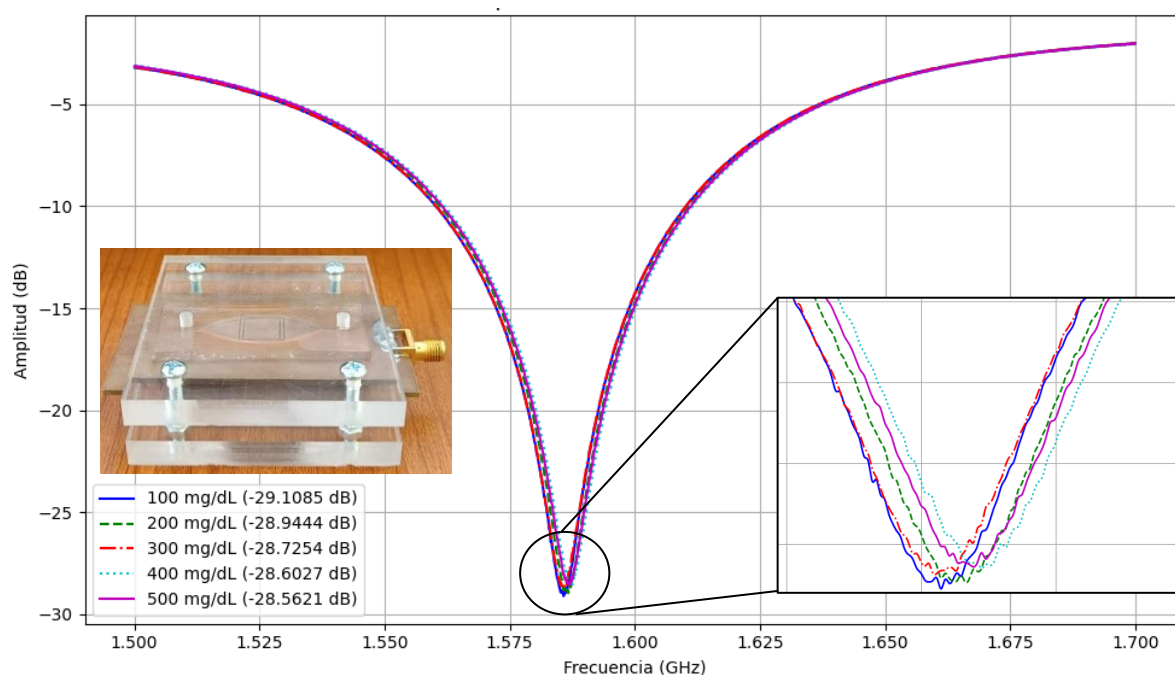


Figura 4.20 S_{11} para diferente concentraciones de D-(+)- Glucosa. Se resalta la variación en amplitud (dB)

La amplitud disminuyó al ir aumentando el nivel de concentración. Este estudio resalta el hecho de emplear una mínima cantidad para la detección, además de demostrar que el sensor puede detectar materiales de baja permitividad. El dispositivo es el lugar donde se realiza la caracterización y el VNA es un instrumento clave utilizado para el análisis mediante los parámetros de dispersión.

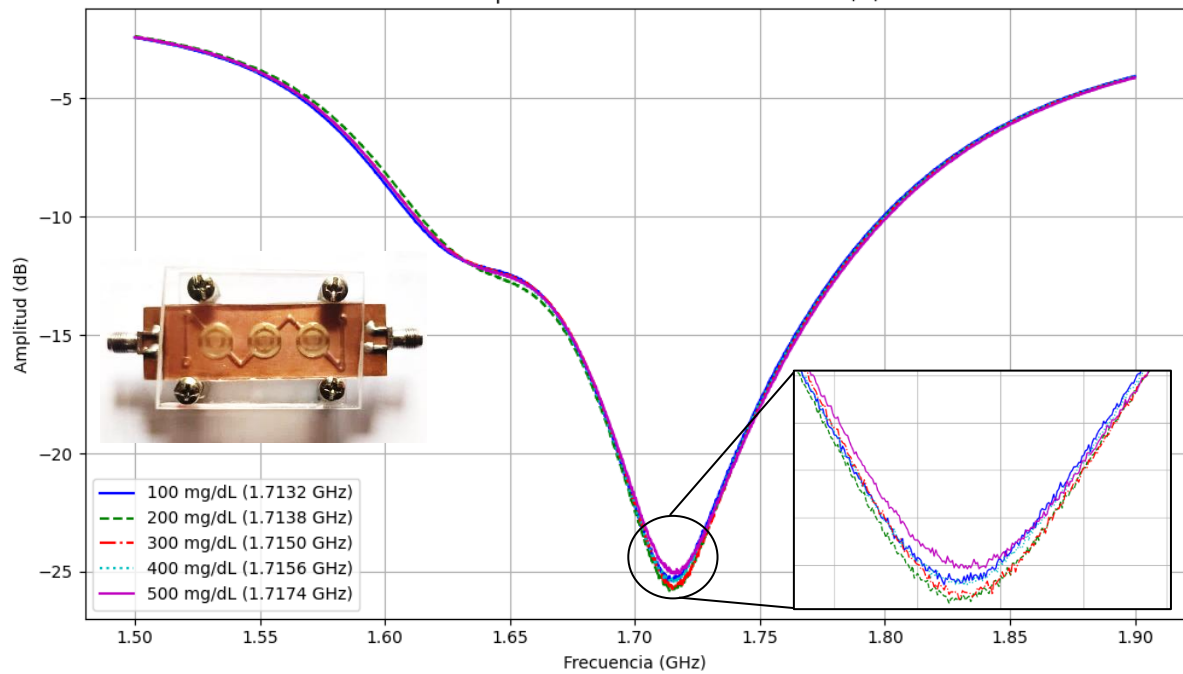


Figura 4.21 S_{21} para concentraciones de D-(+)- Glucosa. Se resalta la variación en frecuencia (GHz).

Estas frecuencias de resonancia son importantes porque ayudan a identificar y caracterizar los líquidos. Cada material tiene una frecuencia de resonancia única, por lo que al observar a qué frecuencia ocurre el pico mínimo, obtenemos información sobre qué material se está observando. Además, la intensidad de estos picos (en dB) proporciona información adicional sobre las propiedades del material. Por ejemplo, el pico más profundo (es decir, un valor de dB más negativo) indica una mayor respuesta del material a la frecuencia de resonancia. La relación entre la constante dieléctrica y el parámetro S_{21} puede ser compleja y depende del sistema específico que se esté analizando. En general, un material con una constante dieléctrica más alta puede almacenar más energía de un campo eléctrico, lo que podría afectar la forma en que el material responde a diferentes frecuencias de señal. Esto, a su vez, se refleja en las mediciones del parámetro S_{21} , como se ve en la figura 4.21. Cuando se aplica una señal eléctrica a un dieléctrico, los dipolos eléctricos dentro del material intentan alinearse con el campo eléctrico que cambia rápidamente. Sin embargo, a altas frecuencias, muchos materiales exhiben una disminución en su constante dieléctrica debido a la incapacidad de los dipolos eléctricos para seguir el campo eléctrico que cambia rápidamente. Por lo tanto, a medida de una mayor constante dieléctrica, la frecuencia de resonancia puede desplazarse hacia abajo. Esto se debe a que los dipolos eléctricos en el material no pueden seguir el ritmo de las oscilaciones del campo eléctrico a altas frecuencias, lo que resulta en una disminución de

la respuesta del material. Al aumentar la concentración de una solución, se produce una reducción en la permitividad, así como un aumento en la conductividad. Estos cambios en la permitividad y la conductividad conducen a un desplazamiento en la frecuencia de las mediciones a medida que el nivel de glucosa aumenta.

4.3. Contrastación de la hipótesis

Se aborda la comparación con estudios previos y la evaluación de la precisión y consistencia de los datos recopilados. Utilizando un sistema de microondas, se puede monitorear la amplitud o frecuencia de resonancia del CSRR. Cualquier cambio en estas magnitudes puede correlacionarse con cambios en el nivel de concentración del entorno, permitiendo así su cuantificación. Esto implica que, al cambiar de uno a otra muestra en una solución, se produce una disminución/aumento significativo en la permitividad relativa y la pérdida, lo cual confirma la teoría detrás de este fenómeno [1].

4.3.1. Comparación con estudios previos

Para validar la efectividad del dispositivo microfluídico de microondas en la medición de concentraciones de glucosa, se compararon los resultados obtenidos con datos de estudios previos realizados utilizando métodos de resonancia como medición.

Jang et al. [23] demostró que el parámetro S_{11} experimentó una notable desviación en frecuencia a medida que la concentración de glucosa aumentaba de 0 a 400 mg/dL. Específicamente, la frecuencia de resonancia disminuyó en aproximadamente 0.2 GHz, indicando una alta sensibilidad del resonador a las variaciones en la concentración de glucosa. En otro trabajo las mediciones de S_{11} mostraron un desplazamiento de la frecuencia de resonancia de 0.15 GHz por cada incremento de 100 mg/dL en la concentración de glucosa, confirmando la alta sensibilidad y linealidad del sensor basado en resonadores de microondas [25]. El análisis de S_{11} en el estudio de Omer et al. [41] indicó un cambio en la amplitud de 2 dB a medida que la concentración de glucosa aumentaba de 90 a 400 mg/dL. Este cambio es significativo y demuestra la capacidad del sensor portátil para monitorear niveles intermitentes de glucosa. El parámetro S_{21} presentó un cambio en la amplitud de 3 dB cuando la concentración de glucosa varió de 50 a 400 mg/dL. Este cambio en amplitud se correlacionó linealmente con las concentraciones de glucosa, demostrando la efectividad del resonador asimétrico en la detección de glucosa [50]. Se observó un cambio en la frecuencia de resonancia del parámetro S_{21} con un desplazamiento de -0.3 GHz conforme la concentración de glucosa aumentaba de 100 a

300 mg/dL según Mustafa Kamal et al. [36]. Este comportamiento sugiere una alta precisión del resonador de anillo cuadrado metamaterial en la detección de variaciones de glucosa.

Tabla 4.5 Comparación de medición de concentración de glucosa utilizando resonadores de microondas.

Ref.	Sensor	Sustrato	Tipo de Resonador	Frecuencia de Resonancia (GHz)	Parámetro	Sensitividad		Volumen de la Muestra (μ L)	Contacto de la Muestra	Rango de Glucosa (mg/dL)
						Amplitud (dB / (mg/dL))	Frecuencia (MHz / (mg/dL))			
[26]	CSRR	Rogers	Microstrip	2.26	S_{21}	0.104	-	6.9	Sobre el sustrato	0 - 400
[50]	SASR	FR4	Coplanar	7	S_{21}	-	0.438	1	Canal fluido	41 - 312
[25]	Inter-Digital Capacitor	GaAs	-	1.5	S_{11}	4.9	117.5	0.1	Sobre el sustrato	30 - 500
[36]	SRR	Rogers	Microstrip	3.5	S_{11}	0.23		-	Sobre el sustrato	80 - 140
[41]	CSRR	FR4	Microstrip	2.45	S_{21}	-	0.94	600	Contenedor fijo	70 - 110
[42]	TP-CSRR	FR4	Microstrip	2.30	S_{21}	62	820	100 - 600	PMMA	70 - 120
[2]	SRR	Rogers	Microstrip	1.156	S_{21}	-	0.0052	10	Sobre el sensor	18 - 540
[3]	SIRS	GaAs)	Microstrip	6.53	S_{11}	24	9.787	2	Sobre el sensor	75 - 500
[21]	CPW	Rogers	Coplanar	3.41	S_{21}	0.00047	-	20	Sobre el sensor	4000 - 20000
[34]	SRR	FR4	Microstrip	2.32	S_{11}	-	0.95	200	Contenedor dieléctrico	89 - 456
Este trabajo	CSRR	FR4	Microstrip	1.49	S_{11}	0.0013	0.006	250	PDMS	100 - 500
				3.08	S_{21}	0.0018	0.0011	400		

Omer et al. [42] mostró una disminución en la frecuencia de resonancia del parámetro S_{11} en aproximadamente 0.25 GHz con el incremento de la concentración de glucosa de 70 a 350 mg/dL. Esto indica que el biosensor basado en CSRR es altamente sensible y adecuado para monitoreo en tiempo real. Para Abdolrazzaghi et al. [2] el parámetro S_{21} mostró una variación en la frecuencia de resonancia de 0.2 GHz al cambiar las concentraciones de glucosa de 50 a 300 mg/dL, evidenciando la capacidad del resonador de anillo dividido activo. El análisis del parámetro S_{11} en el trabajo de Adhikari et al. [3] reveló un cambio en la amplitud de 978.7 MHz mg/mL cuando las concentraciones

de glucosa varían entre 0.75 y 5 mg/mL. Este cambio significativo destaca la ultra alta sensibilidad del biosensor. El principio del biosensor se basa en la profundidad de la muesca en el coeficiente de transmisión (S_{21}) dependiendo de la concentración de glucosa, que cubre el espacio del resonador. La magnitud de la muesca en el coeficiente de transmisión mide el comportamiento de respuesta y analizado en un rango determinado [21]. Los coeficientes de transmisión y reflexión son sensibles a la variación del nivel de glucosa al colocar las muestras en la sección de detección del sensor [34]. Esta comparación demuestra que el dispositivo microfluídico de microondas es una herramienta viable para la medición de glucosa, ofreciendo resultados comparables a los métodos y trabajos de otros estudios, más aún, con ventajas sobre otros en términos de sensibilidad, respuesta en frecuencia y amplitud.

4.3.2. Evaluación de precisión y consistencia de datos

Para la sensibilidad en dB por cada cambio de 100 mg/dL promediamos las diferencias en amplitud calculadas entre muestra y muestra. Entonces, se obtuvo mediante ecuación de ajuste un promedio en dB por cada cambio de 100 mg/dL. En el CSRR de dos puertos fue de 0.0018 dB; para el CSRR de único puerto fue 0.0013 dB por cada cambio de 100mg/dL. Los puntos de datos (y ajuste lineal) están representado en la figura 4.22.

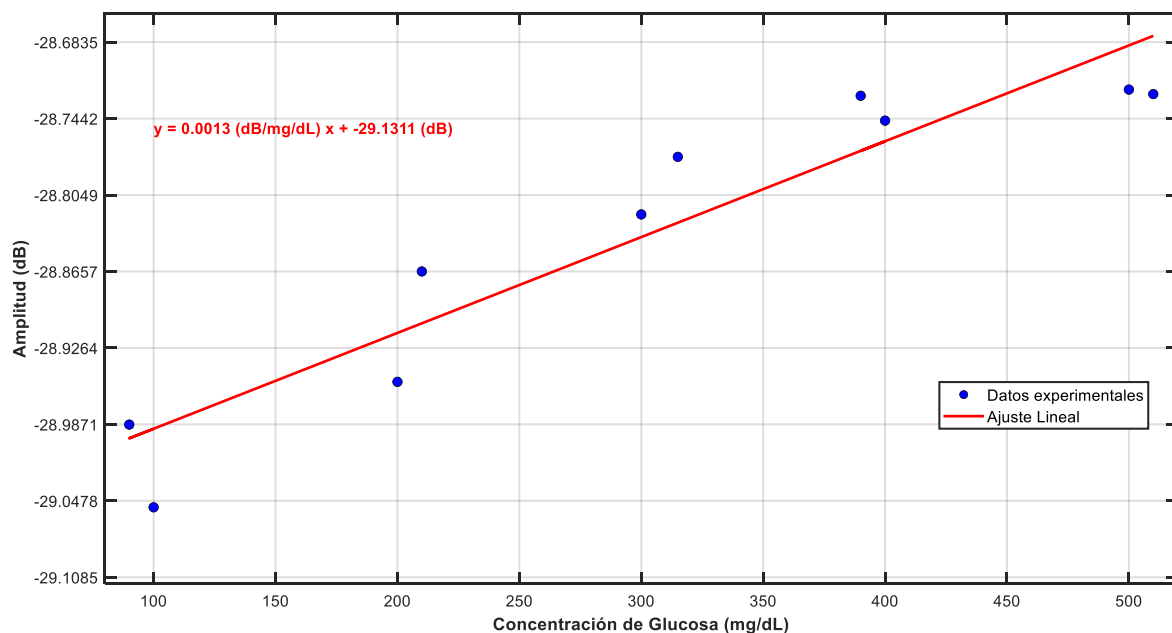


Figura 4.22 Ajuste lineal de la concentración vs amplitud para varios puntos de datos (biosensor de único puerto).

A continuación, se consideró tomar medidas de pico de resonancia, para los desplazamientos en frecuencia en cada concentración. La figura 4.23 representa mediciones del biosensor (de un puerto) en picos de menor resonancia. El gráfico muestra la relación entre la concentración de D-(+)- glucosa (en mg/dL) y la frecuencia en GHz, registrada por el biosensor. A medida que aumenta la concentración de glucosa, la frecuencia también aumenta, lo que sugiere una respuesta directa del biosensor a la presencia del nivel de glucosa.

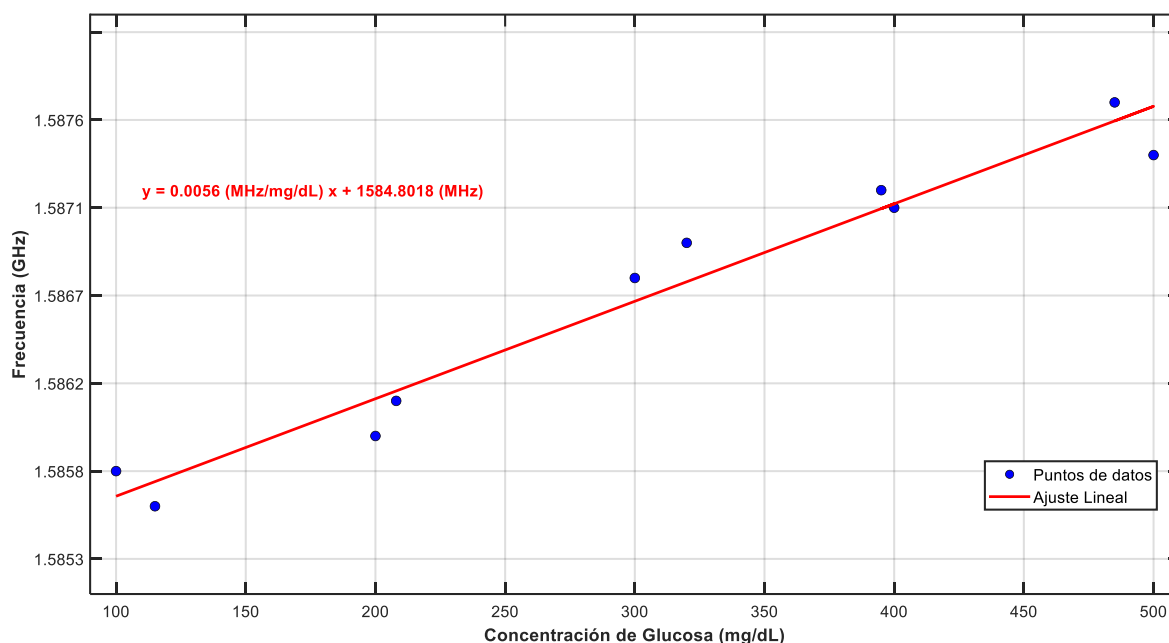


Figura 4.23 Ajuste lineal de la concentración vs frecuencia para varios puntos de datos (biosensor de único puerto).

Esta información es crucial para analizar la relación entre la concentración de glucosa y la frecuencia, permitiendo identificar tendencias y consistencias en los datos experimentales. En el Anexo E, se presenta el manual de procedimientos para la caracterización y medición utilizando el biosensor basado en un resonador de anillo dividido complementario (CSRR) acoplado a una línea de transmisión microstrip. Este protocolo detalla los pasos necesarios para la preparación de muestras, configuración del equipo, medición y análisis de los resultados, enfocados en la detección de concentraciones de D-(+)-Glucosa en soluciones líquidas.

Para concluir, el dispositivo microfluídico de microondas demostró ser una herramienta precisa y consistente para la medición de concentraciones de glucosa.

CONCLUSIONES

El desarrollo del dispositivo microfluídico de microondas *lab-on-a-chip* ha cumplido satisfactoriamente con los objetivos planteados, demostrando que es posible utilizar técnicas de producción factibles a nivel nacional para la caracterización de líquidos. La implementación de moldes impresos en 3D y la fabricación de chips en PDMS han permitido una construcción precisa y eficiente de la plataforma microfluídica, mientras que el uso de CNC en sustratos FR4 ha garantizado la calidad y repetibilidad de los resonadores de microondas. Estos métodos han mostrado ser viables y accesibles, estableciendo una base sólida para la producción local de dispositivos avanzados en el campo de la microfluídica de microondas.

En el proceso de diseño, fabricación y caracterización del dispositivo resonante sobre una plataforma de sustrato de materiales laminados, se ha logrado desarrollar un sistema eficiente para la medida de concentraciones de glucosa en pequeños volúmenes de líquidos. El dispositivo ha demostrado una capacidad óptima para detectar variaciones en las concentraciones de glucosa (100 a 500 mg/dL) mediante la variación de la amplitud de la respuesta de frecuencia de los parámetros de dispersión (S_{11} y S_{21}). Estos resultados confirman que el dispositivo es capaz de realizar análisis precisos y reproducibles, validando su eficacia para aplicaciones de biosensor y en áreas de análisis líquido.

Finalmente, se ha propuesto y validado una metodología de caracterización basada en resonadores de microondas con líneas de transmisión, lo que ha permitido una evaluación detallada del comportamiento de los líquidos en el dispositivo microfluídico. Esta metodología ha demostrado ser efectiva no solo para la detección de glucosa, sino también como un enfoque general para la caracterización de un dispositivo microfluídico de microondas. Los resultados obtenidos confirman que el dispositivo y la metodología desarrollados pueden ser utilizados como herramientas poderosas para el análisis rápido y eficiente, abriendo un camino en la innovación y producción de tecnología microfluídica de microondas en el Perú.

RECOMENDACIONES

Es fundamental continuar el desarrollo y optimización de dispositivos microfluídicos de microondas utilizando técnicas y materiales de producción nacional para fomentar la innovación tecnológica en Perú. Una recomendación clave es explorar y ampliar el estudio para la fabricación de moldes microfluídicos, considerando tecnologías que ofrezcan una gran flexibilidad y precisión en el diseño de microcanales complejos. Además, se sugiere mejorar el proceso de fabricación de chips de PDMS, considerando tratamientos de superficie para aumentar la adhesión y durabilidad. La implementación de resonadores fabricados por CNC en sustratos FR4 ha demostrado ser efectiva; sin embargo, es recomendable probar otros materiales dieléctricos que puedan ofrecer mejores propiedades electromagnéticas y mecánicas.

Para futuros trabajos, se propone el desarrollo de dispositivos integrados que combinen microfluídica y detección microondas en un solo chip, pero optimizando la miniaturización y objetivando el patógeno de detección. Es crucial promover la colaboración entre instituciones académicas y la industria para establecer una cadena de suministro sólida de materiales y equipos, asegurando la sostenibilidad del desarrollo tecnológico. Además, se deben explorar aplicaciones específicas que respondan a las necesidades locales, como la detección de contaminantes en agua y análisis biomédico, utilizando la infraestructura existente para garantizar la continuidad y crecimiento del campo de la microfluídica de microondas en Perú.

GLOSARIO

Microfluídica: Disciplina que estudia el comportamiento de fluidos en canales de dimensiones micrométricas.

Microondas: Ondas electromagnéticas con frecuencias en el rango de 300 MHz a 300 GHz.

Parámetro de Dispersión: S_{11} mide la cantidad de energía reflejada desde el dispositivo bajo prueba (DUT) hacia la fuente. S_{21} mide la cantidad de energía transmitida a través del dispositivo bajo prueba. Es fundamental para analizar la pérdida de inserción y la transmisión en dispositivos microfluídicos.

Lab-on-a-Chip: Sistemas miniaturizados que integran varias funciones de laboratorio en un solo chip microfluídico, permitiendo análisis rápidos y eficientes.

Permitividad (ϵ): Propiedad dieléctrica de un material que afecta cómo se almacena y transmite la energía eléctrica. En microfluídica de microondas, la permitividad de los fluidos influye en la propagación de las ondas.

Resonador de Microondas: Dispositivo que utiliza la resonancia de ondas de microondas para analizar las propiedades de fluidos en microcanales.

FEM (Método de Elementos Finitos): Técnica numérica para resolver ecuaciones diferenciales utilizadas en el diseño y simulación de dispositivos microfluídicos de microondas.

Confinamiento de Campo: Fenómeno donde el campo electromagnético se concentra en un área pequeña, como en un resonador, aumentando la interacción con el fluido.

Caracterización: Proceso de medir y analizar las propiedades de dispositivos microfluídicos, frecuentemente utilizando parámetros de dispersión.

Impedancia: Medida de la resistencia total que un circuito presenta al paso de una corriente alterna, crucial para el diseño y análisis de dispositivos microfluídicos de microondas.

VNA (Vector Network Analyzer): Analizador de redes vectoriales, instrumento para medición de los parámetros de dispersión (parámetros S).

REFERENCIAS

- [1] **Abbasi, Z., Niazi, H., Abdolrazzaghi, M., et al.** (2020). Monitoring pH Level Using High-Resolution Microwave Sensor for Mitigation of Stress Corrosion Cracking in Steel Pipelines. *IEEE Sensors Journal*. vol. 20.no. 13. PP 7033–7043.
- [2] **Abdolrazzaghi, M., Katchinskiy, N., Elezzabi, A. Y., et al.** (2021). Noninvasive Glucose Sensing in Aqueous Solutions Using an Active Split-Ring Resonator. *IEEE Sensors Journal*. vol. 21.no. 17. PP 18742–18755.
- [3] **Adhikari, K. K. & Kim, N. Y.** (2016). Ultrahigh-sensitivity mediator-free biosensor based on a microfabricated microwave resonator for the detection of micromolar glucose concentrations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 64.no. 1. PP 319–327.
- [4] **Alahnomi, R. A., Zakaria, Z., Yussof, Z. M., et al.** (2021). Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions, *Sensors*, vol. 21.no. 7. MDPI AG, Apr. 01.
- [5] **Aziz, A. A., Azmi, M. A. M., Bahrain, A. K., et al.** (2022). Design, Simulation and Fabrication of 3D Printing Mold for Rapid Production (PMRP) of Microfluidic Channel, PP 122–126.
- [6] **Baena, J. D., Bonache, J., Martín, F., et al.** (2005). Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 53.no. 4 II. PP 1451–1460.
- [7] **Balanis, C. A.** (2012). Advanced engineering electromagnetics.
- [8] **Berthier.** (2006). Microfluidics for Biotechnology.
- [9] **Carlsen, P. N.** (2020). Polydimethylsiloxane: Structure and Applications.
- [10] **Chapra, S. C. & Canale, R. P.** (2021). Numerical methods for engineers. PP 988.
- [11] **Chen, Y., Huang, J., Xiang, Y., et al.** (2021). A Modified SIW Re-Entrant Microfluidic Microwave Sensor for Characterizing Complex Permittivity of Liquids. *IEEE Sensors Journal*. vol. 21.no. 13. PP 14838–14846.
- [12] **Chien, J.-C., Ameri, A., Yeh, E.-C., et al.** (2018). A high-throughput flow cytometry-on-CMOS for microwave-frequencies single-cell dielectric spectroscopy Lab on a Chip A high-throughput flow cytometry-on-CMOS for microwave-frequencies single-cell dielectric spectroscopy.
- [13] **Comisión Europea.** (2020). Lab-on-a-chip technology opens up new era for water analysis. CORDIS Resultados de investigaciones de la UE.
- [14] **Dai, L., Zhao, X., Guo, J., et al.** (2020). Microfluidics-based microwave sensor, *Sensors and Actuators, A: Physical*, vol. 309. Elsevier B.V., Jul. 01.
- [15] **Dalmay, C., Leroy, J., Pothier, A., et al.** (2014). Development of high frequency microfluidic biosensors for intracellular analysis, in *Procedia Engineering*, vol. 87, PP.
- [16] **Flores, L.** (2020). Microfluídica en la detección del SARS-CoV-2. Laboratorio de Microfluidos y BioMEMS Departamento de Bioingeniería UTEC.

- [17] **Ganguli, A., Mostafa, A., Berger, J., et al.** (2020). Rapid isothermal amplification and portable detection system for SARS-CoV-2. *Proceedings of the National Academy of Sciences*. vol. 117.no. 37. PP 22727–22735.
- [18] **Hamzah, H., Abduljabar, A. A., & Porph, A.** (2020). High Q Microwave Microfluidic Sensor Using a Central Gap Ring Resonator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 68.no. 5. PP 1830–1838.
- [19] **Hamzah, H., Lees, J., & Porph, A.** (2018). Split ring resonator with optimised sensitivity for microfluidic sensing. *Sensors and Actuators, A: Physical*. vol. 276. PP.
- [20] **Haq, T., Ruan, C., Zhang, X., et al.** (2020). Extremely Sensitive Microwave Sensor for Evaluation of Dielectric Characteristics of Low-Permittivity Materials. *Sensors*. vol. 20.no. 7. PP 1916.
- [21] **Harnsoongnoen, S. & Wanthong, A.** (2017). Coplanar Waveguide Transmission Line Loaded with Electric-LC Resonator for Determination of Glucose Concentration Sensing. *IEEE Sensors Journal*. vol. 17.no. 6. PP 1635–1640.
- [22] **Hong, J.-Sheng.** (2011). *Microstrip filters for RF/microwave applications*. Wiley. PP.
- [23] **Jang, C., Park, J. K., Lee, H. J., et al.** (2021). Sensitivity-Enhanced Fluidic Glucose Sensor Based on a Microwave Resonator Coupled with an Interferometric System for Noninvasive and Continuous Detection. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*. vol. 15.no. 5. PP 1017–1026.
- [24] **Javed, A., Arif, A., Zubair, M., et al.** (2020). A Low-Cost Multiple Complementary Split-Ring Resonator-Based Microwave Sensor for Contactless Dielectric Characterization of Liquids. *IEEE Sensors Journal*. vol. 20.no. 19. PP 11326–11334.
- [25] **Kumar, A., Wang, C., Meng, F. Y., et al.** (2020). High-sensitivity, quantified, linear and mediator-free resonator-based microwave biosensor for glucose detection. *Sensors (Switzerland)*. vol. 20.no. 14. PP 1–17.
- [26] **Labeed, F. H.** (2014). *Microfluidics in Detection Science Lab-on-a-chip Technologies*, Nov. 25.
- [27] **Leroy, J., Dalmay, C., Landoulsi, A., et al.** (2015). Microfluidic biosensors for microwave dielectric spectroscopy. *Sensors and Actuators, A: Physical*. vol. 229. PP 172–181.
- [28] **Little, C. A. E., Stelson, A. C., Orloff, N. D., et al.** (2019). Measurement of Ion-Pairing Interactions in Buffer Solutions with Microwave Microfluidics, in *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vol. 3.no. 3, PP 184–190.
- [29] **Liu, S., Orloff, N. D., Little, C. A. E., et al.** (2017). Hybrid characterization of nanolitre dielectric fluids in a single microfluidic channel up to 110 GHz. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 65.no. 12. PP 5063–5073.
- [30] **Mariam, H., Poulichet, P., Takhedmit, H., et al.** (2022). Accurate Characterization by Dielectric Spectroscopy up to 25 GHz of Nano-Liter Range Liquid Volume Within a Microfluidic Channel. *IEEE Sensors Journal*. vol. 22.no. 4. PP 3553–3564.
- [31] **Mat Hussain, N. S. , A. A. N. , T. Y. N. A. , H. M. N. A. A. , & A. K. M. S.** (2022). Design of resonator cavity for liquid material characterization. *Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control)*. vol. 20.no. 2. PP 447–454.
- [32] **Mitra, S. K. & Chakraborty, S.** (2012). *Microfluidics and Nanofluidics Handbook*.
- [33] **Mohammad Syahrul & Achmad Munir.** (2016). Effect of elements number of SRR-based BPF to its characteristics, in *2012 IEEE International Workshop on Antenna Technology, iWAT 2012*, PP 285–288.
- [34] **Mohammadi, P., Mohammadi, A., & Kara, A.** (2023). Dual-Frequency Microwave Resonator for Noninvasive Detection of Aqueous Glucose. *IEEE Sensors Journal*. vol. 23.no. 18. PP 21246–21253.
- [35] **Mohammed, A. M., Hart, A., Wood, J., et al.** (2021). 3D printed re-entrant cavity resonator for complex permittivity measurement of crude oils. *Sensors and Actuators, A: Physical*. vol. 317.

- [36] **Mustafa Kamal, M. H., Qureshi, S. A., Zainal Abidin, Z., et al.** (2024). Evaluation of microwave square ring metamaterial-based resonator for glucose detection. *Journal of Engineering and Applied Science*. vol. 71.no. 1.
- [37] **Narang, R., Mohammadi, S., Ashani, M. M., et al.** (2018). Sensitive, Real-time and Non-Intrusive Detection of Concentration and Growth of Pathogenic Bacteria using Microfluidic-Microwave Ring Resonator Biosensor. *Scientific Reports*. vol. 8.no. 1.
- [38] **Nguyen, N.-T. , W. S. T. , & S. S. A. M.** (2019). *Fundamentals and Applications of Microfluidics* Second Edition.
- [39] **Niharika J Gupta; S.K. Manhas.** (2019). Comsol Simulation for Optimization of micromixer parameters and its fabrication using 3D printed mold.
- [40] **Omer, A. E., Shaker, G., & Safavi-Naeini, S.** (2020). Wearable CSRR-based Sensor for Monitoring Glycemic Levels for Diabetics, in *Proceedings - IEEE 20th International Conference on Bioinformatics and Bioengineering, BIBE 2020*, PP 922–928.
- [41] **Omer, A. E., Shaker, G., & Safavi-Naeini, S.** (2020). Portable Radar-Driven Microwave Sensor for Intermittent Glucose Levels Monitoring. *IEEE Sensors Letters*. vol. 4.no. 5.
- [42] **Omer, A. E., Shaker, G., Safavi-Naeini, S., et al.** (2020). Non-Invasive Real-Time Monitoring of Glucose Level Using Novel Microwave Biosensor Based on Triple-Pole CSRR. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*. vol. 14.no. 6. PP 1407–1420.
- [43] **Park, S. J., Hong, J. T., Choi, S. J., et al.** (2014). Detection of microorganisms using terahertz metamaterials. *Scientific Reports*. vol. 4.
- [44] **Pozar, D. M.** (2012). *Microwave engineering*.
- [45] **Ramya Sree V.; Tincy K. Mariam; Sharmila Nageswaran.** (2018). DESIGN OF MICROFLUIDIC CHANNEL AND SIMULATION OF LUNG MECHANISM USING COMSOL.
- [46] **Rapp, B. E., Gruhl, F. J., & Länge, K.** (2010). Biosensors with label-free detection designed for diagnostic applications, *Analytical and Bioanalytical Chemistry*, vol. 398.no. 6. PP 2403–2412, Nov.
- [47] **Saadat, M., Taylor, M., Hughes, A., et al.** (2020). Rapid prototyping method for 3D PDMS microfluidic devices using a red femtosecond laser. *Advances in Mechanical Engineering*. vol. 12.no. 12.
- [48] **Sadiku, M. N. O.** (2018). *Elements of Electromagnetics*.
- [49] **Saif ur Rahman, M., Abou-Khousa, M. A., & Donnell, K. M.** (2022). In-Situ permittivity measurement of liquids using immersible planar resonator. *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*. vol. 198.
- [50] **Saleh, G., Ateeq, I. S., & Al-Naib, I.** (2021). Glucose level sensing using single asymmetric split ring resonator. *Sensors*. vol. 21.no. 9.
- [51] **Seiffert, S. & Thiele, J.** (2020). *Microfluidics : theory and practice for beginners*. PP.
- [52] **Sofwan Nuh; Atichart Kwanyuang; Nipaporn Konthapakdee; Somyot Chirasatitsin; Tonghathai Phairatana.** (2019). Leakage-Free Bonding of a Serpentine PDMS Microfluidics Directly on a Screen-Printed Electrode.
- [53] **Steer, M. Bernard.** (2019). *Microwave and RF design : a systems approach*. PP 952.
- [54] **Stelson, A. C., Liu, M., Little, C. A. E., et al.** (2019). Label-free detection of conformational changes in switchable DNA nanostructures with microwave microfluidics. *Nature Communications*. vol. 10.no. 1.
- [55] **Su, L., Muñoz-Enano, J., Velez, P., et al.** (2021). Phase-Variation Microwave Sensor for Permittivity Measurements Based on a High-Impedance Half-Wavelength Transmission Line. *IEEE Sensors Journal*. vol. 21.no. 9. PP 10647–10656.
- [56] **Tabeling, P.** (2010). *Introduction to Microfluidics*.
- [57] **Tarn, M. D. & Pamme, N.** (2014). *Microfluidics*, in *Reference Module in Chemistry, Molecular Sciences and Chemical Engineering*, Elsevier.
- [58] **Workflow & Solver Overview.** (2020). *CST Studio Suite High Frequency Simulation*.

ANEXOS

ANEXO A: Cálculo de W y L mediante Python

```
# ECUACIÓN 3.197 [POZAR] | Microwave Engineering #
%pylab inline
import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
import math
er=4.4 # permitividad relatividad
h=1.5 # en mm - espesor del sustrato
fr=3.3 # en GHz - frecuencia de resonancia
Zo=50 # en ohm - impedancia característica
theta=435 # Cambio de fase
# Parámetros físicos
# W/h<2
A=(Zo/60)*(sqrt((er+1)/2))+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er))
w1d=((8*exp(A))/(exp(2*A)-2))
# W/h>2
B=(377*pi)/(2*Zo*sqrt(er))
w2d=(2/pi)*(B-1-log(2*B-1))+((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-((0.61)/(er))))
#####
# W/h<2
# Width (W):
w=((8*exp(A))/(exp(2*A)-2))*(h*1e-3);
# Length (L):
Ee=((er+1)/(2))+((er-1)/(2))*(1/sqrt(1+(12*(h*1e-3))/w))
Ko=(2*pi*(fr*1e9))/(3e8)
l=(theta*(pi/180))/(sqrt(Ee)*Ko);
# Dimensiones en mm
W_mm=w*1e3
L_mm=l*1e3
# W/h>2
# Width (W):
w=((2/pi)*(B-1-log(2*B-1))+((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-((0.61)/(er)))))*(h*1e-3);
#Length (L):
Ee=((er+1)/(2))+((er-1)/(2))*(1/sqrt(1+(12*(h*1e-3))/w))
```

```

Ko=(2*pi*(fr*1e9))/(3e8)
l=(theta*(pi/180))/(sqrt(Ee)*Ko)
# Dimensiones en mm
W_mm=w*1e3
L_mm=l*1e3
print(W_mm, L_mm)

```

ANEXO B: Cálculo de ϵ_{reff} y Z_0 en Python

```

# Ecuación 3.195 - 3.196 [POZAR] | Microwave Engineering
#####
from io import IncrementalNewlineDecoder
%pylab inline
import sys
# Variables de entrada
er = 4.4; # permitividad relativa del sustrato
W = 2.7e-3; # ancho del microstrip
h = 1.5e-3; # espesor del sustrato
# Cálculo de la constante dieléctrica efectiva
er_eff = (er+1)/2+(er-1)/2*1/sqrt(1+12*h/W);
# Cálculo de la impedancia característica
if((W/h) <= 1):
    Z0 = 60/sqrt(er_eff)*log(8*h/W+W/(4*h));
else:
    Z0 = 120*pi/(sqrt(er_eff)*(W/h+1.393+0.667*log(W/h+1.444)));
print(er_eff)
print(Z0)

```

ANEXO C: Ecuaciones para el cálculo de los parámetros R, L, C, y G para una línea de transmisión microstrip implementadas en Python.

```

import math
# Datos de entrada
f_GHz = 3 # Frecuencia en GHz
w_mm = 2.7 # Ancho del conductor en mm
h_mm = 1.5 # Altura del sustrato en mm
t_mm = 0.035 # Espesor del conductor en mm
epsilon_r = 4.3 # Permitividad relativa del sustrato FR4
tan_delta = 0.02 # Factor de pérdida tangencial para FR4
rho = 1.68e-8 # Resistividad del cobre (Ohm·m)
# Convertir unidades
f = f_GHz * 1e9 # Convertir GHz a Hz
w = w_mm * 1e-3 # Convertir mm a m
h = h_mm * 1e-3 # Convertir mm a m
t = t_mm * 1e-3 # Convertir mm a m

```

```

# Constantes
epsilon_0 = 8.854187817e-12 # Permitividad del vacío (F/m)
mu_0 = 4 * math.pi * 1e-7 # Permeabilidad del vacío (H/m)
c = 3e8 # Velocidad de la luz en el vacío (m/s)
omega = 2 * math.pi * f # Frecuencia angular
# Cálculos preliminares
epsilon_eff = (epsilon_r + 1)/2 + (epsilon_r - 1)/2 * (1 + 12 * (h/w))**(-0.5) # Permitividad efectiva
Z_0 = 60/math.sqrt(epsilon_eff) * math.log((8*h/w) + 0.25*(w/h)) # Impedancia característica
# Resistencia superficial (aproximación)
delta = math.sqrt(2 * rho / (omega * mu_0)) # Profundidad de penetración (skin depth)
Rs = math.sqrt(omega * mu_0 / 2 * rho)
# Resistencia y Conductancia por unidad de longitud
R = Rs * (1 / w) # Aproximación simplificada
G = omega * epsilon_0 * epsilon_eff * tan_delta
# Inductancia y Capacitancia por unidad de longitud
# Corrección: Utilizar la fórmula correcta para L y C
v_p = c / math.sqrt(epsilon_eff) # Velocidad de propagación
L = Z_0 / v_p
C = 1 / (Z_0 * v_p)
# Resultados
print(f"Frecuencia: {f_GHz} GHz")
print(f"Impedancia característica (Z_0): {Z_0:.2f} Ohm")
print(f"Permitividad efectiva (epsilon_eff): {epsilon_eff:.3f}")
print(f"Inductancia (L): {L*1e9:.2f} nH/m")
print(f"Capacitancia (C): {C*1e12:.2f} pF/m")
print(f"Resistencia (R): {R:.2f} Ohm/m")
print(f"Conductancia (G): {G*1e3:.2f} mS/m") # Convertido a mS/m para coherencia

```

ANEXO D: Procedimiento de Calibración del Analizador de Redes Vectorial FieldFox N9952A.

- **Preparación:** Enciende el VNA y permite que se caliente durante al menos 15 minutos para estabilizar la temperatura. Asegúrese de que el VNA esté instalado en un entorno adecuado, libre de vibraciones y perturbaciones electromagnéticas externas. Conecte el VNA a la fuente de alimentación y enciéndalo.

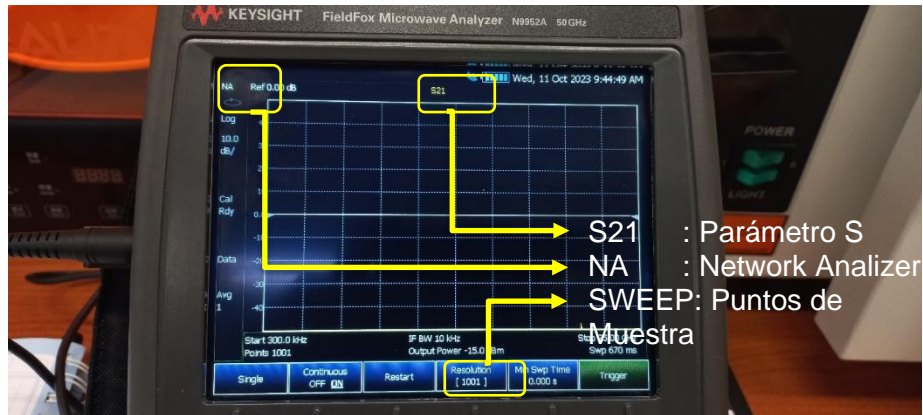


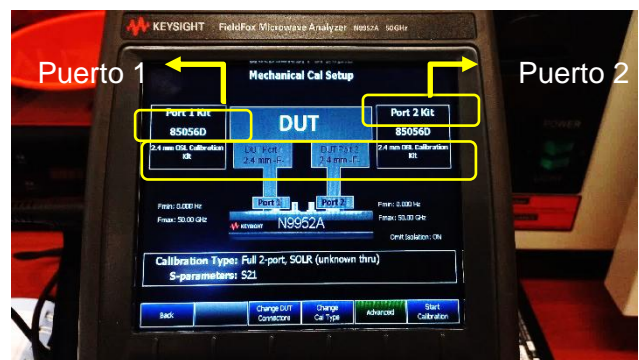
Figura D-1 Configuración inicial del analizador de microondas Keysight FieldFox.

Permita que el instrumento se estabilice térmicamente durante al menos 15 minutos antes de comenzar la calibración. Ajustamos parámetros fundamentales de medición (ver figura D-1): Que esté en Network Analyzer (NA), S-Parameter (S_{11} o S_{21}), Rango de frecuencias (inicio y final) y puntos de muestras (sweep).

- **Configuración Inicial:** Seleccionar el tipo de calibración accediendo al menú de calibración en el VNA y selecciona el tipo de calibración que necesitas realizar (por ejemplo, una calibración de 1 puerto, 2 puertos, etc.). Seleccionar el estándar de calibración eligiendo el kit de calibración que estás utilizando (por ejemplo, N9950A Calibración Kit), como se indica en la figura D-2b.



(a)



(b)

Figura D-2 (a) Kit de Calibración, conexión del cable coaxial al conector de 3.5mm previamente ajustado a los puertos del VNA. (b) Verificación de calibración del VNA (unknown thru).

Nos aseguramos los puertos a calibrar y el kit (código) sean los correspondiente. Conecte el kit de calibración al VNA utilizando los cables proporcionados. Asegúrese de

que todas las conexiones estén firmes y seguras para evitar cualquier error en la calibración debido a malos contactos, se visualiza en la figura D-2a.

- **Realización de la Calibración:** Asegúrese de seleccionar el tipo de conector correcto y el kit de calibración que está utilizando, según lo identificado en las especificaciones del kit. En el menú principal del VNA, seleccione la opción de calibración. Escoja el tipo de calibración que desea realizar, que generalmente será una calibración completa (SOLT - Short, Open, Load, Thru).



Figura D-3 Preparación del método de calibración, método SOLT.

Comience con la pieza de calibración "Short". Conecte el estándar de corto al puerto de prueba y seleccione "Short" en el software para indicar que está calibrando este estándar. Siga las instrucciones en pantalla para completar la medición. Desconecte el estándar de corto y conecte el estándar de "abierto". En el software, cambie a la opción "Open" y realice las mediciones según se indica (figura D-3).

- **Calibración Load (carga) y Thru:** Repita el proceso con el estándar de carga. Cambie al estándar "Load" en el VNA y efectúe las mediciones necesarias.

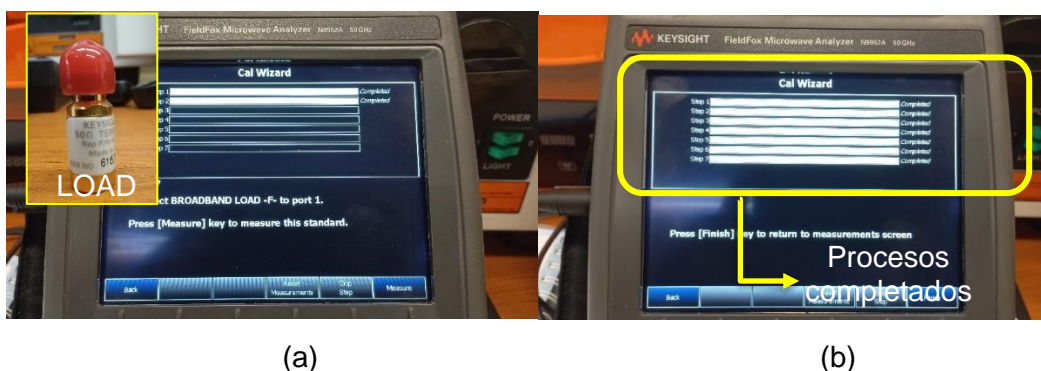


Figura D-4 (a) Calibración de la carga (load) con impedancia de 50 ohm. (b) Secuencia de finalización en la pantalla del analizador de redes vectoriales.

La carga de 50 ohm se emplea para establecer una referencia conocida de impedancia durante el proceso de calibración del VNA (figura D-4a). Esto permite al VNA corregir errores sistemáticos y asegurar que las mediciones de los dispositivos bajo prueba (DUT) sean precisas. La finalización es indicada por las barras al 100% mostradas en la figura D-4b. Se refiere al proceso en el software del VNA donde se indican visualmente los estándares que han sido aplicados y aceptados con éxito. Las barras son indicadores visuales que muestran el progreso de la calibración.

- **Calibración de 2 Puertos:** Finalmente, utilice el estándar Thru (a través de la línea) para conectar los dos puertos del VNA directamente con el adaptador adecuado. Estando en Thru damos medir (*measure*) y completamos las mediciones al 100%. Una vez completados todos los estándares, el VNA procesará los datos para establecer un plan de calibración. Revise que todos los parámetros parezcan consistentes y guardamos la configuración de calibración.
- **Verificación de la Calibración**
 - Revisar las mediciones: Una vez completada la calibración, revisa las mediciones en el VNA para asegurarte de que sean correctas.
 - Guardar los datos de calibración: Guarda los datos de calibración en el VNA para futuras mediciones.
 - Desconectar el kit de calibración: Una vez finalizada la calibración, desconecta el kit de calibración del VNA.
 - Realizar mediciones: Ahora puedes conectar tus dispositivos bajo prueba (DUT) y realizar mediciones precisas con el VNA calibrado.

ANEXO E: Protocolo de Caracterización y Medición del Biosensor Basado en un CSRR.

Este manual describe el procedimiento para caracterizar concentraciones de D-(+)-Glucosa en soluciones líquidas usando el biosensor, que consiste en un resonador de anillo dividido complementario (CSRR) acoplado a una línea de transmisión microstrip.

Lista de Materiales y Equipos

- Analizador de Redes Vectoriales (VNA)
- Jeringas de precisión (1 mL)
- Mangueras de microfluídica (0.5 mm radio)
- Conectores microfluídicos

- Soluciones de D-(+)-Glucosa (Sigma Aldrich)
- Pipetas de precisión
- Dispositivo biosensor:
- Solución de limpieza (etanol o isopropílico)
- Papel absorbente sin pelusa

I. Preparación del Sistema y Configuración del Analizador de Redes Vectoriales (VNA)

1.1. Conectar el Biosensor al VNA:

- Conectar los puertos del biosensor al analizador de redes vectoriales (VNA) asegurándose de una conexión estable y sin interferencias.
- Configurar el VNA en el rango de frecuencia que abarca la frecuencia de resonancia esperada del CSRR.

1.2. Calibración del VNA:

- Realizar una calibración del VNA (con métodos como SOLT: Short, Open, Load, Thru) para asegurar la precisión de las mediciones (detallados en el anexo anterior).
- Verificar la línea base de la respuesta S (por ejemplo, S_{21} o S_{11} según la configuración del biosensor) en ausencia de muestra.

II. Preparación de Muestras y Llenado del Canal Microfluídico

2.1. Preparación de las Soluciones de Glucosa:

- Preparar soluciones de D-(+)-Glucosa con diferentes concentraciones controladas (por ejemplo, en rangos de 100 a 500 mg/dL).
- Mantener las muestras a temperatura ambiente y agitar suavemente para asegurar la homogeneidad de cada solución.

2.2. Inyección de la Muestra en el Canal Microfluídico:

- Cargar cada solución en una jeringa de precisión para llenar el canal microfluídico de manera uniforme.
- Inyectar la muestra en el canal, evitando la formación de burbujas que podrían alterar la medición.

III. Proceso de Medición y Registro de Datos

3.1. Medición de los Parámetros S:

- Iniciar la medición en el VNA y registrar los parámetros S (S_{11} y/o S_{21} según el diseño) para cada muestra de glucosa.

- Observar y documentar la frecuencia de resonancia y la amplitud de la respuesta de cada muestra en el rango de frecuencia configurado.

3.2. Registro de Cambios en la Frecuencia de Resonancia:

- Exportar la frecuencia de resonancia correspondiente a cada concentración de glucosa, ya que esta variará según el contenido dieléctrico de la muestra mediante el archivo S2P.

- Repetir la medición al menos tres veces para cada muestra y calcular el promedio para mejorar la precisión.

IV. Análisis e Interpretación de Resultados

4.1. Análisis de la Relación Concentración-Frecuencia:

- Graficar la frecuencia de resonancia obtenida para cada concentración de glucosa, observando el desplazamiento de la frecuencia en función de la concentración.

- Identificar tendencias o correlaciones que indiquen una relación directa o lineal entre concentración de glucosa y desplazamiento de frecuencia.

4.2. Comparación con Simulaciones:

- Comparar los resultados experimentales con los datos simulados para validar la precisión del sensor.

- Analizar cualquier discrepancia y proponer posibles ajustes en el diseño o en el proceso de caracterización.

V. Informe y Validación de Resultados

5.1. Resultados y Validación:

- Crear un informe que resuma los datos experimentales, los desplazamientos de frecuencia observados y la relación con las concentraciones de glucosa.

- Incluir gráficos de la relación entre frecuencia o amplitud vs la concentración, junto con un análisis estadístico de los datos.

- Evaluar la sensibilidad del biosensor para detectar variaciones en las concentraciones de glucosa.

- Identificar los límites de detección y proponer mejoras en la técnica de medición, si es necesario, para optimizar la precisión en aplicaciones futuras.